

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

2019
Том 2
№ 1

2019
Vol. 2
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. 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. ф.-м. н., проф. БОГУШ В. А. (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)

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

Заведующая редакцией: *Н. В. Папуловская*

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

Онлайн-сопровождение: *А. А. Кобелев*

Сайт журнала: icrtjournal.com

Подписано к печати 6.05.2019

Формат 64×90/16. Усл. печ. л. 8,54. Уч.-изд. л. 8,2. 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. 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. BOGUSH V. A. (BSUIR, Minsk, Belarus)

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

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

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

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

D.Sc., Prof. NOVIKOV V. V. (P. S. Nakhimov ChHNS, Sevastopol, Russia)

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

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

Online support: *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

Website: icrtjournal.com

Содержание — Contents

Астрономия (01.03.00) — Astronomy

Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. Мониторинг вспышечного явления 2014—2018 гг. в блазаре 3C454.3	
A. E. Volvach, L. N. Volvach, and M. G. Larionov, Monitoring of the 2014–2018 flare event in blazar 3C454.3	5
Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г., Дмитроца А. И. РТ-22 КрАО — патрулирование мазерных H_2O источников	
L. N. Volvach, A. E. Volvach, M. G. Larionov, and A. I. Dmitrotsa, RT-22 CrAO – H_2O maser sources patrolling	13

Физика (01.04.00) — Physics

Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Огородников Д. А., Кетько А. В., Козловский В. А. Процессы релаксации в облученных биполярных и МОП-приборах	
Yu. V. Bogatyrev, S. B. Lastovski, D. A. Ogorodnikov, A. V. Ket'ko, and V. A. Kozlovski, Relaxation processes in the irradiated bipolar and MOS devices ...	22
Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я., Солохина Т. В. Радиационно-стойкое проектирование высокопроизводительных нанометровых КМОП СБИС «система-на-кристалле»	
Yuriy M. Gerasimov, Nikolay G. Grigoryev, Andrey V. Kobylatskiy, Yaroslav Ya. Petrichkovich, and Tatiana V. Solokhina, Radiation-Hardening-By-Design of the High-Performance CMOS Nanometer System-on-chip	33

Радиотехника и связь (05.12.00) — Radio engineering and communication

Николенко А. С., Копосова Е. В., Паршин В. В., Серов Е. А. Отражательная способность металлизированных углепластиковых антенн	
A. S. Nikolenko, E. V. Koposova, V. V. Parshin, and E. A. Serov, Reflectivity of carbon-fiber metallized antennas	52
Савин А. А. Методика определения метрологических характеристик зондовой установки для измерения параметров рассеяния изделий СВЧ нанoeлектроники на подложке	
A. A. Savin, Method of metrological characteristics determination of probe system for wafer-level S-parameters measurement of microwave nanoelectronic devices	60
Кудрявченко И. В., Карлусов В. Ю. Оценка надежности двумерной инфокоммуникационной сети на основе мобильных сенсоров в среде распространения с плоскими границами	
I. V. Kudryavchenko and V. Yu. Karlusov, The reliability assessment of a two-dimensional infocommunication network based on mobile sensors in a propagation environment with flat boundaries	71
Волчков В. П. Синтез комплексных сигнальных фреймов Вейля — Гейзенберга с хорошей частотно-временной локализацией	
V. P. Volchkov, Synthesis of complex Weyl–Heisenberg signal frames with good frequency-time localization	86
Евсеев В. И., Лупанова Е. А., Малышев И. Н., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве	
V. I. Evseev, E. A. Lupanova, I. N. Malyshev, S. M. Nikulin, and V. V. Petrov, Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space	100
Кузьмин Л. В., Гриневич А. В. Обнаружение многолучевого распространения хаотических радиопульсов в беспроводном канале	
L. V. Kuzmin and A. V. Grinevich, Estimation of multipath propagation of chaotic radio-pulses in a wireless channel	119

УДК 523.9

Мониторинг вспышечного явления 2014—2018 гг. в блазаре 3C454.3

¹ Вольвач А. Е., ¹ Вольвач Л. Н., 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: 20 февраля 2019 г.

Отрецензировано: 1 марта 2019 г.

Принято к публикации: 12 марта 2019 г.

Аннотация: Проанализированы вариации потока радиоисточника 3C454.3 на различных временных шкалах (от десятков лет до года) по данным длительного многочастотного мониторинга. Спектральный анализ кривых изменения потоков на разных частотах выявил наличие пяти периодических компонент. Аномально длительная вспышка, произошедшая в объекте в 2013—2018 гг., вдвое превышает продолжительность возможного орбитального периода вращения компаньона сверхмассивной черной дыры (СМЧД), расположенной в центре материнской галактики. Сопровождающие вспышку мелкомасштабные флуктуации плотности потока излучения могут быть следствием неоднородностей материи размерами порядка 10^{15} см и более в АД центральной СМЧД и прилегающих к нему областях.

Ключевые слова: радиотелескоп, радиоизлучение, АЯГ, блазары.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Ларионов М. Г. Мониторинг вспышечного явления 2014—2018 гг. в блазаре 3C454.3 // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 5—12.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Вольвач, А. Е. Мониторинг вспышечного явления 2014—2018 гг. в блазаре 3C454.3 / А. Е. Вольвач, Л. Н. Вольвач, М. Г. Ларионов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. Т. 2, № 1. — С. 5—12.

Monitoring of the 2014–2018 flare event in blazar 3C454.3

A. E. Volvach¹, L. N. 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: February 20, 2019

Peer-reviewed: March 1, 2019

Accepted: March 12, 2019

Abstract: Variations of the 3C454.3 radio source flux on different time scales (from decades to a year) are analyzed according to the data of long-term multi-frequency monitoring. The anomalously prolonged outbreak that occurred in the facility in 2013–2018 is twice as long as the possible orbital period of the rotation of the supermassive black hole (SMBH) companion located in the center of the parent galaxy. The small-scale fluctuations of the radiation flux density accompanying the flare can be a consequence of the inhomogeneities of matter with dimensions of the order of 10^{15} cm or more in the central SMBH's AD and adjacent areas.

Keywords radio telescope, radio emission, AGN, blazar.

For citation (IEEE): A. E. Volvach et al. “Monitoring of the 2014–2018 flare event in blazar 3C454.3,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 5–12, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.01

1. Введение

Нестационарные внегалактические источники в коротковолновом участке сантиметрового и в миллиметровом диапазонах длин волн составляют заметную долю от всех радиоизлучающих объектов. Данное соотношение не соответствует относительному составу квазаров и радиогалактик, обнаруженных в низкочастотных обзорах.

Нестационарные источники излучения, как правило, представляют собой компактные образования в центральных областях галактик, состоящие из массивных двойных черных дыр, вращающихся вокруг общего центра тяжести по эллиптическим орбитам [1]. Более массивный компонент содержит в своем составе аккреционный диск. Вращение диска, его

прецессия и аккреция на него во многом определяют динамику и процессы излучения в системе [2].

Блазар 3C 454.3 является одним из ярчайших представителей активных ядер галактик (АЯГ). Основная доля энергии, излучаемая блазаром, сосредоточена в рентгеновском и гамма-диапазонах длин волн. Различные механизмы излучения в разных диапазонах длин волн, по-видимому, связаны с динамикой процессов, происходящих в джетовой составляющей АЯГ и с локализацией областей излучения.

Долговременный многочастотный мониторинг на одиночных радиотелескопах является независимым способом исследования внутренней, субпарсековой структуры источников, недоступной даже для глобальной интерферометрии. Эти исследования служат важным дополнением к существующим РСДБ методам изучения АЯГ. Многочастотные долговременные исследования блазаров поставляют важную информацию о физических процессах, ответственных за излучение во всех спектральных интервалах, от радио- до гамма-диапазона.

В предлагаемой работе анализируются новые данные, полученные во время детального мониторинга продолжительной вспышки в 3C 454.3 на миллиметровых волнах в течении 2013—2018 гг. Предложена интерпретация необыкновенного по длительности вспышечного явления.

2. Оборудование и наблюдения

Долговременный мониторинг на частотах 22.2 и 36.8 ГГц выполнялся с помощью 22-метрового радиотелескопа (РТ-22) Крымской астрофизической обсерватории. Приемные системы на этих частотах представляли собой модуляционные радиометры с диаграммной модуляцией [3]. Подобная система позволяла уйти от аномального спектра флуктуаций коэффициентов усиления усилителей (находящегося вблизи нулевых частот) посредством перемещения спектра сигналов с нулевых частот на частоту переключений диаграмм направленности (порядка 103 Гц). Вторым преимуществом используемого способа приема было снижение уровня тепловых флуктуаций атмосферы, которые существенны на сантиметровых и миллиметровых волнах.

Наблюдения проводились методом поочередной установки одного и другого входных рупоров на источник [4]. Антенные температуры от измеряемых источников корректировались с учетом поглощения излучения в атмосфере Земли. В процессе наблюдений фиксировались также антенные температуры от калибровочных источников, параметры которых указаны в табл. 1 (в первой колонке таблицы указана частота, во второй – принятые плотности потоков).

Таблица 1.

Частота, ГГц	Принятые значения потоков для источников, Ян			
	DR 21	3C 274	NGC 7027	3C 286
36.8	18.3	14.3	5.1	1.56
22.235	19.5	21.5	5.4	2.37

Пересчет антенных температур в плотности потоков выполнялся на основе зависимости:

$$P = 2kT/S_{\text{эфф}}, \quad (1)$$

где P — поток радиоисточника, k — постоянная Больцмана, а T — антенная температура от источника, $S_{\text{эфф}}$ — эффективная площадь радиотелескопа.

Антенная температура исследуемых объектов находилась с помощью калибровочной ступеньки — температурного перепада, подававшегося на вход приемной системы от полупроводникового генератора (ГШП). Калибровка этого сигнала осуществлялась по стандартному температурному перепаду на входе приемной апертуры. Этот перепад соответствовал разнице температур согласованных нагрузок на входе приемной системы, находящихся при температуре окружающей среды и температуре жидкого азота соответственно.

Зависимость эффективной площади антенны $S_{\text{эфф}}$ от угла места h определялась по данным наблюдений калибровочных источников на разных h и азимутах места антенны и использовалась при определении потоков радиоисточников введением соответствующих поправочных коэффициентов. На углах места от 60° до 90° изменений $S_{\text{эфф}}$ практически не отмечено и на этих углах поправочные коэффициенты не вводились.

В среднеквадратичные ошибки плотностей потоков входили ошибки измерений антенной температуры типичные значения которых находились в пределах (3—6) %. При данной методике наблюдений и обработки данных учитываются ошибки, возникающие вследствие изменений уровня шумов аппаратуры, вариаций коэффициента поглощения в атмосфере, нестабильности коэффициента усиления радиометра, ошибок наведения радиотелескопа.

3. Продолжительная вспышка в 3C454.3 (B2251+158)

Исследования переменности потока излучения источника 3C454.3 проводятся в обсерватории Мичиганского университета начиная с 1966 года на частоте 8 ГГц, на частоте 14.5 ГГц — с 1974 года, а с 1980 г. мониторинг начат и на частоте 4.8 ГГц.

С 1980 г. проводятся наблюдения на частотах 22.2 ГГц и 36.8 ГГц в Крымской астрофизической обсерватории [4].

К настоящему времени долговременные кривые блеска источника исследовались в работе [5], и было отмечено, что в вариациях потока присутствует периодическая составляющая с периодом около 6 лет. Там же указывалось, что на периодическую составляющую наложены более быстрые изменения потока (импульсная составляющая изменения потока).

Кривые блеска блазара 3C 454.3 в радио- и гамма-диапазоне приведены на рис. 1. Результирующие значения ошибки в большинстве случаев сравнимы с размерами символов на рисунке.

В кривых блеска блазара на частотах радиодиапазона от 4 ГГц до 36.8 ГГц видны квази гармонические составляющие с периодом 13.5 лет, которые были поставлены в соответствие с прецессионным периодом в двойной системе [6—9].

Самый короткий квази период отождествлялся с периодом орбитальным движением компаньона центральной сверхмассивной черной дыры СМЧД ($T_{orb}=1.55$ года). Этот период был выделен на основе мониторинга на высоких частотах 22.2 ГГц и 36.8 ГГц. В системе координат, связанной с блазаром, и с учетом влияния γ -фактора T_{pr} и T_{orb} равны соответственно 182 годам и 21 годам.

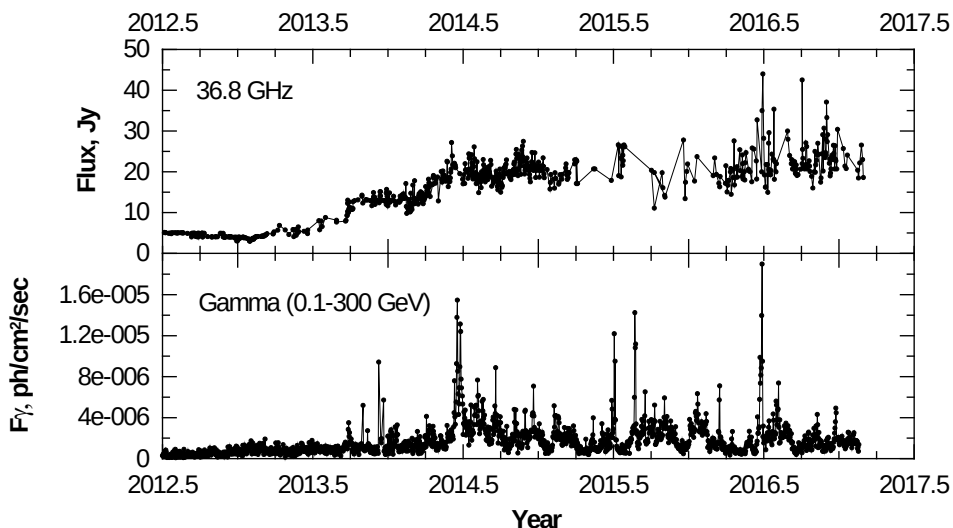


Рис. 1. Вспышечные явления в блазаре 3C 454.3.

Fig. 1. Outbreaks in blazar 3C 454.3

Из-за прецессионных движений в системе, компаньон в своем движении по орбите пересекает аккреционный диск (АД), создавая заметное повышение уровня плотности потока, выражающееся в наблюдаемых вспышках.

Беспрецедентное удлинение вспышки, начавшейся в 2013 году, трудно было спрогнозировать. Очередной 13-летний цикл в настоящее время отмечается максимумом.

При этом возникает вопрос, за счет какого механизма (эффекта) происходит такое изменение длительности вспышечного явления? Если в процессе прецессии АД происходит изменение угла между выбросами материи и направлением на наблюдателя, то мы обязаны фиксировать изменение γ -фактора отражающие значительное пролонгирование вспышки. В настоящее время она продолжается уже 5 год, что по крайней мере вдвое превышает длительность предыдущей вспышки. Такие изменения в продолжительности подъема излучения в объекте должны сопровождаться изменениями γ -фактора по крайней мере в два раза, учитывая, что вспышечное явление еще не закончилось.

Можно предположить, что в результате прецессии мы наблюдаем погружение компаньона в АД на время нескольких орбитальных периодов $T_{\text{орб}}$, например (2—3) $T_{\text{орб}}$. Некоторое уменьшение амплитуды в полтора раза с 30—35 Ян до 20—25 Ян можно объяснить структурой АД, в котором двигается компаньон. Даже за время наблюдаемой вспышки 2013—2018 гг. произошло монотонное увеличение плотности потока на 15—20 %. Эти величины можно считать не существенными по сравнению с реальными изменениями плотности потока от 13 Ян до 43 Ян во время вспышки, то есть более, чем в 3 раза. Эти изменения можно связать с неоднородностями материи в АД, которые встречаются на пути движения компаньона. Длительность этих выбросов бывает менее одного дня, что при скорости движения компаньона по орбите в $5 \cdot 10^3$ км/сек соответствует размерам неоднородностей менее $5 \cdot 10^{13}$ см. Другими словами эти размеры соизмеримы с величиной орбиты Земли и менее величины орбиты Марса.

Сколько еще будет продолжаться эта вспышка можно только предполагать. Если допустить длительность вспышки 5 лет, то это составляет более трети прецессионного периода системы. Для размеров орбиты компаньона, принятых в [10] и размеров АД, можно оценить время нахождения компаньона в пределах АД. Были получены значения $D_{\text{орб}} = 1.3 \cdot 10^{17}$ см и $d_{\text{ад}} = 6 \cdot 10^{15}$ см. При таких данных угол прецессии, при котором компаньон находится в АД составляет величину $\psi = d_{\text{ад}}/D_{\text{орб}} \approx 2.60$. Для угла между направлением выброса и лучом зрения в 5° и углом раствора прецессии не

более этого значения [11] мы получим около 50 % времени от периода прецессии 12 лет, т. е. 6 лет.

Таким образом, около 6 лет мы можем наблюдать вспышечное явление в блазаре 3C 454.3, и в этом случае вспышка может закончиться. Но это только оценки.

Нами были проведены исследования возможного наблюдения аналогичного эффекта длительного вспышечного явления в других активных ядрах галактик (АЯГ). Наиболее подходящим случаем, как нам кажется, является активность в одном из ярчайших АЯГ 3C 273. В работе [12] приведены результаты длительного многочастотного мониторинга этого АЯГ. Длительность вспышки составляет величину около 5 лет. Примерно столько же, несколько более, прогнозируется и длительность вспышечного явления в 3C 454.3.

4. Заключение

1. Проведен длительный цикл наблюдений блазара 3C454.3 на частоте 36.8 ГГц с использованием радиотелескопа РТ 22 КрАО. Мониторинг вспышечного явления (2014—2018) гг. проводился большую часть времени с интервалом времени один день.

2. Наличие орбитального периода в данных вспышечного явления может свидетельствовать в пользу того, что изменение его длительности не связано с увеличением γ -фактора, а напрямую зависит от прохождения компаньона центральной СМЧД сквозь среду аккреционного диска за счет совпадения плоскостей АД и орбиты компаньона.

3. Падение вдвое спектральной плотности потока излучения во вспышке 3C 454.3 (2014—2017 гг.) по сравнению с максимальным потоков в предыдущей вспышке может косвенным образом свидетельствовать о том, что АД является оптически толстым по томпсоновскому рассеянию.

4. За время последней вспышки в 3C 454.3 получен богатый наблюдательный материал для исследования структуры среды АД.

Список литературы

1. Sillanpaa A., Takalo L. O., Pursimo T. и др. Confirmation of the 12-year optical outburst cycle in blazar OJ 287 // *Astron. and Astrophys.* 1996. Т. 305, № 17. С. L17—L20.
2. Lobanov A. P. Mergers and binary systems of SMBH in the contexts of nuclear activity and galaxy evolution // *Proceedings of the MPA/ESO/MPE/USM Joint Astronomy Conference Held at Garching, Germany, 21—25 June 2004*. С. 354—355.
3. Volvach A. E., Volvach L. N., Kut'kin A. M. и др. Multi-frequency studies of the non-stationary radiation of the blazar 3C 454.3 // *Astronomy Reports*. 2011. Т. 55, № 7. С. 608—615.

4. Ефанов В. А., Моисеев И. Г., Нестеров Н. С. и др. Наблюдение радиоисточников на РТ-22 КАО и РТ-14 РХУТ в миллиметровом диапазоне волн // Изв. КрАО. 1981. Т. 64. С. 103—108.
5. Ciaramella A., Bongardo C., Aller H. D. и др. A multifrequency analysis of radio variability of blazars // *Astron. and Astrophys.* 2004. Т. 419, № 2. С. 485—500.
6. Volvach A. E., Volvach L. N., Kutkin A. M. и др. Sub-parsec Structure of Binary Supermassive Black Holes in Active Galactic Nuclei // *Astronomy Reports*. 2010. Т. 54, № 1. С. 28—37.
7. Mohan P., Agarwal A., Mangalam A. и др. Frequency-dependent core shifts and parameter estimation for the blazar 3C 454.3 // *Monthly notices of the Royal Astronomical Society*. 2015. Т. 452, № 2. С. 2004—2017.
8. Ефанов В. А., Моисеев И. Г., Нестеров Н. С. Обзор внегалактических радионисточников на волне 1,35 см // Изв. Крым. астрофиз. общ. 1979. Т. 60. С. 3—13.
9. Aller M. F., Aller H. D., Hughes P. A. The Longterm Centimeter-band Total Flux and Linear Polarization Properties of the Pearson-Readhead Survey Sources // *Bull. of American Astronomical Society*. 2001. Т. 33. С. 1516.
10. Vol'vach A. E., Kut'kin A. M., Larionov M. G. и др. A prolonged flare in the blazar 3C 454.3 // *Astronomy Reports*. 2013. Т. 57, № 1. С. 46—51.
11. Volvach A. E., Volvach L. N., Larionov M. G. и др. The variability of a 3C 454.3 blazar over a 40-year period // *Astronomy Reports*. 2007. Т. 51, № 6. С. 450—459.
12. Vol'vach A. E., Larionov M. G., Vol'vach L. N. и др. An unusually prolonged outburst in the blazar 3C 454.3 // *Astronomy Reports*. 2017. Т. 61, № 11. С. 954—961.

Информация об авторах

Вольвач Лариса Николаевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Ларионов Михаил Григорьевич, доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева РАН г. Москва, 117810, Российская Федерация.

Information about the authors

Larisa N. Volvach, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Michail G. Larionov, Dr. Sci., Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS, Moscow, Russian Federation.

УДК 523.9

РТ-22 КрАО — патрулирование мазерных H_2O источников

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

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: 20 февраля 2019 г.

Отрецензировано: 1 марта 2019 г.

Принято к публикации: 12 марта 2019 г.

Аннотация: Представлены результаты систематических наблюдений выборки ярких мазеров H_2O ($G25.65++1.05$, $G25.825-0.178$, $G27.184-0.082$, $G34.403+0.233$, $G35.20-0.74$, $G43.8-0.13$, $G107.30+5.64$) с потоком, в среднем, более 200 Ян в главной детали спектра за период с апреля по сентябрь 2017 г., выполненных в рамках подготовки к проведению интерферометрических наблюдений со сверхдлинными базами с участием радиотелескопа РТ-22 (Крымская астрофизическая обсерватория РАН). Все источники на рассмотренном промежутке времени обнаруживают достаточно сильную переменность, в пределах от ~40 до ~2300 Ян. В источнике $G25.65+1.05$ на дату 07.09.2017 зарегистрирована вспышка излучения до ~17 000 Ян на скорости 42.8 км/с, впоследствии развившаяся до 60 кЯн в конце сентября 2017 г. Этот факт может говорить о наличии в данных мазерах компактных структур.

Ключевые слова: радиотелескоп, радиоизлучение, вспышка, мазер.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Дмитроца А. И. РТ-22 КрАО — патрулирование мазерных H_2O источников // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 13—21.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Вольвач, Л. Н. РТ-22 КрАО — патрулирование мазерных H_2O источников / Л. Н. Вольвач, А. Е. Вольвач, А. И. Дмитроца // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. Т. 2, № 1. — С. 13—21.

RT-22 CrAO – H₂O maser sources patrolling

L. N. Volvach¹, A. E. Volvach¹, M. G. Larionov², and A. I. Dmitrotsa¹

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: February 20, 2019

Peer-reviewed: March 1, 2019

Accepted: March 12, 2019

Abstract: Results of systematic observations of a sample of bright H₂O maser sources with fluxes, on average, exceeding 200 Jy in their main spectral feature during April–September 2017 (G25.65+1.05, G25.825–0.178, G27.184–0.082, G34.403+0.233, G35.20–0.74, G43.8–0.13, G107.30+5.64) are presented. These observations were carried out in preparation for Very Long Baseline Interferometry observations with an array including the Crimean Astrophysical Observatory 22-m radio telescope. All these sources display fairly strong variability during the time interval considered, encompassing fluxes from ~40 to ~2300 Jy. A flare reaching ~17 000 Jy was detected at a velocity of 42.8 km/s in G25.65+1.05 on September 7, 2017, which subsequently grew to 60 000 Jy at the end of September 2017. This suggests the presence of compact maser structures.

Keywords radio telescope, radio emission, flare, maser.

For citation (IEEE): A. E. Volvach et al. “Monitoring of the 2014–2018 flare event in blazar 3C454.3,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 13–21, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.02

1. Введение

Быстрое развитие астрофизики, как и появление новых возможностей наблюдений, позволило детально исследовать физические процессы в межзвездной среде. Существование мазерного излучения в межзвездной среде рассматривается в современной астрофизике как один из важнейших признаков процессов звездообразования. Первые космические мазеры были обнаружены в 1965 г. на молекулах OH. После открытия мазерного перехода 6₁₆ — 5₂₃ в молекуле водяного пара в 1969 г. наблюдениями космических источников было установлено, что мазерное излучение связано с НП областями или с холодными звездами поздних спектральных классов [1].

Особенно ценную информацию также приносит мазерное излучение космических радиоисточников, излучающих в радиолиниях OH, H₂O, SiO и других молекул, что дает нам важные сведения о тех астрофизических объектах, с которыми они связаны. В 1971 году с участием РТ-22 КрАО проведены первые в мире межконтинентальные РСДБ наблюдения источников в линиях водяного пара на частоте мазерного перехода $6_{16} — 5_{23}$. Достигнуто угловое разрешение радиointерферометра РТ-22 (Симеиз) — РТ-37 (Хайстек) — 0.1 мсек. дуги. В галактических объектах были найдены скопления H₂O источников и обнаружена мощная вспышка в комплексе W49.

Областей образования массивных звезд, по сравнению с областями образования звезд промежуточной и средней массы, известно мало. Основных причин называют две: быстрый процесс эволюции и глубокое погружение в плотное молекулярное облако, что из-за сильного поглощения затрудняет обнаружение и наблюдение их формирования на ранней стадии эволюции [2]. При этом роль массивных звезд в эволюции межзвездной среды очень велика. Их воздействие изменяет физические условия в ней, провоцирует процесс начала звездообразования в окрестности массивной звезды и появление многих пекулярных объектов. Они дают нам информацию об условиях фрагментации молекулярных облаков и об образовании первичных кластеров протозвезд, глубоко погруженных в газ и пыль, ускоряют химическую эволюцию окружающей среды, способствуют нагреву пыли и испарению сложных молекул с поверхности пылинок, увеличивая тем самым их обилие.

Во многих случаях в таких областях, кроме тепловых линий молекул, наблюдаются молекулярные мазерные линии, наиболее распространенными из которых являются линии гидроксила OH, H₂O и многочисленные линии метанола, т. е. высвечивается ряд мазерных линий наиболее распространенных молекул при распаде их инвертированных состояний.

Модернизация и введение в действие на РТ-22 КрАО новых сверхчувствительных приемных комплексов позволили начать многочастотные наблюдения мазерных источников: от дециметрового до миллиметрового диапазонов длин волн, в том числе и мазеров в атмосферах комет.

Такой широкий диапазон позволил начать изучение практически всех известных космических мазеров, а также начать исследование мазеров в атмосферах комет. Следует отметить, что лишь на нескольких радиотелескопах в мире реализованы такие возможности для наблюдений. Это объясняется необходимостью создания сложных приемных систем, требующих учета специфики наблюдений в каждой части широкого диапазона длин волн.

В данной работе представлены результаты наблюдений мазерных источников H_2O в нескольких областях образования массивных звезд. Для этой программы наблюдений были отбраны источники (см. табл. 1), имеющие плотность потока в мазерной линии H_2O не менее 200 Ян в течение продолжительного периода.

Таблица 1. Источники, отобранные для программы наблюдений мазеров H_2O на РТ-22 КрАО.

Источник	RA J2000	DEC J2000	VLSR, км/с	Расстояние, кпк
G25.65+1.05	18 ^h 34 ^m 20.84 ^s	−05°59′42.20″	41.9	2.08
G25.825−0.178	18 39 03.60	−06 24 11.17	80.3	6.3
G27.184−0.082	18 41 13.21	−05 09 05.13	18.3	1.2
G34.403+0.233	18 53 18.00	+01 25 26.00	54.7	1.5
G35.20−0.74	18 58 13.21	+01 40 35.29	31.2	2.2
G43.8−0.13	19 11 54.01	+09 35 50.52	37.5	11.8
G107.30+5.64	22 21 27.61	+63 51 45.30	−7.1	0.76

2. Оборудование и наблюдения

Наблюдения проводились с помощью 22-м радиотелескопа РТ-22 Крымской астрофизической обсерватории в Симеизе. Эффективная площадь антенны РТ-22 на длине волны 1.35 см равна 220 м². Ширина диаграммы направленности антенны на половине мощности сигнала на частоте 22 ГГц составляет 2.52'±0.01'. Наведение антенны на исследуемый объект осуществляется с точностью не хуже 2.5" [3]. Для приема и регистрации сигналов от источников в линии водяного пара на РТ-22 КрАО использовался модернизированный спектрально-поляриметрический радиометр с фурье-спектральным анализатором параллельного типа, который имел 512 и/или 2048 каналов и разрешение 8 и 2 кГц (105 и 26 м/с по лучевой скорости в линии H_2O) соответственно [4]. Полученные при наблюдениях спектральные данные корректировались с учетом поглощения в атмосфере и изменения эффективной площади радиотелескопа от угла места.

Полоса приема информации составляла 4 МГц при использовании системы регистрации Марк-5В+. Программное обеспечение создано в отделе радиоастрономии КрАО. Шумовая температура системы $T_{\text{ш}}$ и поглощение в атмосфере определялись по калибровочной ступеньке, «разрезам

атмосферы» и фиксированным температурным перепадам на апертуре радиотелескопа. Шумовая температура $T_{\text{ш}}$ варьировалась в пределах 150—200 К в зависимости от погодных условий. Калибровка по потоку осуществлялась с использованием источников DR 21, Vir-A, Cyg-A. Ширина диаграммы направленности радиотелескопа на 22 ГГц составляла 150 угл. сек. Чувствительность радиотелескопа была 13 Ян/К [5].

Цикл наблюдений мазерных линий состоял в накоплении сигнала в течение (5—10) минут при наведении на источник (*on*) и при отведении с источника на градус в сторону от источника (*off*). Циклы могли повторяться для достижения необходимого отношения сигнал/шум.

С 25 апреля по 07 сентября 2017 г. было проведено 5 сеансов наблюдений 7 источников мазерного излучения из табл. 1.

3. Результаты

Все источники обнаруживают достаточно сильную переменность на масштабе нескольких месяцев, что может говорить о наличии в этих объектах компактных структур (мазерных пятен), делающих их интересными с точки зрения интерферометрических исследований (рис. 1.).

Плотность потока различных компонентов в спектрах на протяжении 5 месяцев покрывает диапазон от ~40 до ~2300 Ян, а в источнике G25.65+1.05 зарегистрирована вспышка излучения до ~17 000 Ян на скорости 42.8 км/с на дату 07.09.2017, впоследствии получившая развитие до 60 кЯн в конце сентября 2017 г. [6]. Большинство мазерных деталей в спектрах выборки имеют плотность потока в пике в среднем от 200 до 400 Ян, что отвечает наблюдательному критерию выборки (не слабее 200 Ян).

На рис. 2 для каждого источника представлена зависимость от времени интегральной плотности потока во всех компонентах спектра (верхние панели рисунков) и плотности потока максимального пика (нижние панели рисунков). Эти графики иллюстрируют общую активность мазеров в течение всего периода наблюдений. Как видно из рис. 2, у источников G25.65, G25.825 и G35.20 имеется тенденция к возрастанию интегральной плотности потока по всему спектру в течение всего периода наблюдений, а источники G27.184, G34.403 и G43.8 постепенно снижали свою интегральную яркость [7]. Источник G107.3 в указанный промежуток времени то возрастал, то убывал как по интегральной яркости, так и по плотности потока максимального пика. Как правило, изменение интегральной плотности потока источников коррелирует с изменением плотности потока наиболее яркой детали, за исключением G27.184 и G34.403, в которых эти зависимости были противоположны друг другу большую часть периода наблюдений.

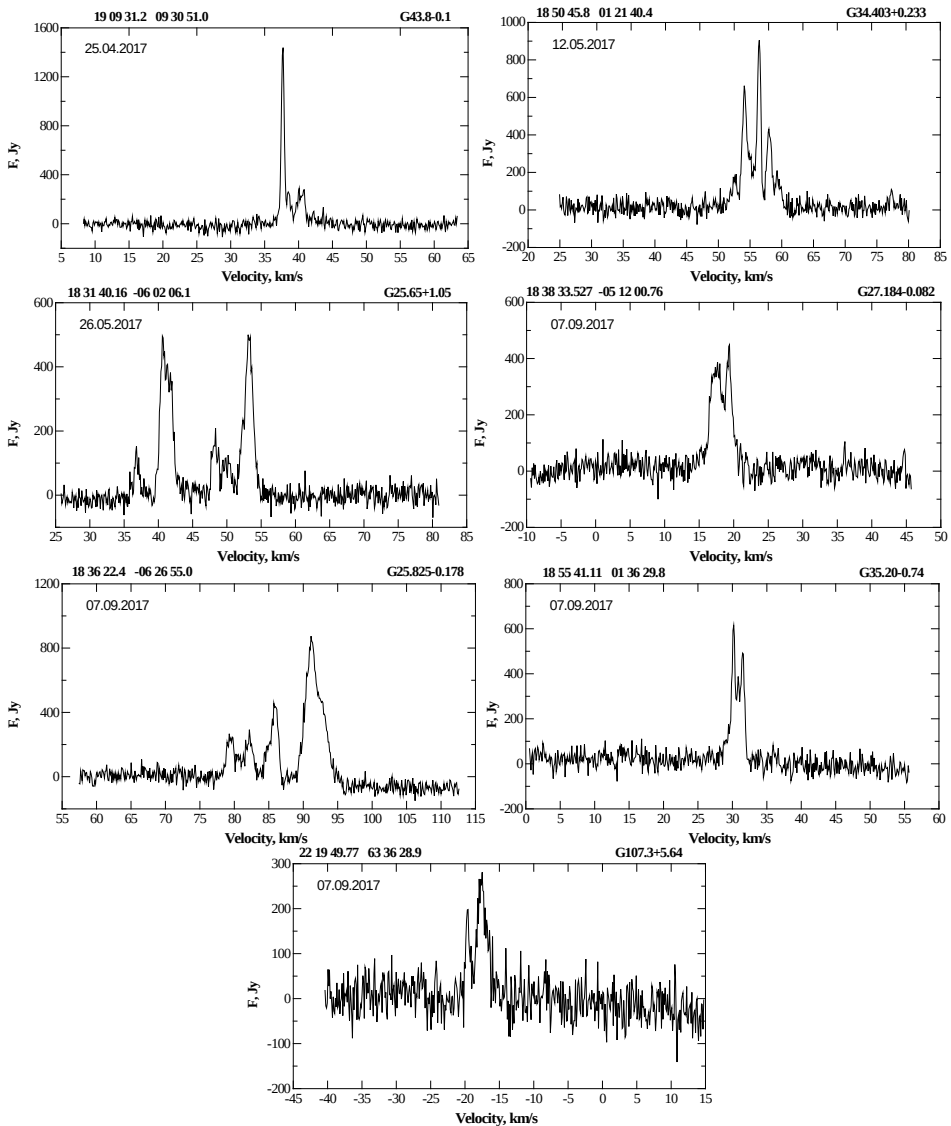


Рис. 1. Спектры мазерных источников.

Fig. 1. Spectra of maser sources

За время наших наблюдений источник G25.65 испытал наиболее мощные вспышки с возрастанием плотности потока основной мазерной детали в несколько сот раз относительно «спокойного» состояния [8].

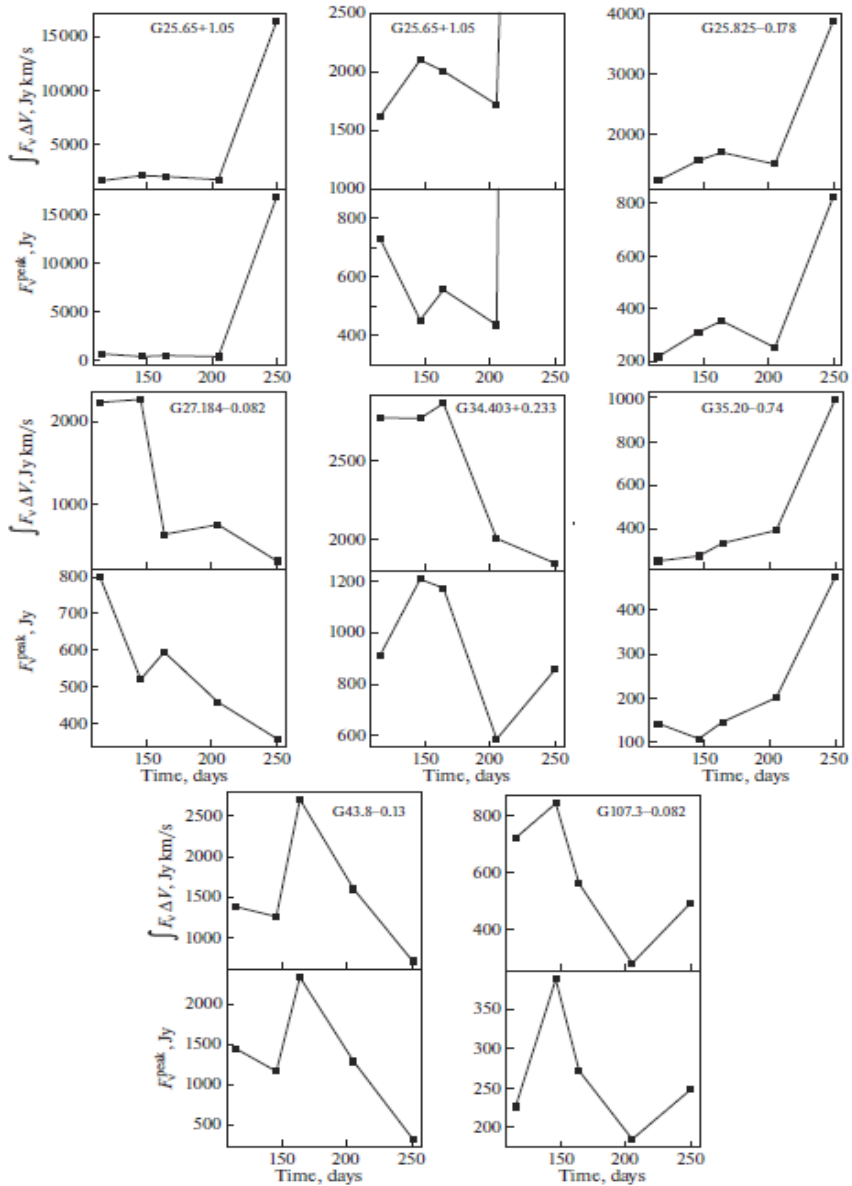


Рис. 2. Зависимость интегральной плотности потока (верхние панели) и плотности потока максимального пика в спектре (нижние панели) от даты наблюдений [7].

Fig. 2. Dependence of the integrated flux density (upper panels) and flux density of the maximum peak in the spectrum (lower panels) on the date of observation [7]

Можно связать такие вспышки с процессами в околозвездном диске. Выше упоминалась одна из возможностей — рост потока ИК-излучения в центральной части области при всплеске аккреции вещества на центральный звездный объект [9], или воздействие на мазерную область ударной волны, возникшей при этом эпизоде аккреции. Мазер может также вспыхнуть, например, при совмещении на луче зрения двух или более протопланетных мазерных конденсаций, движущихся по кеплеровским орбитам вокруг центрального объекта и усиливающих излучение H_2O в ненасыщенном режиме.

Более длительный мониторинг плотности потока и картографирование мазерных деталей в различных молекулярных переходах в таком типе источников позволит сделать выбор между этими гипотезами.

4. Заключение

1. Выполнен мониторинг семи источников мазерного излучения в линии H_2O в областях образования массивных звезд. Проведен анализ полученных наблюдательных данных и проведено сравнение спектров с данными более ранних работ.

2. Все наблюдавшиеся в данной работе мазеры H_2O демонстрируют сильную переменность, что представляет проблему для постановки интерферометрических наблюдений.

Источники финансирования и выражение признательности

Авторы статьи выражают благодарность персоналу РТ-22 КрАО РАН за помощь в проведении наблюдений. Работа частично поддержана грантом РФФИ 18-42-910018.

Список литературы

1. Cheung A. C., Rank D. M., Townes C. H. и др. Detection of Water in Interstellar Regions by its Microwave Radiation // *Nature*. 1969. Т. 221, № 5181. С. 626—628.
2. Bally J., Cunningham N., Moeckel N. и др. Nearby regions of massive star formation // *Massive star birth : A crossroads of Astrophysics*, IAU Symposium Proceedings of the international Astronomical Union. Т. 227. Cambridge : Cambridge University Press, 2005. С. 12—22.
3. Моисеев И. Г., Нестеров Н. С. Калибровочные радиоисточники в миллиметровом диапазоне волн // *Изв. Крым. астрофиз. obs.* 1985. Т. 73. С. 154—165.
4. Нестеров Н. С., Вольвач А. Е., Стrepка И. Д. и др. Приемное устройство на частоту 22 ГГц для международной РСДБ станции «Симеиз» // *Радиофизика и радиоастрономия*. 2000. Т. 5, № 3. С. 320—322.
5. Вольвач А. Е., Вольвач Л. Н., Стrepка И. Д. и др. Некоторые результаты совместных исследований НИИ «КрАО» и РИ НАНУ областей звездообразования в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн // *Изв. Крымской Астрофиз. obs.* 2009. Т. 104, № 6. С. 72—79.

6. Volvach A. E., Volvach L. N., MacLeod G. и др. Detection of a Bright H₂O Maser Burst from G25.65+1.05 at the Simeiz Radio Telescope RT-22 // The Astronomer's Telegram. 2017. № 10728.
7. Shakhvorostova N. N., Vol'vach L. N., Vol'vach A. E. и др. Search for H₂O Maser Flares in Regions of Formation of Massive Stars // Astronomy Reports. 2018. Т. 62, № 9, С. 584—608.
8. Volvach L. N., Volvach A. E., Larionov M. G. и др. Powerful bursts of water masers towards G25.65+1.05 // Monthly Not. Roy. Astron. Soc. : Letters. 2019. Т. 482, № 1. С. L90—L92.
9. Вольвач Л. Н., Вольвач А. Е., Ларионов М. Г. И др. Гигантская вспышка мазера водяного пара в галактическом источнике IRAS 18316-0602 // Астрономический журнал. 2019. Т. 96, № 1. С. 51—69.

Информация об авторах

Вольвач Лариса Николаевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Вольвач Александр Евгеньевич, доктор физико-математических наук, заместитель директора по научной работе ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Ларионов Михаил Григорьевич, доктор физико-математических наук, заместитель руководителя Астрокосмического центра Физического института им. П. Н. Лебедева РАН г. Москва, 117810, Российская Федерация.

Дмитроца Андрей Иванович, научный сотрудник ФГБУН «Крымская астрофизическая обсерватория РАН», пгт. Научный, Крым, Российская Федерация.

Information about the authors

Larisa N. Volvach, PhD. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Alexandr E. Volvach, Dr. Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea, Russian Federation.

Michail G. Larionov, Dr. Sci., Astro Space Center, P. N. Lebedev Physical Institute, RAS, Moscow, Russian Federation.

Andrej I. Dmitrotsa, Sci., FSBSI “Crimean Astrophysical Observatory of RAS”, Nauchni, Crimea.

УДК 621.382:539.29

Процессы релаксации в облученных биполярных и МОП-приборах

¹ Богатырев Ю. В., ¹ Ластовский С. Б., ¹ Огородников Д. А.,
² Кетько А. В., ² Козловский В. А.

¹ Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению
ул. П. Бровки, 19, Минск, 220072, Беларусь
bogat@ifttp.bas-net.by, lastov@ifttp.bas-net.by

² ОАО «Интеграл»
ул. Казинца, 121А, Минск, 220108, Беларусь
office@bms.by

Получено 16 января 2019 г.

Отрецензировано 6 февраля 2019 г.

Принято к публикации 12 февраля 2019 г.

Аннотация: Рассмотрены релаксационные процессы, проявляющиеся в конденсаторных и транзисторных МОП-структурах, КМОП интегральных микросхемах на их основе, а также биполярных транзисторных структурах, облученных быстрыми электронами с энергией 4 МэВ или гамма-квантами Co^{60} . Релаксация (отжиг) радиационно-индуцированного заряда в SiO_2 может происходить за счет туннелирования электронов в окисел из кремния (у *n*-канальных МОП-структур) или из металла (у *p*-канальных МОП-структур). Рекомендуется, учитывая релаксационные процессы, для получения адекватных результатов при испытаниях биполярных и МОП-приборов на радиационную стойкость соблюдать одинаковое время, прошедшее после окончания облучения и до проведения контрольных измерений (в пределах каждой партии однотипных образцов).

Ключевые слова: релаксационные процессы, конденсаторные и транзисторные МОП-структуры, интегральная микросхема, биполярные транзисторные структуры, радиационная стойкость, гамма-излучение, электронное излучение.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Богатырев Ю. В., Ластовский С. Б., Огородников Д. А., Кетько А. В., Козловский В. А. Процессы релаксации в облученных биполярных и МОП-приборах // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 22—32.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Богатырев, Ю. В. / Процессы релаксации в облученных биполярных и МОП-приборах / Ю. В. Богатырев, С. Б. Ластовский, Д. А. Огородников, А. В. Кетько, В. А. Козловский // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 22—32.

Relaxation processes in the irradiated bipolar and MOS devices

Yu. V. Bogatyrev¹, S. B. Lastovski¹, D. A. Ogorodnikov¹,
A. V. Ket'ko², and V. A. Kozlovski²

¹Scientific-Practical Materials Research Centre NAS of Belarus

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

bogat@iftp.bas-net.by, lastov@iftp.bas-net.by

²Joint Stock Company «Integral»

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

office@bms.by

Received: January 16, 2019

Peer-reviewed: February 6, 2019

Accepted: February 12, 2019

Abstract: The relaxation processes appeared in condenser and transistor MOS structures, CMOS integrated circuits on their basis, and also bipolar transistor structures, irradiated by fast electrons with energy of 4 MeV or gamma-quantum's Co^{60} are observed. The relaxation (annealing) of the radiation-induced charge in SiO_2 can occur at the expense of electrons tunneling in oxide from silicon (at n-channel MOS structures) or from metal (at p-channel MOS structures). It is recommended, considering relaxation processes, for reception of adequate results at tests of bipolar and MOS-devices for radiation hardness to observe the equal time last after the termination of irradiation and before conducting of control measurements (within each party of the same samples).

Keywords: relaxation processes, condenser and transistor MOS structures, integrated circuit, bipolar transistor structures, radiation hardness, gamma radiation, electron radiation.

For citation (IEEE): Yu. V. Bogatyrev et al. "Relaxation processes in the irradiated bipolar and MOS devices," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 22–32, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.03

1. Введение

В настоящее время для получения достоверной информации о радиационной стойкости приборов со структурой металл-окисел-полупроводник (МОП), а также биполярных приборов необходимо учитывать процессы релаксации радиационно-наведенного заряда в подзатворном и изолирующем (пассивирующем) окисле кремния [1—4].

Кроме заряда, захваченного в окисле, величину сдвига порогового напряжения МОП-транзисторов определяет заряд на поверхностных состояниях (ПС). Заряд на ПС изменяет также величину подвижности носителей в канале и, следовательно, крутизну сток-затворной вольтамперной характеристики. Важнейшей особенностью процесса является продолжение образования ПС после прекращения облучения [3].

В биполярных структурах изменения параметров обусловлены влиянием объемных и поверхностных радиационных дефектов. В первом случае при снижении коэффициента усиления β необходимо учитывать уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда в базовой области транзисторов в связи с образованием центров рекомбинации [1]. Во втором случае рост скорости поверхностной рекомбинации приводит к уменьшению коэффициента усиления за счет возрастания поверхностной составляющей тока базы, а также увеличению токов утечки [2]. При этом в приборах *n-p-n*-типа основное влияние на поверхностную рекомбинацию оказывает объемный заряд в окисле, а в *p-n-p* — заряд на поверхностных состояниях у границы раздела Si-SiO₂ [5].

В данной работе исследованы процессы релаксации (восстановления параметров) в конденсаторных и транзисторных МОП-структурах, интегральных микросхемах (ИМС) на их основе, а также биполярных транзисторных структурах, облученных быстрыми электронами или гамма-квантами.

2. Методика экспериментов

Исследовались тестовые конденсаторные МОП-структуры, транзисторные *n*- и *p*-канальные МОП-структуры, комплементарные МОП интегральные микросхемы (КМОП ИМС), а также тестовые транзисторные *n-p-n*- и *p-n-p*-структуры (элементы аналоговых микросхем), изготовленные по стандартной эпитаксиально-планарной технологии.

Облучение тестовых и экспериментальных образцов гамма-квантами Co⁶⁰ проводилось на установке «Исследователь» при температуре 300 К. Мощность дозы гамма-излучения составляла 10—50 рад/с.

Облучение тестовых и экспериментальных образцов электронами с энергией 4 МэВ проводилось на линейном ускорителе ЭЛУ-4 при комнатной температуре. Плотность потока электронов составляла $5 \times 10^9 \text{ см}^{-2} \text{ с}^{-1}$.

В процессе облучения использовался активный электрический режим работы биполярных транзисторных структур (напряжение на коллекторе $U_k = 5 \text{ В}$, ток базы $I_b = 10 \text{ мкА}$) и МОП-структур (напряжение на затворе $U_3 = 5 \text{ В}$).

CV-характеристики тестовых МОП-конденсаторов измерялись с помощью цифрового измерителя LCR E7-12 на частоте 1 МГц. Контроль параметров тестовых биполярных и МОП-транзисторов осуществлялся с помощью автоматизированного измерителя параметров полупроводниковых приборов ИППП-1/6. Измерение параметров КМОП ИМС проводилось с помощью автоматизированной измерительной системы АИС «Дакота».

3. Результаты экспериментальных исследований

В результате воздействия гамма-излучения Co^{60} в активном электрическом режиме (+5 В на затворе) происходит значительный сдвиг CV-характеристик тестовых МОП-конденсаторов (толщина окисла $d_{\text{ox}} = 0,38$ мкм) в сторону отрицательных напряжений затвора, что обусловлено накоплением положительного фиксированного заряда в объеме окисла (рис. 1). Наблюдается также уменьшение наклона CV-характеристик и искажение их первоначальной формы, что объясняется увеличением плотности быстрых поверхностных состояний на границе раздела Si-SiO₂ [1—4].

В качестве иллюстрации необходимости учета процессов релаксации на рис. 2 показано изменение порогового напряжения ΔU_T тестовых транзисторных n -канальных МОП-структур при электронном облучении в реальном масштабе времени. На этом рисунке стрелками показано изменение ΔU_T во время перерывов между облучениями. Видно, что в промежутках для измерения параметров после каждой дозы облучения происходит частичное восстановление величины порогового напряжения. И это восстановление тем больше, чем выше доза облучения, а также чем больше время без воздействия радиации.

Следовательно, для получения адекватных результатов при испытаниях на радиационную стойкость необходимо обеспечить как одинаковые условия облучения образцов, так и одинаковое время, прошедшее после окончания облучения и до проведения контрольных измерений.

На рис. 3а показано изменение пороговых напряжений транзисторных МОП-структур в зависимости от времени в процессе и после электронного облучения при $T=293$ К. Как видно, у p -канальных структур после облучения происходит очень небольшое восстановление величины U_T , а у n -канальных структур после облучения наблюдается заметное восстановление порогового напряжения.

На рис. 3б показано относительное изменение подвижности носителей μ/μ_0 в канале транзисторных МОП-структур в зависимости от времени в процессе и после электронного облучения. Здесь также наблюдается более заметное восстановление подвижности после облучения у n -канальных МОП-структур по сравнению с p -канальными.

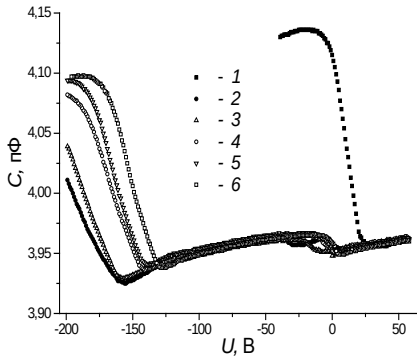


Рис. 1. CV-характеристики МОП-конденсатора до (1) и после облучения гамма-квантами Co^{60} дозой $D = 5 \times 10^5$ рад (2 — через 0,8 ч; 3 — 1,3 ч; 4 — 3,1 ч; 5 — 5,7 ч; 6 — 47,5 ч).

Fig. 1. CV-characteristics of the MOS-capacitor before (1) and after irradiation by gamma quanta of Co^{60} by dose $D = 5 \times 10^5$ rad (2 — after 0,8 h; 3 — 1,3 h; 4 — 3,1 h; 5 — 5,7 h; 6 — 47,5 h)

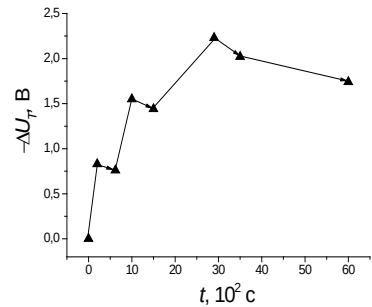


Рис. 2. Изменение порогового напряжения транзисторных n -канальных МОП-структур в зависимости от времени при электронном облучении.

Fig. 2. Change of a threshold voltage of transistor n -channel MOS structures depending on a time at electron irradiation

В n -канальных МОП-структурах при положительном напряжении на затворе в процессе облучения в окисле накапливается положительный заряд вследствие захвата дырок на ловушках вблизи границы раздела Si-SiO_2 [1, 2]. Релаксация (отжиг) этого заряда может происходить за счет туннелирования электронов в окисел из кремния. Туннелирование свободных электронов из зоны проводимости кремния зависит от приложенного напряжения (с ростом U_z увеличивается поверхностная концентрация электронов), а также определяется температурой [2]. Туннелирование электронов происходит из кремниевой подложки на положительно заряженные дефекты в окисле, расположенные в туннельной близости от границы раздела Si-SiO_2 (< 3 нм). Кинетика такой релаксации носит логарифмический по времени характер в широком временном диапазоне. Логарифмический характер кинетики релаксации объясняется большим разбросом времен (вероятностей) туннелирования для разных дефектов [6]. Кинетика туннельной релаксации в очень широком временном диапазоне (от 10^{-6} до 10^8 с) может приближенно рассматриваться как продвижение туннельного «фронта» вглубь окисла по логарифмическому временному закону [2]:

$$x_m(t) = \lambda \ln(v_0 t), \quad (1)$$

где $x_m(t)$ – положение фронта туннелирования, т. е. область наиболее интенсивного перезаряда ловушек; v_0 – «частота попыток» туннелирования при $x = 0$; λ – характерная длина туннелирования, зависящая от потенциального барьера.

В МОП-структурах с p -каналом в результате облучения при отрицательном напряжении на затворе дырки захватываются в окисле у границы раздела SiO_2 – металл. При этом отжиг положительного заряда в SiO_2 может происходить за счет туннелирования электронов из металла в окисел под действием приложенного электрического поля. Однако образование этого заряда на значительном расстоянии от границы раздела Si-SiO_2 (при $U_3 < 0$) является причиной малого изменения порогового напряжения в зависимости от времени после облучения (рис. 3а).

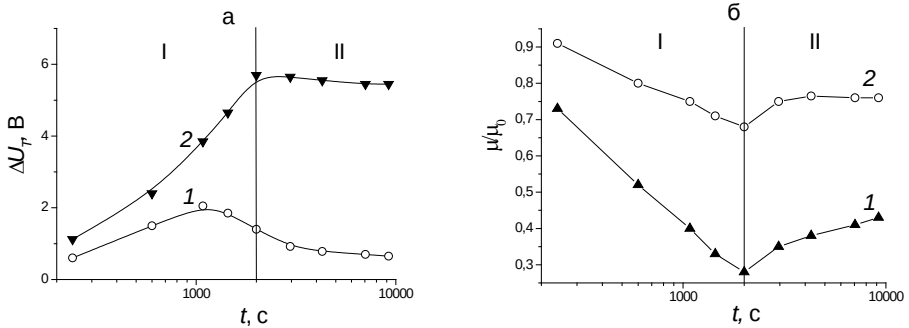


Рис. 3. Изменения порогового напряжения (а) и относительной подвижности носителей в канале (б) транзисторных МОП-структур с n - (1) и p -каналом (2) в процессе (I) и после (II) электронного облучения.

Fig. 3. Threshold voltage changes (a) and relative mobility of carrying agents in the channel (b) of transistor MOS structures with n - (1) and the p -channel (2) in the course of (I) and after (II) electron irradiation

Изменение подвижности в канале при облучении объясняется взаимодействием носителей с ПС и зарядом в окисле. В общем случае относительное изменение подвижности в канале при облучении за счет встраивания ПС (ΔN_{it}) и положительного заряда (ΔN_{ot}) описывается соотношением [3]:

$$\mu/\mu_0 = 1 + \alpha_{it}\Delta N_{it} + \alpha_{ot}\Delta N_{ot}, \quad (2)$$

где ΔN_{it} и ΔN_{ot} — приращения плотностей ПС и положительного заряда; α_{it} и α_{ot} — коэффициенты пропорциональности. Из формулы (1) следует, что наблюдаемое на рис. 3б изменение подвижности после облучения в основном обусловлено релаксацией положительного заряда в окисле (ΔN_{ot}).

Исследования также проводились на двух экспериментальных образцах КМОП микросхем однократно электрически программируемого ПЗУ емкостью 4 Мбит. Контролировался ток потребления в режиме хранения I_{CC} при напряжении питания 3,6 В. На рис. 4 приведены результаты измерений параметра I_{CC} КМОП ИМС (образцы № 1 и 2) при различных дозах гамма-излучения от 10^2 до 10^4 рад. Согласно приведенным данным значение I_{CC} при $U_{CC}=3,6$ В, полученное при дозе $7,0 \times 10^2$ рад, для обоих образцов составляет 100 мкА. При более высоких дозах (до $7,0 \times 10^3$ рад) ток потребления возрастает до 1 мА (прибор № 1).

У прибора № 2 после облучения исследовалась релаксация: наблюдалось частичное восстановление тока I_{CC} в течение 50 минут (рис. 5).

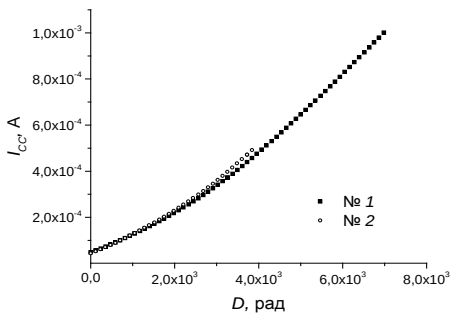


Рис. 4. Дозовые зависимости тока потребления КМОП ИМС (обр. № 1 и 2).
Fig. 4. Dose dependences of a consumption current of CMOS IC (samp. № 1 and 2)

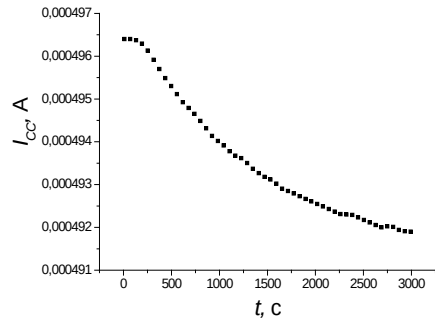


Рис. 5. Релаксация тока I_{CC} КМОП ИМС (обр. № 2) после облучения $D = 3,8 \times 10^3$ рад.
Fig. 5. Relaxation of current I_{CC} of CMOS IC (samp. № 2) after irradiation $D = 3,8 \times 10^3$ rad

На рис. 6 (кривая 1) показаны значения выходного напряжения U_{OUT} КМОП ИМС стабилизатора напряжения, измеренные в процессе облучения при входном напряжении $U_{IN} = 10,0$ В и токе нагрузки 90 мА. Видно, что с ростом дозы облучения D значения U_{OUT} уменьшаются и выходят за пределы нормы технических условий при $D = 7,5 \times 10^3$ рад. На рис. 6 (кривая 2) представлена дозовая зависимость выходного напряжения U_{OUT} ИМС стабилизатора. Данные параметры измерялись через 1 час после окончания облучения. По сравнению с контролем параметров в процессе облучения (кривая 1) наблюдается более высокая радиационная стойкость ИМС: величина U_{OUT} вышла за нормативные пределы только при $D = 1,9 \times 10^5$ рад.

Полученные результаты можно объяснить влиянием процессов релаксации радиационно-наведенного заряда в подзатворном и изолирующем окисле кремния МОП-приборов [1—4]. При этом изменения парамет-

ров МОП-приборов после облучения описываются логарифмической зависимостью от времени t . В нашем случае для образцов микросхем стабилизатора, соответственно, получим следующую зависимость $U_{OUT}(t)$ после облучения дозой $D = 5 \times 10^4$ рад (рис. 7):

$$U_{OUT} = 4,19 + 0,0928 \ln(t). \quad (3)$$

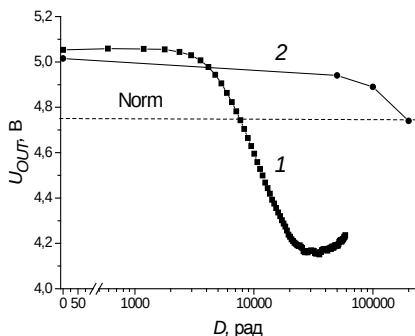


Рис. 6. Дозовые зависимости параметра U_{OUT} ИМС стабилизатора, измеренные в процессе облучения (1) и через 1 час после облучения (2).

Fig. 6. Dose dependences of parameter U_{OUT} of the stabilizer IC, measured in process (1) and in 1 hour after irradiation (2)

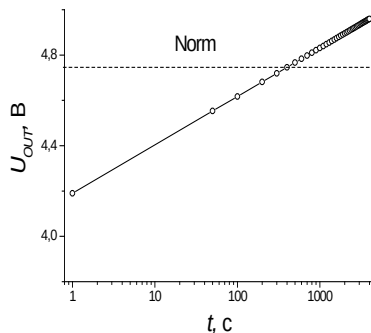


Рис. 7. Расчетная зависимость $U_{OUT}(t)$ ИМС стабилизатора напряжения после гамма-облучения.

Fig. 7. Calculation dependence of $U_{OUT}(t)$ of the voltage stabilizer IC after gamma irradiation

Исследовались изменения параметров биполярных транзисторных структур в процессе и после гамма-облучения. При облучении дозой $D = 10^6$ рад коэффициент усиления по току β $p-n-p$ -транзистора довольно заметно уменьшился, а после облучения практически мало восстановился (рис. 8а). В случае $n-p-n$ -транзистора коэффициент усиления после облучения восстановился значительно в большей степени (рис. 8б), особенно при наличии активного электрического режима (область 2). При отсутствии напряжения смещения (область 3) величина $\Delta\beta$ остается практически постоянной.

Изменения параметров исследованных биполярных транзисторных структур связаны в основном с ионизационными процессами встраивания заряда в пассивирующем (защитном) окисле в области базы и объемного заряда эмиттерного перехода [1, 2]. Положительный заряд в окисле конвертируется в поверхностные состояния, которые непосредственно влияют на рекомбинацию инжектированных носителей [5]. Увеличение плотности ПС приводит к увеличению скорости поверхностной рекомбинации. Рост

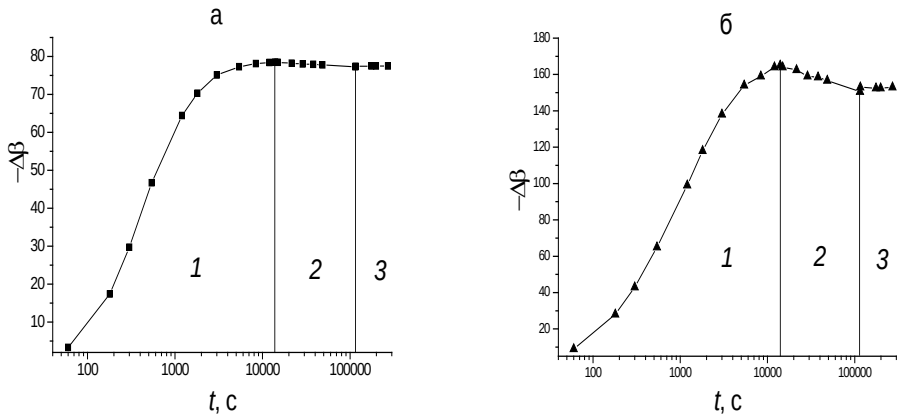


Рис. 8. Изменения коэффициента усиления по току $p-n-p$ - (а) и $n-p-n$ -транзистора (б) в процессе гамма-облучения (1) и после него в активном (2) и пассивном (3) электрическом режиме.

Fig. 8. Current gain changes of the $p-n-p$ - (a) and $n-p-n$ -transistor (b) in the course of gamma irradiation (1) and after it in active (2) and passive (3) electric regime

скорости поверхностной рекомбинации обуславливает уменьшение коэффициента усиления биполярных транзисторов за счет возрастания поверхностной составляющей тока базы [2]. Знак заряда поверхностных состояний обуславливает величину рекомбинационных потерь (для $n-p-n$ -транзисторов заряд отрицателен, а для $p-n-p$ -транзисторов — положителен) [5]. В $n-p-n$ -транзисторах отрицательный заряд поверхностных состояний отталкивает инжектированные в базу электроны, снижая вероятность их рекомбинации. При этом происходит уменьшение удельного тока поверхностной рекомбинации, что обуславливает частичное восстановление коэффициента усиления биполярных транзисторов после облучения, поскольку, как отмечалось выше, образование ПС продолжается и после прекращения радиационного воздействия [3].

4. Заключение

Исследованы процессы релаксации (восстановления параметров) в транзисторных биполярных и МОП-структурах, а также ИМС на их основе, облученных быстрыми электронами или гамма-квантами.

После электронного облучения у транзисторных p -канальных МОП-структур происходит очень небольшое восстановление величины порогового напряжения U_T , а у n -канальных структур после облучения наблюдается заметное восстановление U_T . Изменения параметров КМОП ИМС

стабилизатора напряжения после облучения описываются логарифмической зависимостью от времени t .

Релаксация (отжиг) радиационно-индуцированного заряда в SiO_2 может происходить за счет туннелирования электронов в окисел из кремния с быстрых ПС (у n -канальных МОП-структур) или из металла (у p -канальных структур). Изменение подвижности в канале МОП-структур после облучения в основном обусловлено релаксацией положительного заряда в окисле.

При облучении дозой $D = 10^6$ рад коэффициент усиления по току β p - n - p -транзистора довольно заметно уменьшился, а после облучения практически мало восстановился. В случае n - p - n -транзистора коэффициент усиления после облучения восстановился значительно в большей степени.

Изменения параметров исследованных биполярных транзисторных структур связаны в основном с ионизационными процессами встраивания заряда в объеме пассивирующего окисла в области базы и эмиттерного перехода, а также заряда поверхностных состояний. Знак заряда ПС обуславливает величину рекомбинационных потерь (для n - p - n -транзисторов заряд отрицателен, а для p - n - p -транзисторов — положителен). В n - p - n -транзисторах отрицательный заряд поверхностных состояний отталкивает инжектированные в базу электроны, снижая вероятность их рекомбинации, что обуславливает частичное восстановление коэффициента усиления биполярных транзисторов после облучения.

Учитывая наличие релаксационных процессов, для получения адекватных результатов при радиационных испытаниях биполярных и МОП-приборов рекомендуется соблюдать одинаковое время после окончания облучения и до проведения контрольных измерений (для каждой партии однотипных образцов).

Список литературы

1. Коршунов Ф. П., Богатырев Ю. В., Вавилов В. А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы. Минск : Наука и техника, 1986. 254 с.
2. Першенков В. С., Попов В. Д., Шальнов А. В. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем. М. : Энергоатомиздат, 1988. 256 с.
3. Ma T. P., Dressendorfer P. V. Ionizing Radiation Effects in MOS Devices and Circuits. New York. : John Wiley & Sons, 1989. 587 p.
4. Чумаков А. И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М.: Радио и связь, 2004. 320 с.
5. Першенков В. С. Дозовые эффекты в изделиях микроэлектроники при воздействии ионизирующих излучений // Радиационная стойкость изделий ЭКБ : Научное издание. М. : НИЯУ МИФИ, 2015. С. 93—130.
6. Зебрев Г. И. Радиационные эффекты в кремниевых интегральных схемах высокой степени интеграции. М. : НИЯУ МИФИ, 2010. 149 с.

Информация об авторах

Богатырев Юрий Владимирович, доктор технических наук, главный научный сотрудник лаборатории радиационных воздействий Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению, г. Минск, Беларусь.

Ластовский Станислав Брониславович, кандидат физико-математических наук, зав. лабораторией радиационных воздействий Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению, г. Минск, Беларусь.

Огородников Дмитрий Александрович, аспирант лаборатории радиационных воздействий Научно-практического центра НАН Беларуси по материаловедению, г. Минск, Беларусь.

Кетько Александр Владимирович, директор Филиала: Научно-технический центр «Белмикросистемы» ОАО «Интеграл», г. Минск, Беларусь.

Козловский Виктор Антонович, начальник отдела Филиала: Научно-технический центр «Белмикросистемы» ОАО «Интеграл», г. Минск, Беларусь.

Information about the authors

Yuri V. Bogatyrev, Dr. Sci. (Eng.), Main Researcher of the Radiation Effects Laboratory of the Scientific-Practical Materials Research Centre of National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus.

Stanislav B. Lastovski, Cand. Sci. (Phys.-Math), Head of the Radiation Effects Laboratory of the Scientific-Practical Materials Research Centre of National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus.

Dmitriy. A. Ogorodnikov, Graduate Student of the Radiation Effects Laboratory of the Scientific-Practical Materials Research Centre of National Academy of Sciences of Belarus, Minsk, Belarus.

Alexander V. Ket'ko, Director of the Scientific-Technical Centre «Belmicrosystems» of the Joint Stock Company «Integral», Minsk, Belarus.

Victor A. Kozlovski, Head of Department of the Scientific-Technical Centre «Belmicrosystems» of the Joint Stock Company «Integral», Minsk, Belarus.

УДК 621.382

Радиационно-стойкое проектирование высокопроизводительных нанометровых КМОП СБИС «система-на-кристалле»¹

Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В.,
Петричкович Я. Я., Солохина Т. В.

Научно-производственный центр
«Электронные вычислительно-информационные системы»
проезд № 4922, д. 4, стр. 2. г. Москва, Зеленоград, 124498
market@elvees.com, YGerasimov@elvees.com

Получено: 18 марта 2019 г.

Отрецензировано: 15 апреля 2019 г.

Принято к публикации: 25 апреля 2019 г.

Аннотация: Проанализировано влияние доминирующих радиационных эффектов в КМОП ИС и СБИС объемного кремния на их электрические параметры и характеристики. Рассмотрено влияние масштабирования и электрических режимов работы приборных и паразитных п-МОП транзисторов на параметры радиационной стойкости. Получила развитие **методология радиационно-стойкого проектирования КМОП СБИС типа «система-на-кристалле» (SnK) и ОЗУ**, разрабатываемых для изготовления по глубоко субмикронным и нанометровым **технологиям объемного кремния** уровня 250—90 нм и менее. Предложены технические решения, обеспечивающие повышенный уровень дозовой стойкости, сбоеустойчивости и отсутствие эффекта «защелкивания» паразитных р-п-р структур. Создана среда проектирования высокопроизводительных радиационно-стойких СБИС SnK и ОЗУ, содержащая библиотеки элементов и сложно-функциональные (СФ) блоки. Базовые технические решения аттестованы на специальных тестовых кристаллах и в составе разработанных СБИС.

Ключевые слова: КМОП транзисторы, СБИС «система-на-кристалле», радиационная стойкость, радиационно-стойкое проектирование, библиотека элементов, СФ-блоки, одиночные события, эффект «защелкивания».

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2019 (Севастополь, РФ, 9—15 сентября 2018 г.).

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я., Солохина Т. В. Радиационно-стойкое проектирование высокопроизводительных нанометровых КМОП СБИС «система-на-кристалле» // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 33—51.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Герасимов, Ю. М. Радиационно-стойкое проектирование высокопроизводительных нанометровых КМОП СБИС «система-на-кристалле» / Ю. М. Герасимов, Н. Г. Григорьев, А. В. Кобыляцкий, Я. Я. Петричкович, Т. В. Солохина // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 33—51.

Radiation-Hardening-By-Design of the High-Performance CMOS Nanometer System-on-chip

Yuriy M. Gerasimov, Nikolay G. Grigoryev, Andrey V. Kobilyatskiy,
Yaroslav Ya. Petrichkovich, and Tatiana V. Solokhina

RnD Center “ELVEES”, JSC

Proyezd 4922, str.2 Moscow, Zelenograd, Russia, 124498

market@elvees.com, YGerasimov@elvees.com

Received: March 18, 2019

Peer-reviewed: April 15, 2019

Accepted: April 25, 2019

Abstract: *The influence of the dominant radiation effects in bulk CMOS IC and VLSI on their electrical parameters and characteristics is analyzed. The effects of scaling and electrical modes on device and parasitic n-MOS transistors on the radiation hardness parameters are considered. The methodology of radiation-hardening-by-design of system-on-chip (SoC) and SRAM was developed for the 250—90 nm bulk CMOS processes. Technical solutions are proposed that provide an increased level of total ionizing dose tolerance, failure tolerance, and the absence of the latch-up effect. The framework for high-performance radiation-hardened SoC and SRAM design, containing standard cell libraries and IP-blocks, has been created. Basic technical solutions are certified on special test chips and as part of developed VLSI.*

Keywords: CMOS transistors, system-on-chip, radiation hardness, radiation-hardening-by-design, standard cell library, IP-block, single event effects, latch-up.

For citation (IEEE): Yu. M. Gerasimov et al. “Radiation-Hardening-By-Design of the High-Performance CMOS Nanometer System-on-chip,” *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 33—51, 2019. (In Russ). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.04

1. Введение

За последние 50 лет КМОП технология прошла путь от минимальных топологических проектных норм 10 мкм до норм 14—7 нм, к 2020—2021 годам ожидается достижение уровня 5 нм и менее [1, 2]. В настоящее время глубоко субмикронные и нанометровые (суб-100 нм) **КМОП технологии объемного кремния (ОК)** уровня 180—65 нм являются наиболее доступными, дешевыми и привлекательными для создания высокопроизводительных СБИС типа «система-на-кристалле» (СнК) [3]. В России освоены КМОП технологии объемного кремния уровня 180 нм и 90 нм, осваивается технология уровня 65 нм, в перспективе возможно появление технологии уровня 28 нм. Данные технологии в ближайшее десятилетие будут базовыми для создания высокопроизводительной, в частности, радиационно-стойкой ЭКБ для аэрокосмических применений.

Современные глубоко субмикронные и нанометровые КМОП СБИС СнК (далее **нано-СБИС**) содержат сотни миллионов-миллиарды транзисторов на кристалле, как минимум одно процессорное ядро и большой объем блоков памяти различных типов и строятся на основе стандартных библиотек элементов (БЭ) и аттестованных сложно-функциональных (СФ) блоков (в зарубежной терминологии — IP-block), передаваемых разработчикам на языке высокого уровня («Soft»), в виде логической схемы («Firm») или топологической конструкции («Hard») [3].

По имеющимся в настоящее время отечественным и зарубежным данным представляется возможным использовать КМОП нано-СБИС в аппаратуре, работающей при воздействии уровней радиации, характерных для космических аппаратов, авиационной техники и различных гражданских применений.

Современные коммерческие КМОП нанотехнологии **объемного кремния** позволяют с использованием методов радиационно-стойкого проектирования (РСП) — в зарубежной терминологии Radiation-Hardening-by-Design — обеспечивать повышенный уровень радиационной стойкости (РС) СБИС, соответствующий категории «2» [4] (в зарубежной терминологии класс «Space», Radiation Tolerant).

Радиационно-стойкое проектирование представляет собой совокупность архитектурных (структурных), схемотехнических и конструктивно-топологических методов проектирования РС нано-СБИС на основе дополненных стандартных правил проектирования с использованием современных средств САПР и интеллектуальных возможностей разработчика без вмешательства в технологический процесс (Fabless) [1, 5].

Основная задача РСП nano-СБИС — достижение предельных возможностей технологии по радиационной стойкости на всех этапах их разработки. В результате, уровень РС таких СБИС существенно зависит не только от особенностей технологии изготовления, но и от наличия необходимой среды проектирования (в частности, специальных библиотек элементов и СФ-блоков), квалификации разработчиков, стиля и качества проектирования.

Применение тех или иных технических решений при РСП существенно зависит от особенностей проявления различных физических эффектов при радиационном воздействии в базовых конструктивно-топологических структурах nano-СБИС, уровня интеграции, а также от требований к электрическим параметрам и критериям РС.

2. Масштабирование и радиационные эффекты в КМОП микросхемах

Совершенствование КМОП технологий, неуклонное уменьшение проектных норм (масштабирование) и рост числа элементов на кристалле существенно влияют на все параметры СБИС, в частности, и на радиационную стойкость. Степень доминирования различных радиационных эффектов, их влияние на функционирование и параметры КМОП микросхем существенно зависит от уровня технологии (проектных норм). При масштабировании размеров элементов в СБИС масштабируются и параметры, от которых зависит их РС. В таблице 1 приведены классические правила масштабирования размеров элементов, напряжения питания и концентрации примеси в подложке, а также параметров приборных МОП транзисторов (МОПТ) влияющих на их РС, где χ — проектная норма, $\chi_0 = 0,5 \text{ мкм}$, $\lambda = \chi/\chi_0 < 1$ — коэффициент масштабирования [1, 9]. Данные правила сохраняются до норм 100—65 нм, где в качестве подзатворного диэлектрика используются двухслойные $\text{SiO}_2/\text{high-}k$ диэлектрики с высокой диэлектрической проницаемостью [6], а напряжение питания поддерживается на уровне $(1,1 \pm 0,1) \text{ В}$.

В таблице 2 приведены параметры подзатворного диэлектрика приборных МОПТ для КМОП технологий различного уровня. Эффективная толщина приведена для случая двухслойного диэлектрика $\text{SiO}_2/\text{HfO}_2$.

Таблица 1. Масштабирование размеров и параметров СБИС

Классические параметры масштабирования ($\chi < 0,5 \text{ мкм}$)	Правило ($\lambda < 1$)
Минимальные геометрические размеры (W, L, x_i)	λ
Подзатворный диэлектрик SiO_2 приборных МОПТ — $t_{\text{ок}}$	λ
Напряжение питания ($1,0\text{В} < U_{\text{пит}} < 5,0\text{В}$)	λ
Концентрация примеси в подложке — $N_{\text{п}}$	$1/\lambda$

Приборные и конструктивные параметры	
Ток приборного транзистора ($W/L = \text{const}$) — I_0	λ
Нормированный ток утечки транзистора — I_{yT0} / I_0	$1/\lambda \sim 1/\lambda^2$
Асимптотическая задержка переключения — t_a	λ
Нормированное начальное пороговое напряжение транзистора — $U_{\text{пор}}/U_{\text{ин}} \approx (0,2 \sim 0,3)$	~ 1
Нормированное изменение порогового напряжения при облучении — $\Delta U_{\text{пор}}/U_{\text{ин}}$ (при $\chi \leq 0,25$ мкм $\Delta U_{\text{пор}}/U_{\text{пит}} \approx 0$)	λ
Емкость в узле — C_i	λ
Критический заряд в узле — $Q_i \approx U_{\text{ин}} \times C_i$	λ^2
Эффективная длина собирания носителей — L_{eff}	λ
Пороговое значение ЛПЭ — $LET_0(E_0) = Q_i / L_{\text{eff}}$	$\sim \lambda$
Относительное сечение насыщения — $\sigma_{\text{нас}}/\text{бит}$	λ^2

Таблица 2. Подзатворные диэлектрики в КМОП ИС и СБИС

Проектная норма, нм	Подзатворный диэлектрик		Изолирующий окисел	Уровень технологии
	Эффективная толщина, нм	Тип		
10—1 мкм	120 — 10	SiO ₂	Locos (SiO ₂)	Микронный
800—500	8 — 6	SiO ₂		Субмикронный
350	< 6 — 7	SiO ₂		
250	5	SiO ₂	STI (SiO ₂) h= (450 — 300) нм w=150 нм	Глубоко субмикронный
180	3,2	SiO ₂		
130	2,0	SiO ₂		
100—90	1,2/3,0 (1,8)*	SiO ₂ /high-k		Нанометровый (суб-100 нм)
65	1,0/2,6 (1,5)*	SiO ₂ /high-k		
40	0,8/2,4 (1,3)*	SiO ₂ /high-k		

* эффективная толщина для SiO₂/HfO₂

3. Виды нарушения работоспособности в субмикронных СБИС

В таблице 3 показана степень влияния различных доминирующих радиационных эффектов на функционирование и параметры микросхем, изготавливаемых по КМОП технологиям с различными проектными нормами.

Влияние радиационных эффектов на работоспособность и параметры микросхем существенно зависит не только от уровня и особенностей технологии изготовления, но и от степени интеграции, их архитектурных, схемотехнических и конструктивно-топологических особенностей.

Наличие паразитных р-п-р-п тиристорных структур присуще КМОП технологии объемного кремния. Данные структуры в зависимости от уровня технологии могут «зашелкиваться» (переключаться в проводящее состояние) как в нормальных условиях, так и при воздействии мощного ионизирующего излучения, тяжелых заряженных частиц, высокоэнергетичных протонов и нейтронов (ТЧ) [7, 8]. Это приводит к существенному возрастанию тока потребления микросхемы, и, если не применять специальных мер, — к катастрофическим отказам. Однако, в нано-СБИС наличие эпитаксиального слоя и большая концентрация примеси в подложке приводят к тому, что данный эффект проявляется при больших мощностях ионизирующего облучения и энергиях ТЧ чем в микронных и субмикронных СБИС.

Таблица 3. Радиационные эффекты в КМОП ИС и СБИС ОК

Доминирующие радиационные эффекты	Микронные ИС 10—1 мкм	Субмикронные БИС 0,8—0,35 мкм	Глубоко субмикронные СБИС 0,35—0,13 мкм	Нанометровые СБИС SnK $\leq 0,1$ мкм
«Зашелкивание» паразитных р-п-р-п структур	Существенное влияние ++	Сильное влияние +	Умеренное влияние +/-	Слабое влияние -/+
Накопление положит. ОЗ в подзатворном окисле	Существенное влияние ++	Умеренное влияние +	Несущественное влияние +/-	Нет влияния -
Образование ПС на границе Si-SiO ₂ МОПТ	Существенное влияние ++	Умеренное влияние +	Несущественное влияние +/-	Нет влияния -
Накопление положительного ОЗ в изолирующем окисле (STI)	Несущественное влияние +/-	Умеренное влияние +	Существенное влияние ++	Существенное влияние ++
Ионизационные сбои при воздействии ТЧ	Нет влияния -	Умеренное влияние +	Сильное влияние +	Существенное влияние ++

Накопление положительного объемного заряда (ОЗ) в подзатворном окисле МОП транзистора приводит к изменению его порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$) — для р-МОПТ к возрастанию, для n-МОПТ к уменьшению, вплоть до образования встроенного канала. Наиболее существенно этот эффект проявляется в микронных МОПТ, слабее — в субмикронных. Накопленный в окисле заряд сохраняется, как правило, длительное время и отжигается только при повышенной температуре [2].

Образование быстрых поверхностных состояний (ПС) на границе раздела подзатворный окисел-полупроводник приводит к возрастанию $U_{\text{пор}}$ МОПТ обоих типов и к уменьшению их удельной крутизны (подвижности носителей в канале). Данный эффект проявляется при дозах существенно больших, чем накопление заряда в объеме диэлектрика (более 300—500 крад в зависимости от особенностей технологии).

Накопление ОЗ и образование ПС проявляются в виде:

- нарушения функционирования, в частности, при $U_{\text{порр}} > U_{\text{ип}} - U_{\text{пом}}$,
- существенного возрастания тока потребления, при образовании встроенного канала у n-МОПТ ($U_{\text{порн}} < 0$);
- изменения логических уровней и токов выходных каскадов,
- снижения быстродействия до уровня ниже допустимого.

В микронных и субмикронных КМОП технологиях проблемы повышения РС в свое время решались исключительно конструктивно-технологическими методами, в частности, путем улучшения качества и структуры подзатворного окисла и при использовании р+ и n+ охранных колец. Схемотехнические методы повышения РС из-за низкой степени интеграции БИС были ограничены и менее эффективны. Они сводились, в основном, к оптимизации размеров МОП транзисторов в элементах с учетом изменения их порогового напряжения и удельной крутизны при воздействии ионизирующего облучения [5].

4. Виды нарушения работоспособности нано-СБИС

В нано-СБИС с $t_{\text{ок}} \leq 6$ нм из-за наличия значительных туннельных токов через подзатворный диэлектрик положительный ОЗ в нем не накапливается и $\Delta U_{\text{пор}}$ приборных МОПТ пренебрежимо малы (таблица 1). Накопления заряда ПС и связанных с ним изменения $U_{\text{пор}}$ и подвижности носителей в канале МОПТ до доз, по крайней мере, 1 Мрад также не наблюдаются. В результате чего, нарушения функционирования и изменения параметров таких СБИС, в частности, быстродействия из-за этих эффектов также не наблюдаются. Это подтверждается как результатами тео-

ретических исследований [1, 2], так и результатами проведенных нами экспериментальных исследований быстрогодействия различных кольцевых генераторов на тестовых кристаллах для технологий уровня 250—90 нм.

В нано-СБИС основные виды нарушения работоспособности при воздействии факторов космического пространства связаны с дозовыми эффектами (Total-Ionizing-Dose — TID) и одиночными событиями (Single-Event-Effects — SEE) от ионизации высокоэнергетичными ТЧ.

Воздействие ионизирующего облучения приводит в нано-СБИС к возрастанию статического тока потребления из-за токов утечек паразитных n -МОП структур при накоплении положительного заряда в изолирующем окисле и возможному при этом нарушению функционирования из-за «просадки» напряжения на шинах питания.

Наиболее важными ионизационными одиночными событиями, возникающие при воздействии ТЧ на чувствительные области элементов СБИС являются [7-9]:

— **зашелкивание паразитных тиристорных структур** (Single-Event-Latchup — SEL);

— **частотно-независимые сбои** в ячейках памяти ОЗУ и триггерах (Single-Event-Upset) — SEU);

— импульсы ионизационной реакции («иголки») в элементах логических цепей и синхронизации (Single-Event-Transient — SET), приводящие к **частотно-зависимым сбоям** в триггерах.

4.1. Токи утечки в нано-СБИС

Для СБИС SnK высокой степени интеграции принципиальное значение имеют токи утечки закрытых МОПТ (напряжение затвор-подложка $U_{зп}=0$) при напряжении сток-исток $U_{си}=U_{ин}$. Все многообразие этих токов можно разделить на собственные токи, не связанные с облучением, и токи утечки паразитных n -МОПТ, возникающие при облучении из-за накопления положительного заряда в изолирующих окислах.

Собственные токи утечки в МОПТ достаточно подробно проанализированы и описаны в литературе, в частности, в [10]. Наиболее важные составляющие, учитываемые в модели МОПТ BSIM4 v4.5, показаны на рис.1, среди которых ток обратно смещенного p - n перехода сток-подложка, подпороговый ток приборного транзистора (при $U_{си}=0,1$ В), ток утечки, связанный с индуцированным стоком снижением барьера (DIBL, $U_{си}=U_{ин}$), туннельный ток утечки через тонкий подзатворный диэлектрик.

Соотношение между этими токами зависит от размеров МОПТ, концентрации примеси в подложке/кармане, толщины подзатворного диэлек-

трика и других технологических параметров и может существенно отличаться для различных проектных норм и фабрик.

При разработке техпроцессов эти токи минимизируются таким образом, чтобы они существенно не влияли на параметры и функционирование СБИС, а в СБИС с предельной степенью интеграции для данной технологии суммарный статический ток утечки (ток потребления) не превышал бы допустимую величину составляющую, как правило, несколько десятков-сотен миллиампер.

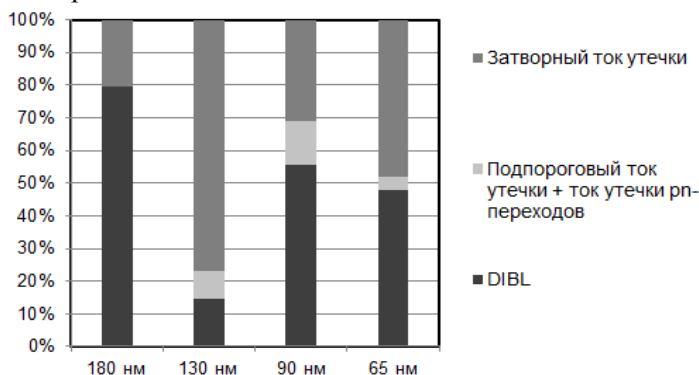


Рис. 1. Составляющие собственного тока утечки для различных технологий.

Fig. 1. Proportions of transistor current components for various processes

Токи утечки, возникающие в СБИС при воздействии ионизирующего облучения, связаны с накоплением положительного ОЗ в изолирующих LOCOS/STI структурах вдоль их границ раздела с подложкой р-типа, где образуются паразитные n-МОП транзисторы. Все возможные структуры этого типа иллюстрируется на рис. 2.

Накопление положительного ОЗ в изолирующем окисле при облучении приводит к возникновению следующих токов утечки [1, 11—13]:

— «внутритранзисторных» — между n^+ областями стока и истока приборного n-МОПТ (рис. 2а);

— «межприборных» — между областями n^+ - n^+ и n^+ - n-карман различных МОПТ (рис. 2б).

Эти суммарные токи утечки наиболее существенно проявляются в нано-СБИС высокой степени интеграции в виде значительного возрастания статического тока потребления. Однако, во всех случаях на уровне отдельных элементов отношение рабочего тока к его току утечки пренебрежимо мало ($I_{on}/I_{off} > 10^2$) и в цифровых КМОП нано-СБИС функциональных отказов не наблюдается [2].

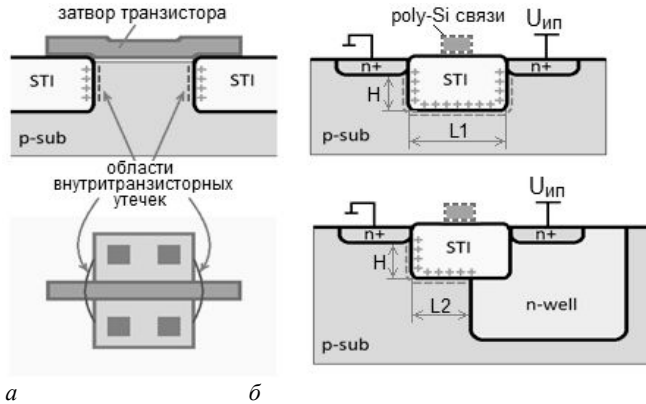


Рис. 2. Токи утечки в n-MOП структурах при облучении:
а — «внутритранзисторные», б — «межприборные».

Fig. 2. Leakage currents in nMOS structures:
а — intra-device, б — inter-device

Возможное образование ПС на границе изолирующего окисла и полупроводника при больших дозах облучения приводит к уменьшению проводимости паразитных каналов и оказывает позитивное влияние на дозовую стойкость (ток утечки уменьшается).

4.2. Электрические режимы работы и радиационная стойкость

Накапливаемый в диэлектрике заряд как в приборных транзисторах, так и в паразитных структурах существенно зависит от их электрического режима работы при облучении.

На рис. 3 приведены типовые возможные режимы работы n-MOПТ в схемах, где присутствуют напряжения на стоке и/или истоке. Режимы 2 и 4 используются в стандартных КМОП цифровых элементах, режимы 1,3 и 6 — в двунаправленных ключах и ячейках памяти (ЯП). Режим 5 в стандартных цифровых БЭ не используется, однако его использование возможно в некоторых специализированных цифро-аналоговых элементах.

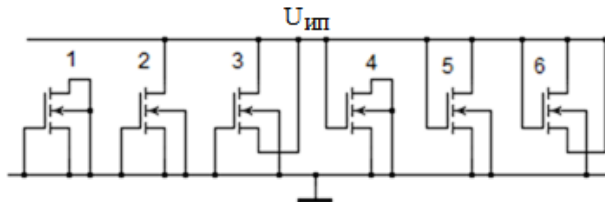


Рис. 3. Типовые режимы работы n-MOП транзистора.
Fig. 3. Typical nMOS transistor electric modes

Наличие напряжения на стоке и/или истоке МОПТ влияет на распределение потенциала вдоль его канала в результате чего напряжение затвор-канал, от которого также зависит $\Delta U_{\text{пор}}$ при облучении, также не одинаково вдоль канала. В результате искажается форма ВАХ МОП транзистора, а при изменении местами стока и истока ВАХ транзистора отличаются [2].

Для «внутритранзисторных» паразитных МОПТ структур (рис. 2а) возможны все электрические режимы, показанные на рис. 3. Однако, в отличие от приборных МОПТ, в режимах 4—6 эти транзисторные структуры, находятся в закрытом состоянии. Тем не менее, зависимость тока утечки от напряжений на затворе, стоке и/или истоке при облучении в них также наблюдается, что подтверждается, в частности, результатами исследования приведенного в [13] и показанного на рис. 4. Наихудшими являются режимы 4 и 3.

Для «межприборных» паразитных структур $n^+ - p^+$ режимы 4—6 реализуются только при наличии над STI областями поликремниевых связей (затвора), в противном случае эти режимы невозможны. Однако, учитывая, что разводка поликремния (или металла) не может покрывать всю область изолирующего окисла, между этими областями (в соответствии с правилами проектирования) влияние напряжения на этом затворе не существенно. Для структур $p^+ - p$ -карман в связи с тем, что карман всегда находится под напряжением питания $U_{\text{ип}}$, режимы 1 и 4 в реальных условиях работы невозможны.

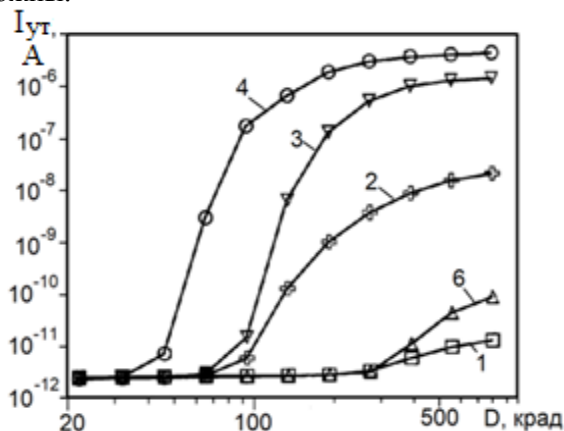


Рис. 4. Зависимость «внутритранзисторной» утечки от дозы облучения в режимах 1—4 и 6 для технологии уровня 180 нм [13].

Fig. 4. Intra-device leakage current in 180 nm bulk CMOS process as a function of the total ionizing dose in modes 1—4 and 6 [13]

В нано-СБИС токи утечки при облучении существенно зависят не только от электрического режима при облучении, но и от электрического режима при измерении, существенно отжигаются при прекращении облучения даже в нормальных условиях, а также зависят от мощности дозы (интенсивности) облучения [2, 13].

4.3. Сбои при воздействии тяжелых частиц

Механизмы формирования одиночных эффектов связаны с накоплением избыточного заряда в области пространственного заряда закрытого р-п-перехода стока/истока МОПТ при ионизации ТЧ с последующим его рассасыванием путем диффузии и дрейфа электронов, а также при возможном отпирании паразитного биполярного транзистора [1, 9, 14] (Рис.5).

Наиболее чувствительны к воздействию ТЧ — ячейки памяти (ЯП) ОЗУ, являющиеся наиболее плотноупакованными элементами СБИС. Если линейные потери энергии (LET) от ТЧ превышает энергию переключения ЯП (LET_0), происходит сбой (SEU) — ЯП переключается в противоположное состояние. Сбои в ячейках памяти (SEU) наиболее существенно проявляются в глубоко субмикронных и нанометровых СБИС, в последних они могут носить множественный характер [9, 15]. В микронных и субмикронных БИС при воздействии ТЧ возможны единичные легко корректируемые сбои.

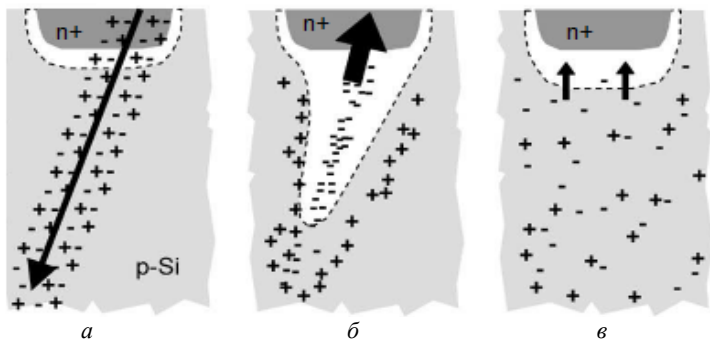


Рис. 5. Механизмы формирования одиночных эффектов при воздействии ТЧ [9]:
a — след ионизации от ТЧ, *б* — дрейфовый ток, *в* — диффузионный ток.

Fig. 5. Single event effects ionization current formation mechanism:
a — heavy particle track; *б* — drift current; *в* — diffusion current

Основная причина функциональных сбоев в логических цепях СБИС при воздействии ТЧ — кратковременные (до 1 нс) импульсы ионизационной реакции («иголки») в логических цепях (SET). Распространяясь по логическим цепям или цепям синхронизации, они могут усиливаться и

приводить к сбоям в триггерах-защелках (SEU) и полному нарушению работоспособности СБИС [16]. Наиболее существенно такие сбои проявляются в быстродействующих трактах нано-СБИС.

Попадание тяжелой частицы в активную область (сток/исток) может вызывать несколько одиночных эффектов — SEU и SET в разных участках схемы: несколько импульсов SET в логических цепях, SEU кратности N во внутренних регистрах и ячейках памяти СФ-блоков ОЗУ.

Множественные сбои в блоках памяти могут происходить в смежных ячейках, относящихся к одному (Multiple Bit Upset — MBU) или к различным словам (Multiple Cell Upset — MCU) [9, 15]. Поскольку MBU не исправляются стандартными средствами помехоустойчивого кодирования, на этапе проектирования ОЗУ структуру его накопителя (матрицы ячеек памяти) необходимо выбирать такой, чтобы в нем отсутствовали MBU (ячейки одного слова должны быть разнесены на значительное расстояние). В этом случае возможна эффективная коррекция MCU с использованием, в частности, кодов Хэмминга.

5. Методология радиационного стойкого проектирования

По мере уменьшения проектных норм, усложнения и удорожания техпроцессов, а также в связи с отсутствием изменения параметров **приборных МОПТ** при облучении акцент в повышении РС в нано-СБИС сместился на этап их разработки: радиационно-стойкое проектирование (РСП) [2, 9].

Для повышения РС нано-СБИС при их проектировании предлагает-ся большое число архитектурных, структурных, схемотехнических и конструктивно-топологических решений [1, 2, 9, 10, 17].

Из всего многообразия технических решений РСП ниже рассматриваются наиболее эффективные для использования при разработке высокопроизводительных СБИС СнК и ОЗУ категории «2» высокой степени интеграции по **КМОП нано-технологиям объемного кремния** с незначительной аппаратной и временной избыточностью (не приводящих к существенному увеличению площади кристалла и снижению производительности), но существенно повышающие РС.

Наиболее важными при РСП являются конструктивно-топологические решения, позволяющие подавить эффект «защелкивания» (SEL) до уровня более $100 \text{ МэВ} \times \text{см}^2/\text{мг}$ и сделать СБИС нечувствительными к этому эффекту (Immune Latchup). Для этой цели достаточно в каждом элементе использовать сплошную «жесткую» [18] или разрывную «легкую» [19] **только р+ охрану вдоль границы р-подложки с n-карманом и p+ областями стоков/истоков.**

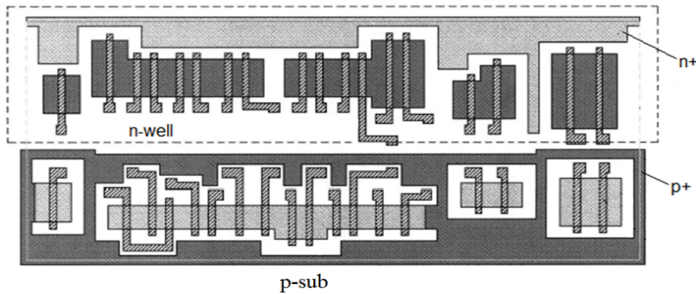


Рис. 6. Подавление эффекта «зашелкивания» и «межприборных» утечек p+ охраной.

Fig. 6. Latch-up and inter-device leakage reduction layout technique by p+ guard ring application

Пример базовой конструкции элемента со сплошной p+ охраной вдоль границы с карманом приведен на рис. 6 [17]. Такая охрана позволяет также подавить «межприборную» утечку между этими областями. Для подавления утечки между областями n+ - n+ стоков/истоков различных n-МОПТ между ними и на границах БЭ необходимо также применять сплошную p+ охрану. В ячейках памяти ОЗУ для подавления SEL необходимо делать контакты p+ к подложке и p+ к карману в каждой ЯП или группе из четырех ЯП [20]. Следует также отметить, что использование p+ и n+ охраны повышает сбоеустойчивость БЭ и ЭП.

Конструкция БЭ на рис.6 не устраняет «внутритранзисторные» утечки. Устранение данной утечки возможно при использовании конструкции с кольцевой конфигурацией затворов транзисторов [1, 9, 12, 21] и частично при использовании краевых уширений (dog bones) у n-МОПТ [12]. Библиотечные элементы на основе транзисторов с такой конфигурацией затвора занимают недопустимо большую площадь на кристалле, но могут быть эффективно использованы в ряде элементов, в частности, в ячейках памяти ОЗУ. Однако, для технологий уровня ниже 180 нм такие конструкции не допускаются правилами проектирования.

На рис. 7 в качестве примера приведены базовые слои топологии для технологии уровня 250 нм, разработанных ЯП 8Тр с кольцевыми триггерными n-МОПТ и различными конструкциями p+ охраны [21].

В таблице 4 приведен удельный ток утечки ($I_{\text{ут}}$) ЯП на рис.7, облученных в составе тестового кристалла до дозы $D = 300$ крад, а также основные параметры, характеризующие эффективность использования p+ охраны в ЯП с кольцевыми транзисторами в сравнении классической ЯП 6Тп с линейными n-МОПТ [21], где K_S — коэффициент увеличения площади ЯП, K_Q — коэффициент увеличения критического заряда в узлах ЭП, K_{eff} — коэффициент эффективности увеличения площади ЯП для повышения LET_0 .

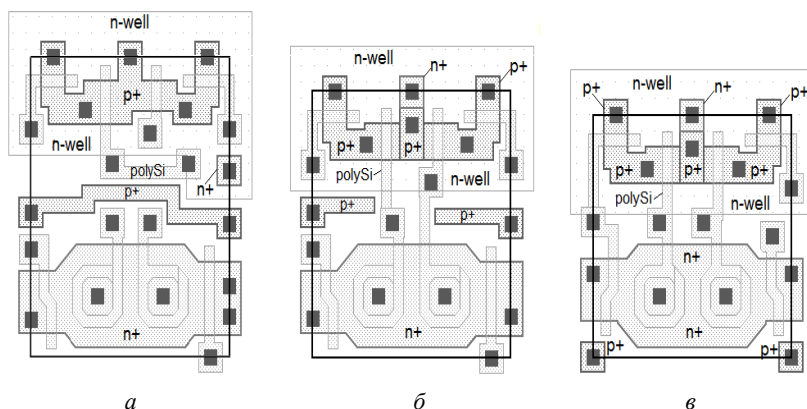


Рис. 7. Топология КМОП элемента памяти 8Тр с кольцевыми транзисторами n-типа:
 а — сплошная p+ охрана, б — частичная p+ охрана, в — p+ охрана отсутствует.

Fig. 7. 8T1 memory cell layout with n-channel pass transistors of enclosed layout:
 а — solid p+ guard ring; б — partial p+ guard ring; в — no p+ guard ring

Таблица 4. Параметры вариантов конструкции ЯП 8Тр

Вариант ЯП	$I_{\text{ут}}, \text{нА/бит}$	$K_S = S_{8T}/S_{6T}$	$K_Q = Q_{8T}/Q_{6T}$	$K_{\text{eff}} = K_Q / K_S$
7а	0,1	2,64	3,7	1,8
7б	20	2,33	3,7	1,7
7в	500	2,12	3,7	1,5

По результатам проведенных исследований можно сделать вывод, что совместное использование «жесткой» p+ охраны и кольцевых n-МОПТ (Рис.7а) позволяет существенно повысить РС ко всем радиационным факторам и достигнуть предельных возможностей КМОП технологии объемного кремния по РС.

Для дополнительного уменьшения «внутритранзисторных» утечек в ЯП и БЭ эффективно также использовать технологические опции слаботекущих n-МОПТ (с высоким начальным $U_{\text{пор}}$) — HVT, а опцию SVT (с низким $U_{\text{пор}}$) использовать только в p-МОПТ.

Существенного повышения сбоеустойчивости логических цепей и цепей синхронизации можно также добиться путем увеличения абсолютных размеров элементов и оптимизации коэффициентов нагрузки в логических цепях [22].

В нано-СБИС с пониженной степенью интеграции, а также в схемах смешанного сигнала, где требования повышенной сбоеустойчивости яв-

ляются определяющими, в ряде трактов и элементов можно использовать специальные «жесткие» схемотехнические решения такие как дублирование и мажорирование элементов и функциональных узлов, SET-фильтры, DICE-триггеры и ячейки памяти ОЗУ [1, 9, 17].

6. Среда радиационно-стойкого проектирования нано-СБИС

Для доступных средств САПР разработана среда проектирования радиационно-стойких нано-СБИС для базовых КМОП технологий объемного кремния уровня 250—90 нм, включающая:

- совокупность данных и правил РСР и верификации топологии;
- аттестованные по РС на тестовых кристаллах и в составе СБИС библиотеки элементов и СФ-блоков;
- набор тестовых структур для расчетно-экспериментального прогнозирования параметров РС, выбора наилучших технических решений элементов библиотек и СФ-блоков;
- методику оптимизации параметров логических цепей по критерию сбоеустойчивость — быстродействие.

Разработаны следующие библиотеки элементов и «Hard» СФ-блоки для проектирования РС нано-СБИС категории «2»:

- универсальные стандартные и специализированные цифровые элементы;
- универсальные и специализированные (LVDS, SSTL, VML, CML) площадочные элементы;
- параметризуемые и компилируемые **СФ-блоки 1- и 2-портовой памяти и регистровые файлы** общей информационной емкостью до 128—256 кбит и разрядностью до 40, в которых невозможны множественные сбои в одном слове (MBU);
- СФ-блок программируемого синтезатора частот на основе ФАПЧ с диапазоном синтезируемых системных частот 4—600 МГц;
- СФ-блок обмена данными с памятью типа DDR2 SDRAM в стандарте JEDEC JESD79 с приёмопередатчиками интерфейса SSTL_18;
- СФ-блоки приёмопередатчиков мультипrotocolных портов SpaceFibre со скоростью передачи данных 1,25—6,25 Гбит/с.

Использованные при разработке БЭ и СФ-блоков описанные выше технические решения позволили для базовых КМОП технологий объемного кремния уровня 250—90 нм обеспечить в разработанных нано-СБИС повышенный уровень дозовой стойкости и сбоеустойчивости, а также отсутствие катастрофических отказов в виде эффекта «защелкивания».

7. Заключение

На основе анализа доминирующих радиационных эффектов в КМОП СБИС получила развитие методология радиационно-стойкого проектирования СБИС по нанометровым коммерческим технологиям объемного кремния.

Решена проблема обеспечения высокой дозовой стойкости, повышенной сбоеустойчивости при воздействии ТЧ и отсутствия эффекта «защелкивания» в СБИС СнК и ОЗУ изготавливаемых по коммерческим КМОП технологиям **объемного кремния** уровня 250—90 нм.

Создана среда проектирования таких СБИС, использование которой при создании радиационно-стойких СБИС СнК и ОЗУ в АО НПЦ «ЭЛВИС» и ряде Центров проектирования по КМОП технологиям объемного кремния позволило создать конкурентоспособные СБИС и обеспечить заявленные параметры РС «Категории-2».

Подробная информация о разработанных РС КМОП СБИС, библиотекх элементов и СФ-блоков на сайте www.multicore.ru.

Список литературы

1. Lacoë R. C. CMOS scaling, design principles and hardening-by-design methodology. In Short Course Notebook. Nuclear and Space Radiation Effects Conf. — NSREC'03 (Monte-rey, Jul. 2003). 2003. С. II-1—II-142.
2. Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я., Солохина Т. В. От первых КМОП транзисторов до радиационно-стойких нанометровых КМОП СБИС СнК // Сб. трудов 4-й Международной научной конференции «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули». М : ТЕХНОСФЕРА, 2018. С. 228—234.
3. Немудров В., Мартин Г. Системы-на-кристалле. Проектирование и развитие. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2004. 216 с.
4. Никифоров А. Ю., Телец В. А., Бойченко Д. В. Требования радиационной стойкости — экзотика для гурманов или гарантия наличия и технического уровня результата разработки для всех категорий потребителей ЭКБ? // Сб. трудов 3-й Международной научной конференции «Электронная компонентная база и электронные модули». М. : ТЕХНОСФЕРА, 2017. С. 32—36.
5. Герасимов Ю. М., Глушков А. В., Григорьев Н. Г., Петричкович Я. Я., Солохина Т. В. Особенности проектирования радиационно-стойких библиотек элементов, СФ-блоков и нано-СБИС СнК // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2008. Сб. трудов / Под общ. ред. А. Л. Стемпковского. — М. : ИППМ РАН, 2008. С.272—275.
6. Wong H., Twai H. On the scaling issues and high-k replacement of ultrathin gate dielectrics for nanoscale MOS transistors // Microelectronic Engineering. 2006. №. 83. С. 1867—1904.
7. Радиационная стойкость изделий ЭКБ / Под ред. д-ра техн. наук, проф. А. И. Чумакова. М. : НИЯУ МИФИ, 2015. 512 с.
8. Чумаков А. И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М. : Радио и связь. 2004. 320 с.

9. Baumann R. Single-Event Effects in Advanced CMOS. In Short Course Notebook. Nuclear and Space Radiation Effects Conf. — NSREC'05 (Ceattle, Jul. 2005). C. II-1—II-59.
10. Roy K., Mukhopadhyay S., Mahmoodi-Meimand H. Leakage current mechanisms and leakage reduction techniques in deep-submicrometer CMOS circuits // Proc. IEEE. 2003. T. 91. № 2. C. 305—327.
11. Esqueda I. S., Barnaby H. J., Alles M. L. Two-dimensional methodology for modeling radiation-induced off-state leakage in CMOS Technologies // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2005. T. 52. № 6. C. 2259—2264.
12. Barnaby H. J., McLain M. L., Esqueda I. S., Chen X. J. Modeling ionizing radiation effects in solid state materials and CMOS Devices // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. 2009. T. 56. № 8. C. 1870—1883.
13. Wiczak S. C., Lacoe R. C., Osborn J. V., Hutson J. M., Moss S. C. Dose-Rate Sensitivity of Modern nMOSFETs // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2005. T. 52. № 6. C. 2602—2608.
14. Gadlage M. J., Schrimpf R. D., Benedetto J. M., Eaton P. H., Mavis D. J., Sibley M., Avery K., Turflinger T. L. Single event transient pulsewidths in digital microcircuits // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2004. T. 51. № 6. C. 3285—3290.
15. Giot D., Roche P., Gasiot G., Harboe-Sorensen R. Multiple-Bit Upset Analysis in 90 nm SRAMs : Heavy Ions Testing and 3D Simulations // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2004. T. 54. № 4. C. 3278—3284.
16. Dodd P. E., Shaneyfelt M. R., Felix J. A., Schwank J. R. Production and propagation of single-event transients in high-speed digital logic ICs // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2007. T. 51. № 6. C. 904—911.
17. Balasubramanian A., Bhuva B. L., Black J. D., Massengill L. W. RHBD Techniques for Mitigating Effects of Single-Event Hits Using Guard-Gates // IEEE Trans. Nucl. Sci. 2005. T. 52. № 6. C. 2531—2535.
18. Герасимов Ю. М., Глушков А. В., Григорьев Н. Г., Петричкович Я. Я., Солохина Т. В. Пат. 2539869 (РФ). Радиационно-стойкая библиотека элементов на комплементарных метал-окисел-полупроводник транзисторах. Оpubл. в Б. И., 2015. № 3.
19. Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я. Пат. 2674415 (РФ). Радиационно-стойкая библиотека элементов на комплементарных метал-окисел-полупроводник транзисторах. Оpubл. в Б. И., 2018. № 34.
20. Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я., Пат. 2674935 (РФ). Радиационно-стойкий элемент памяти для статических оперативных запоминающих устройств на комплементарных металл-окисел-полупроводник транзисторах. Оpubл. в Б. И. 2018. № 35.
21. Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В., Петричкович Я. Я. Радиационно-стойкие элементы памяти для нанометровых КМОП СФ-блоков и СБИС // Электронная техника, Серия 3, Микроэлектроника, 2015, № 1(157). С. 10—16.
22. Герасимов Ю. М., Григорьев Н. Г., Кобыляцкий А. В. Методика выбора параметров логической цепи в нанометровых КМОП СБИС с повышенной сбоеустойчивостью // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем — 2016. Сборник трудов / Под общ. ред. академика А. Л. Стемповского. — М. : ИППМ РАН, 2016. Часть IV. С. 172—177.

Информация об авторах

Герасимов Юрий Михайлович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, начальник лаборатории АО НПП «ЭЛВИС», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-6026-4820.

Григорьев Николай Геннадьевич, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник, АО НПЦ «ЭЛВИС», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-3346-558X.

Кобыляцкий Андрей Вадимович, аспирант НИЯУ «МИФИ», младший научный сотрудник, АО НПЦ «ЭЛВИС», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-3567-6276.

Петричкович Ярослав Ярославович, доктор технических наук, профессор, генеральный директор АО НПЦ «ЭЛВИС», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-6502-6370.

Солохина Татьяна Владимировна, кандидат технических наук, заместитель генерального директора АО НПЦ «ЭЛВИС», г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-1308-4720.

Information about the authors

Yuriy M. Gerasimov, Ph.D. in Engineering, senior researcher, laboratory chief at ELVEES R&D Center, JSC, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-6026-4820.

Nikolay G. Grigoryev, Ph.D. in Engineering, leading researcher, ELVEES R&D Center, JSC, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-3346-558X.

Andrey V. Kobylatskiy, post-graduate student of MEPhI National Research Nuclear University, junior researcher, ELVEES R&D Center, JSC, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-3567-6276.

Yaroslav Y. Petrichkovich, Dr. habil. in Engineering, professor, General Director of ELVEES R&D Center, JSC, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-6502-6370.

Tatiana V. Solokhina, Ph.D. in Engineering, deputy General Director of ELVEES R&D Center, JSC, Moscow, Russia. ORCID 0000-0002-1308-4720.

УДК 535.42

Отражательная способность металлизированных углепластиковых антенн

¹ Николенко А. С., ¹ Копосова Е. В., ¹ Паршин В. В., ¹ Серов Е. А.

¹ Институт прикладной физики Российской академии наук
ул. Ульянова, 46, Нижний Новгород, 603950, Россия
nikolenko@ipfran.ru, ev_koposova@mail.ru, parsh@appl.sci-nnov.ru,
serov@appl.sci-nnov.ru

Получено: 9 февраля 2019 г.

Отрецензировано: 20 февраля 2019 г.

Принято к публикации: 3 марта 2019 г.

Аннотация: Представлены результаты исследования отражательной способности металлизированных углепластиковых панелей для антенн спутниковых радиометров ММ и СубММ диапазонов. Исследовались потери на отражение панелей с наклеенной полосами металлизированной полиимидной пленкой и влияние нахлеста между полосами пленки на величину потерь на отражение. Численный расчет на основе рассмотрения задачи рассеяния плоской волны на реальной структуре нахлеста показал, что для поляризации электрического поля вдоль и поперек нахлеста, потери на отражение на частоте 200 ГГц различаются на ~ 13 %.

Ключевые слова: антенны, ММ и СубММ диапазон, потери на отражение, дифракция, резонатор Фабри — Перо.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Николенко А. С., Копосова Е. В., Паршин В. В., Серов Е. А. Отражательная способность металлизированных углепластиковых антенн // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 52—59.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Николенко, А. С. Отражательная способность металлизированных углепластиковых антенн / А. С. Николенко, Е. В. Копосова, В. В. Паршин, Е. А. Серов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 1, № 1. — С. 52—59.

Reflectivity of carbon-fiber metallized antennas

A. S. Nikolenko¹, E. V. Kuposova¹, V. V. Parshin¹, and E. A. Serov¹

¹ Federal Research Center Institute of Applied Physics
of the Russian Academy of Sciences "IAP RAS"

46, Ul'yanov Str., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation

nikolenko@ipfran.ru, ev_kuposova@mail.ru, parsh@appl.sci-nnov.ru,

serov@appl.sci-nnov.ru

Received: February 9, 2019

Peer-reviewed: February 20, 2019

Accepted: March 3, 2019

Abstract: The results of reflectivity study of metalized carbon-fiber panels for antennas of satellite radiometers in the MM and SubMM ranges are presented. The panels reflection losses with metalized polyimide film strips pasted on them and the effect of overlap between the film strips on the reflection losses were investigated. A numerical calculation based on consideration of the problem of plane wave scattering at the real overlap structure showed that for the electric field polarization along and across the overlap, the reflection loss at frequency 200 GHz differs by $\sim 13\%$.

Keywords: antennas, MM and SubMM range, reflection loss, diffraction, Fabry–Perot resonator.

For citation (IEEE): A. S. Nikolenko et al. "Reflectivity of carbon-fiber metallized antennas," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 52–59, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.05

1. Введение

Внимание к исследованиям отражательной способности (потерь на отражение (далее ПО)) вызвано созданием спутниковых и наземных телескопов ММ и СубММ диапазонов с высокочувствительными охлаждаемыми до криогенных температур приемниками. Потери в антенне или, другими словами, ее собственное излучение, могут существенно увеличить шумовую температуру такого приемного модуля. Поэтому первой информацией для расчета шумовых характеристик антенн, работающих на высокочувствительные охлаждаемые приемники, является величина потерь на отражение и соответственно вносимая шумовая температура.

Например, для высокочистого «идеального» золота на частоте 100 ГГц коэффициент отражения $R = 0,999$, соответственно коэффициент

излучения или ПО $P = 1 - R = 0,001$. Тогда для температуры 300 К получаем 0,3 К шумовой температуры, вносимой за одно отражение. Учитывая, что обычно в тракте не менее трех-пяти отражателей, получаем более 1 К вносимой нестабильной шумовой температуры. Ситуация с реальными отражателями на порядок [1, 2] хуже.

Принимая во внимание, что, например, для проектов по исследованию реликтового излучения («Planck», «Herschel», «Миллиметрон») заявлялось измерение анизотропии излучения на уровне $\Delta T/T \sim 10^{-6}$ К [3], поэтому уменьшению потерь при отражении и, особенно, поляризационным характеристикам антенн уделяется особое внимание.

Сегодня углепластик — популярный, сверхлегкий конструкционный материал для антенн ММ и СубММ диапазонов (рис. 1). Собственно, углепластиковая панель — это слои из склеенных параллельно расположенных угольных волокон (6 или 8 слоев с поворотом каждого слоя на 60° или 45°). Две такие пластины, разделённые сотовой структурой из фольги, образуют прочную и в целом механически изотропную конструкцию, т.н. «сэндвич» — фото на рис.1. Такая конструкция обеспечивает в целом механическую изотропность, но ПО, когда напряженность электрического поля E параллельна волокнам верхнего слоя, составляют 3—4 %, и около 30 %, когда E поперек, что совершенно неприемлемо. Потому отражающая поверхность углепластика металлизирована [1, 2]. В основном применяются тонкие слои алюминия или золота, нанесенного на полиимидную пленку, которая наклеивается на углепластик.

Однако проведенные исследования такой металлизации выявили, что даже охлажденные до 80 К отражатели имеют ПО, превышающие расчетные, в несколько раз, что приводит к существенному увеличению шумовой температуры криогенно охлаждаемых высокочувствительных приемных модулей. Эта ситуация достаточно подробно изложена в [4,5]. Мы же остановимся на другом аспекте проблемы металлизации.

Металлизация криволинейных поверхностей (реальный профиль антенны — параболический) углепластика осуществляется путем наклеивания металлизированной полиимидной пленки. Полиимидная пленка прочна, химически инертна, выдерживает большие температуры (до 600 °С), но не эластична. Поэтому для металлизации криволинейных отражателей используется довольно узкая полиимидная лента (рис. 1). Естественно возникает вопрос о влиянии стыков между лентами в виде зазора или нахлеста.

В настоящей работе исследовались ПО панелей с наклеенной полосками металлизированной полиимидной пленкой, влияние нахлеста реального профиля на величину потерь на отражение и деполяризацию.

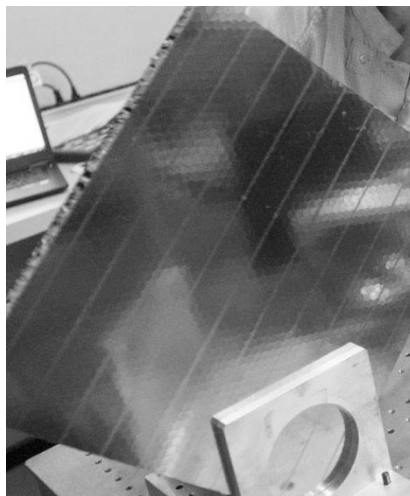


Рис. 1. Фото антенного рефлектора с наклеенной полосками металлизированной полиимидной плёнкой.

Fig. 1. Photo of antenna reflector with metalized polyimide film strips pasted on

2. Экспериментальное измерение потерь на отражение

Исследуемые образцы представляют собой углепластиковые «сэндвичи», с наклеенными внахлест полиимидными лентами шириной 30 мм, толщиной 30 мкм, металлизированными золотом толщиной ~ 0,3 мкм, имеющих размер перекрытой области ~ 300 мкм. Ленты приклеены золочением к углепластику (ранее было выявлено, что форма стыка между лентами в виде нахлеста вносит меньшие, по сравнению с зазором, ПО). Профиль нахлеста приведен на рис. 2.

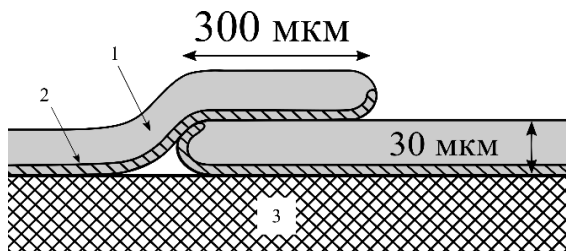


Рис. 2. Профиль нахлеста используемый для расчета ПО. 1 — полиимидная полоса, 2 — золотое напыление 0,3 мкм, 3 — углепластиковая подложка.

Fig. 2. Overlap profile used for calculations. 1 – polyimide strip, 2 – gold plating 0,3 mkm, 3 – carbon fiber substrate

Для измерений ПО использовался спектрометр на основе высокодобротного квазиоптического резонатора Фабри — Перо. Методика измерений подробно описана [6, 7]. Образец устанавливался с возможностью перемещения перпендикулярно оси резонатора и вращения вокруг его оси. Резонаторный спектрометр позволяет также проводить измерения ПО под углом 45° , для E и H поляризаций [7] на основе которых можно рассчитать ПО и деполяризацию для антенн реальной формы.

Измерения проводились при расположении пятна засветки на нахлесте и на поверхности без неоднородностей для двух направлений поляризации электрического поля E — параллельно и перпендикулярно нахлесту в нескольких местах вдоль него на частотах от 50 ГГц до 200 ГГц. Диаметры пятна засветки резонатора для этих частот равны 26 мм и 13 мм соответственно. На рис.3. приведены зависимости ПО для частот 115 ГГц и 190 ГГц, для двух направлений поляризации E , при смещении пятна засветки от центра перехлеста (координата «0» на оси абсцисс) в обе стороны. Координата «12» соответствует положению пятна засветки на месте без перехлеста. Видно, что для поперечной стыку поляризации E нахлест является неоднородностью, которая существенно меняет ПО по сравнению с его величиной на однородной поверхности. Для параллельной поляризации — влияние нахлеста незначительно.

Частотная зависимость ПО от поверхности без неоднородностей приведена на рис.4. Нижняя кривая — теоретический расчет для чистого золота по формуле Хагена — Рубенса:

$$\frac{P}{P_0} = 1 - R = 2\sqrt{\frac{f}{\sigma}},$$

где P/P_0 — потери на отражение, R — коэффициент отражения, f — частота, σ — проводимость на постоянном токе. Отсюда была рассчитана проводимость отражателя: $\sigma \approx 2,25 \times 10^7$ [Ом·м] $^{-1}$ (табличное значение для золота: $\sigma = 4,5 \times 10^7$ [Ом·м] $^{-1}$).

Отсутствие поляризационных эффектов при измерении на участках панелей без неоднородностей указывает, что заявленная толщина слоя золота 0,3 мкм достаточна, чтобы исключить влияния анизотропии верхнего слоя углепластика. Однако измеренные ПО почти в два раза больше расчетных, исходя из проводимости на постоянном токе. Это можно объяснить как недостаточной толщиной слоя золота, так и отличием структуры металлизации от «толстого» металла.

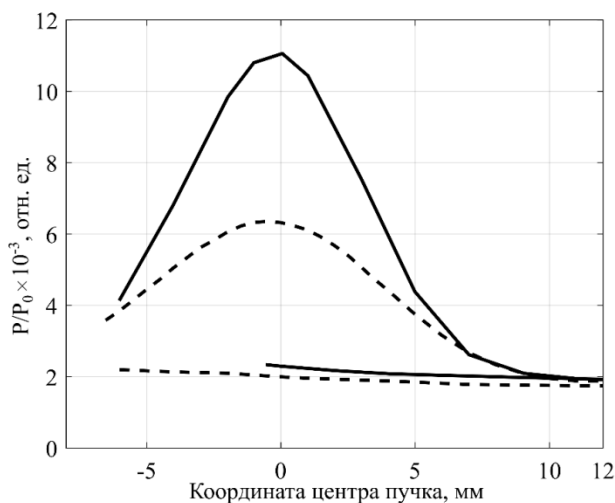


Рис. 3. Результаты измерений потерь на отражение для двух поляризаций электрического поля — вдоль (нижние кривые) и поперек (верхние) нахлеста. Сплошные кривые — 190 ГГц, пунктир — 115 ГГц.

Fig. 3. Results of the reflection loss measurements for two polarizations of electric field-along (lower curves) and across (upper) overlap. Dashed curve – 190 GHz, dotted – 115 GHz

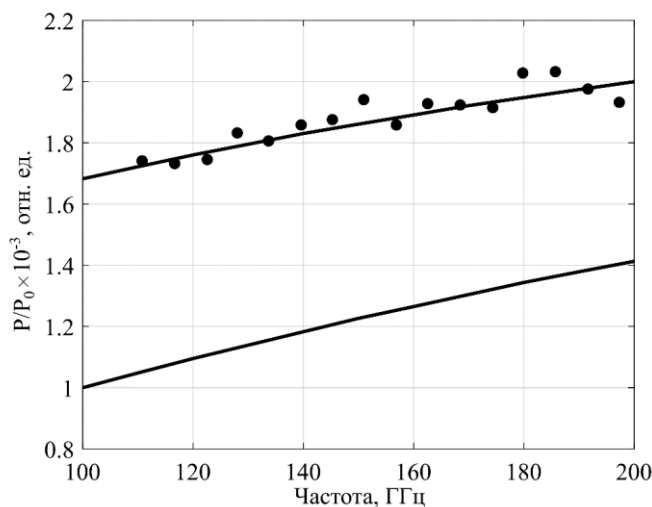


Рис. 4. Результаты измерений потерь на отражение на поверхности без перехлеста (точки). Внизу расчет для чистого золота.

Fig. 4. Results of reflection loss measurement at the surface without overlap (dots). Curve below is the calculation for pure bulk gold

3. Численный расчет дифракционных потерь

Численный расчет основан на рассмотрении задачи рассеяния плоской волны на реальной структуре нахлеста методом интегрального уравнения с помощью авторской компьютерной программы, визуализирующей результаты [8]. Плотность поверхностного тока, возбуждаемого падающей волной, состоит из двух частей — плотности тока на плоской поверхности и на неоднородности. Именно вклад последнего приводит к появлению дифракционных гармоник, которые соответственно приводят к уменьшению коэффициента отражения в зеркальном направлении. Для расчета вклада гармоник, путем разложения поля плоской волны по гармоникам, была численно решена задача дифракции волны на плоской металлической ($\sigma = 2,2 \times 10^7$ [Ом·м] $^{-1}$) поверхности с линейными неоднородностями и размерами реальной антенны. Численный эксперимент проводился для двух ширин нахлестов — 300 и 150 мкм на частотах 50, 120, 165 и 200 ГГц. Результаты приведены в таблице.

Таблица. Результаты численного расчета потерь на отражения.

Table. Results of reflection loss numerical calculation

Ширина нахлеста		50 ГГц	120 ГГц	165 ГГц	200 ГГц
300 мкм	R_E	0,99897	0,9983	0,9979	0,9976
	R_H	0,99896	0,9982	0,9978	0,9973
	$(1 - R_E) \times 10^{-3}$	1,03	1,7	2,1	2,4
	$(1 - R_H) \times 10^{-3}$	1,04	1,8	2,2	2,7
150 мкм	R_E	0,99897	0,9984	0,998	0,9978
	R_H	0,99897	0,9983	0,998	0,9977
	$(1 - R_H) \times 10^{-3}$	1,03	1,6	2,0	2,2
	$(1 - R_E) \times 10^{-3}$	1,03	1,7	2,0	2,3

4. Заключение

Получены частотные зависимости потерь на отражение образцов отражателей антенн, предназначенных для спутниковых радиометров диапазона 50—200 ГГц.

На основе экспериментальных результатов и численными расчетами получено, что на 50 ГГц и 200 ГГц различие в потерях на отражение для поляризации электрического поля E вдоль и поперек нахлеста шириной 300 мкм различаются на ~ 1 % и ~ 13 % соответственно, которое необходимо учитывать при приеме шумового сигнала. Для нахлеста шириной 150 мкм различие существенно меньше: <1 % и ~ 4.5 % соответственно.

Список литературы

1. Parshin V. V. Antenna Reflectors Reflectivity at 100–350 GHz and 80K. В кн. : Proceedings of 30th ESA Antenna Workshop on Antennas for Earth Observation, Science, Telecommunication and Navigation Space Missions (ESA/ESTEC). 2008. С. 353—356.

2. Parshin V. V. Precise measurements of Materials and Media in the MM/SubMM Ranges. В кн. : Conference book of The 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2012. С. 598—602.
3. Stute T. The Telescope Reflectors for the ESA Plank Mission. В кн. : Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies (ESTEC). 2005. С. 619—626.
4. Serov E. A., Parshin V. V., Bubnov G. M. Reflectivity of Metals in the Millimeter Wavelength Range at Cryogenic Temperatures // IEEE Tr. on MTT 2016. Т. 64, № 11. С. 3828—3838.
5. Паршин В. В., Серов Е. А., Бубнов Г. М., Вдовин В. Ф., Кошелев М. А., Третьяков М. Ю. Криовакуумный резонаторный комплекс // Известия ВУЗов. «Радиофизика», 2013 Т. 56, № 8—9. С. 614—621.
6. Паршин В. В. Резонаторные методы исследования газов и конденсированных сред в ММ и СубММ диапазонах. В кн. : 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо'2010 (Севастополь, 13—17 сент. 2010 г.). 2010. С. 21—27.
7. Parshin V. V. Precise resonator methods investigation of dielectrics and metals at 40 GHz – 500 GHz frequency range and in 4 K – 900 K temperature interval. В кн. : Proceedings of Millimeter Waves (GSMM) & ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications (GSMM). 2016. С. 109—112.
8. Копосова Е. В. Омические потери при рассеянии плоской электромагнитной волны на металлической гофрированной поверхности // Известия вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 5. С. 389—400.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ № 18-02-00832 А.

Информация об авторах

Николенко Андрей Сергеевич, старший лаборант-исследователь отдела микроволновой диагностики атмосферы ИПФ РАН, г. Нижний Новгород, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-6340-9079.

Копосова Елена Викторовна, старший научный сотрудник отдела нелинейных геофизических процессов ИПФ РАН, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Паршин Владимир Владимирович, старший научный сотрудник отдела микроволновой диагностики атмосферы ИПФ РАН, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Серов Евгений Александрович, научный сотрудник отдела микроволновой диагностики атмосферы ИПФ РАН, г. Нижний Новгород, Российская Федерация.

Information about the authors

Andrei S. Nikolenko, senior assistant-researcher of the Department of Physics of the atmosphere and microwave diagnostics at IAP RAS, Russian Federation. ORCID 0000-0002-6340-9079.

Elena V. Koposova, senior researcher of the Department of Physics of the atmosphere and microwave diagnostics at IAP RAS, Russian Federation.

Vladimir V. Parshin, senior researcher of the Department of Physics of the atmosphere and microwave diagnostics at IAP RAS, Russian Federation.

Eugene A. Serov, researcher of the Department of Physics of the atmosphere and microwave diagnostics at IAP RAS, Russian Federation.

УДК 621.317.089.6

Методика определения метрологических характеристик зондовой установки для измерения параметров рассеяния изделий СВЧ наноэлектроники на подложке

¹ Савин А. А.

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Российская Федерация
savin@tusur.ru

Получено: 9 февраля 2019 г.

Отрецензировано: 20 февраля 2019 г.

Принято к публикации: 3 марта 2019 г.

Аннотация: Представлена методика определения метрологических характеристик зондовой системы измерения параметров рассеяния пассивных и активных устройств на полупроводниковой подложке. Основная идея состоит в оценивании эффективных параметров и определении точности полученных оценок. Реализация идеи базируется на специальной технологии фильтрации при обработке верификационных измерений и сигма-точечном преобразовании при исследовании качества верификационного набора, состоящего из одной линии передачи, которая может быть изготовлена на пластине с устройствами.

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, зондовая станция, измерения на подложке, линия передачи, верификация, эффективные параметры, сигма-точечное преобразование.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Савин А. А. Методика определения метрологических характеристик зондовой установки для измерения параметров рассеяния изделий СВЧ наноэлектроники на подложке // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 60—70.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Савин, А. А. Методика определения метрологических характеристик зондовой установки для измерения параметров рассеяния изделий СВЧ наноэлектроники на подложке / А. А. Савин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 60—70.

Method of metrological characteristics determination of probe system for wafer-level S-parameters measurement of microwave nanoelectronic devices

A. A. Savin¹

¹ Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenina Str., Tomsk, 634050, Russian Federation
saasavin@mail.ru

Received: February 9, 2019

Peer-reviewed: February 20, 2019

Accepted: March 3, 2019

Abstract: The method for determining the metrological characteristics of the probe system for the scattering parameter measurements of passive and active devices on a semiconductor substrate is presented. The main idea is to estimate the residual errors and determine the accuracy of the obtained estimates. The implementation of the idea is based on a special filtration technology by the processing of verification measurements and unscented transformation for the study of the quality of a verification set which consists of a single transmission line that can be made on a substrate with devices.

Keywords: vector network analyzer, probe station, on-wafer measurements, transmission line, verification, residual errors, unscented transformation.

For citation (IEEE): A. A. Savin, "Method of metrological characteristics determination of probe system for on-wafer S-parameters measurement of microwave nanoelectronic devices," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 60–70, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.06

1. Введение

При разработке радиоэлектронных систем и устройств с помощью современных математических пакетов чрезвычайно важно иметь точную информацию о параметрах используемых полупроводниковых приборов, чипов, монолитных интегральных схем. Кроме этого точные и достоверные СВЧ измерения на подложке позволяют существенно снизить производственные расходы. В этой связи задача обеспечения точности и единства (прослеживаемости) измерений электрических параметров приборов, изготовленных на полупроводниковой подложке, является крайне актуальной.

Система измерения электрических параметров элементов на подложке состоит из стандартных радиоизмерительных приборов и зондовой станции, позволяющей подключить приборы к исследуемому устройству. Параметры рассеяния и импеданс измеряют с помощью векторных анализаторов цепей (ВАЦ). Современные зондовые станции обеспечивают высокую механическую повторяемость точек контакта. Точность позиционирования находится на уровне до 1 мкм при достаточно высокой стабильности усилия прижатия. Калибровочные пластины обеспечивают плоскость калибровки в области чувствительных элементов зондов и заданный импеданс калиброванной системы. Несмотря на достигнутые теоретические и практические результаты, сведения о точности описания существующих калибровочных пластин отсутствуют. Одной из первых отечественных работ с постановкой проблемы разработки и исследования унифицированных средств и методов обеспечения единства измерений параметров изделий на подложках и определения точности измерений является статья [1].

В данной работе рассмотрена методология подтверждения метрологических характеристик калиброванной системы измерения параметров рассеяния устройств на подложке, основанная на модели системы с эффективными параметрами и их разделении во временной области.

2. Описание методики

Основные этапы исследования и подтверждения метрологических характеристик измерительной системы показаны на рис. 1 и по порядку пронумерованы от 1 до 6.

На этапе 1 необходимо задать требуемые параметры линии и определить их статистические свойства (допуски технологии изготовления). Далее следует изготовить линию (этап 2). После изготовления верификационной линии выполняются калибровочные измерения: а) коэффициент отражения (КО) со стороны первого порта линии (второй порт линии работает в режиме холостого хода (XX)) Γ_1 ; б) полная матрица S-параметров при подключении к линии двух зондов; в) КО со стороны второго порта линии (первый порт линии работает в режиме XX) Γ_2 . Минимальное количество манипуляций обеспечивает следующая последовательность действий: а) подключение зонда первого порта ВАЦ; б) подключение зонда второго порта ВАЦ; в) отключение зонда первого порта ВАЦ (см. рис. 2).

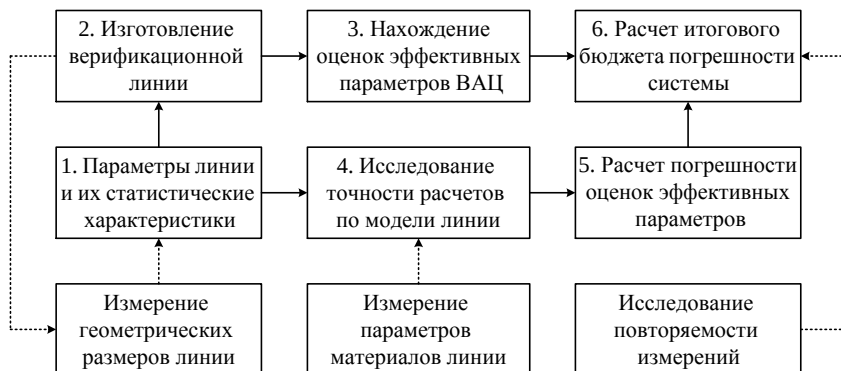


Рис. 1. Этапы исследования и подтверждения метрологических характеристик.

Fig. 1. Stages of the metrological characteristics investigation and confirmation

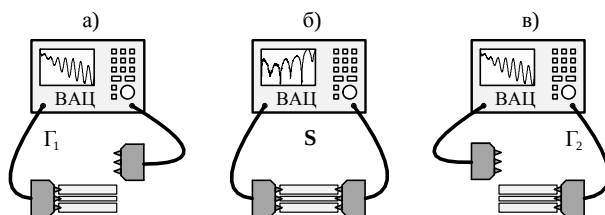


Рис. 2. Последовательность действий на этапе получения калибровочных данных.

Fig. 2. Sequencing of actions at the stage of calibration data obtaining

Нахождение оценок эффективных параметров ВАЦ на этапе 3 выполняется с помощью адаптивного алгоритма, описанного в [2] и использующего технологию фильтрации, разработанную в [3]. Поскольку в алгоритме используется модель линии, то следующим этапом необходимо исследовать точность модели. Этап 4 выполняется при помощи сигма-точечного преобразования, позволяющего перейти от погрешности информации по конструкции линии к погрешности расчета ее электрических характеристик [4]. Затем, используя метод линеаризации, выполняется расчет среднеквадратического отклонения (СКО) оценок эффективных параметров (этап 5). Здесь необходимо знать методическую погрешность алгоритма фильтрации [2], которая получена моделированием с помощью статистических испытаний (метод Монте-Карло). Имея оценки эффективных параметров и их СКО, выполняется расчет итогового бюджета погрешности измерительной системы [5, 6]. При увеличении эффективных параметров используется коэффициент $k=2$ (95 % доверительной вероятности в предположе-

нии гауссовской плотности распределения вероятностей). Отметим, что алгоритм фильтрации [2] позволяет найти векторные оценки эффективных параметров, которые можно использовать для повышения точности измерений (коррекция второго уровня). Данный вопрос рассмотрен в [7].

Помимо основных этапов, перечисленных выше, можно выполнить измерение геометрических размеров линии, повысив точность априорной информации о ее конструкции. Также имеется возможность уточнить параметры материалов линии (метод рассмотрен в работе [8]). Для исследования повторяемости измерений достаточно дважды выполнить процедуру верификации и сравнить полученные оценки эффективных параметров.

3. Результаты расчетов и экспериментальные данные

Для расчета статистических характеристик электрических параметров линии при известных статистических характеристиках параметров конструкции линии методом сигма-точечного преобразования необходимо иметь выражение, определяющее связь этих параметров. Используемая модель копланарной линии аналитически достаточно сложная, громоздкая и рассмотрена в [9]. Конструкция копланарного волновода определена следующими параметрами: w — ширина сигнального проводника; w_g — ширина земляных проводников; t — толщина проводников; s — величина зазора между проводниками; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки; $\tan\delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь; κ — удельная проводимость металла. При выборе средних значений и вариаций этих параметров за основу возьмем данные по калибровочной пластине RM8130 (*Reference Material 8130*) производства NIST (*National Institute of Standards and Technology*, г. Боулдер, шт. Колорадо, США) с подложкой из арсенида галлия GaAs¹. Основными электрическими характеристиками линии, статистические свойства которых необходимо определить, являются характеристический импеданс Z_L и коэффициент передачи (КП) S_{21} .

Рассмотрим результаты вычислений в диапазоне частот от 50 МГц до 110 ГГц. Расчеты выполним для пяти вариантов: 1) с минимальными значениями СКО по всем параметрам линии (0.1 мкм по геометрии; 1 мкм по длине; 0.01 по ϵ_r ; 10^{-6} по $\tan\delta$); 2) с максимальными значениями СКО (1 мкм по геометрии; 10 мкм по длине; 0.1 по ϵ_r ; 10^{-5} по $\tan\delta$); 3) максимальные значения СКО только для w , w_g и s ; 4) максимальные значения СКО только для ϵ_r и $\tan\delta$; 5) максимальное значение СКО априорной информа-

¹ Reference Material 8130. Coplanar waveguide calibration set, NIST, Gaithersburg, MD 20899, USA, 1998.

ции только по длине линии $l=20.245$ мм. Выбор минимальных и максимальных СКО сделан из следующих соображений. Если в качестве априорной информации о конструкции линии использовать только технологические свойства производственного процесса, то вариации параметров относительно заданных значений оказываются примерно на один порядок выше, чем вариации, которые могут обеспечить результаты измерений параметров конструкции и материалов линии. На рис. 3 и рис. 4 приведены зависимости СКО $\sigma_{\bullet}$ расчета импеданса, КО линии, КП и модуля КП линии для вариантов расчета 1—5 (указаны цифрами на графиках). Считаем, что оценки эффективных параметров ВАЦ формируются относительно импеданса, рассчитываемого по средним значениям параметров верификационной линии. Разброс КО обусловлен отличием реальных параметров конструкции линии от параметров, принимаемых в качестве средних.

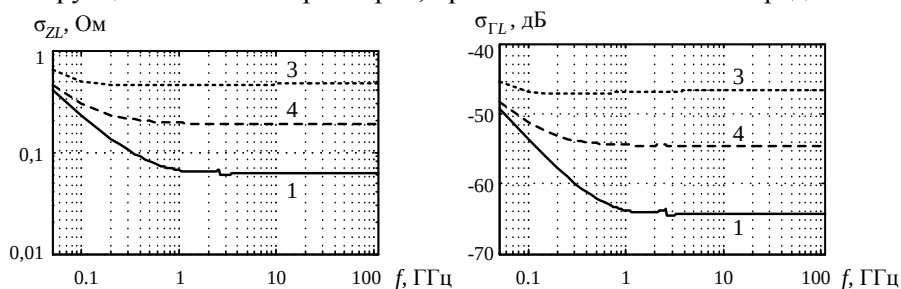


Рис. 3. СКО расчета импеданса (слева) и КО линии (справа).

Fig. 3. Standard deviation of line impedance and of reflection coefficient calculations

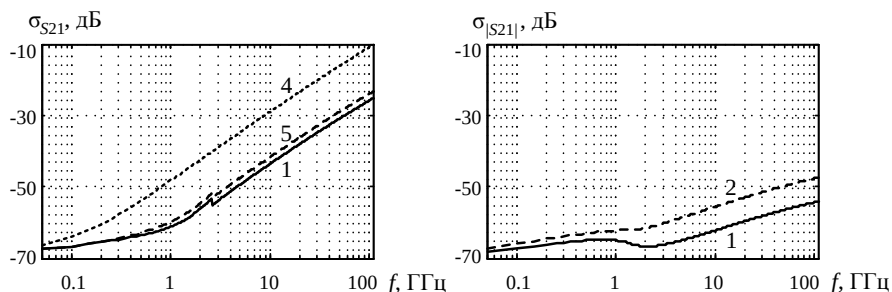


Рис. 4. Зависимость $\sigma_{S_{21}}$ от частоты и $\sigma_{|S_{21}|}$ от частоты для разных вариантов расчета.

Fig. 4. Standard deviation of S_{21} and of $|S_{21}|$ as a function of frequency for different options

Обозначим эффективные (то есть действующие после калибровки первого уровня) параметры портов прибора: D — направленность, M —

согласование, R — трекинг (частотная неравномерность) тракта отражения, T — трекинг тракта передачи. Экспериментальные измерения для исследования эффективных параметров предоставлены сотрудниками рабочей группы 2.23 (Основы измерений параметров рассеяния) физико-технического федерального института РТВ (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt*, г. Брауншвейг, Германия) доктором Арз У. и инженером Шуберт Д. Перед верификацией выполнена калибровка *multiline* TRL при помощи опорного материала NIST RM8130. Линия длиной 20.245 мм использована для получения верификационных измерений в диапазоне частот до 70 ГГц. На рис. 5 показаны результаты измерений КО верификационных мер.

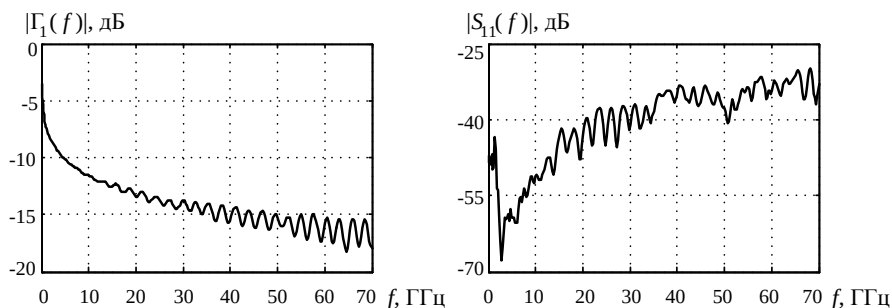


Рис. 5. Результаты измерений КО верификационных мер: слева — результаты измерений линии с открытым портом; справа — результаты измерений линии на проход.

Fig. 5. The measured reflection coefficients of the verification line: left — open stub condition; right — thru condition

Обработка измерений проведена алгоритмом [2]. Основной этап обработки предполагает использование специальной технологии фильтрации во временной области, синтезированной при помощи алгоритма метода наименьших квадратов (МНК). Постобработка полученных оценок выполняется с целью адаптации к неизвестному значению КО открытого порта линии. Для примера на рис. 6 показаны модули оценок эффективных параметров низкого уровня. Тонкой линией показана частотная характеристика модуля эффективной направленности первого порта системы, полученная после преобразования импеданса с Z_L (отлично от 50 Ом) в $Z_0=50$ Ом. При преобразовании импеданса пересчитываются все параметры исходных четырехполюсников погрешности.

Рассмотрим пример расчета СКО оценок эффективных параметров и итоговых значений модулей эффективных параметров прибора. Допустим, в результате верификации и фильтрации получены следующие оценки мо-

дулей эффективных параметров (относительно Z_L): $|D|=-40$ дБ; $|M|=-36$ дБ; $|R|=0.1$ дБ и $|T|=0.05$ дБ. Зададим СКО расчета основных электрических параметров линии для двух наборов: прецизионного № 1 и низкой точности № 2. Значения σ_{S21} и σ_{GL} для обоих типов наборов приведены в табл. 1.

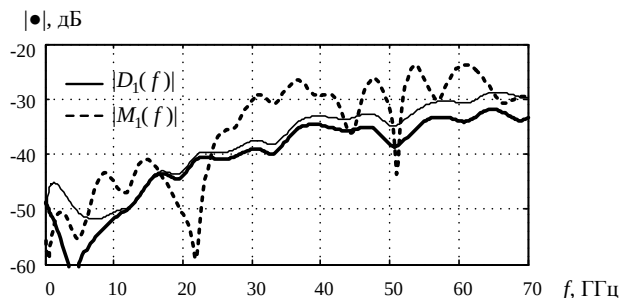


Рис. 6. Модули оценок эффективной направленности D (толстая сплошная линия) и эффективного согласования M (толстая пунктирная линия) первого порта измерительной системы. Тонкой линией показана оценка D после преобразования импеданса в 50 Ом.

Fig. 6. The magnitude of the residual error estimates D (thick solid line) and M (thick dotted line) of the first measurement port. The estimate of D after impedance transformation (from Z_L to 50 Ohms) is shown by a thin solid line

Модуль КП линии или комплексное значение КП линии на частотах ниже 5 ГГц при высокой априорной точности по параметрам конструкции линии можно рассчитать с СКО менее -50 дБ (см. рис. 4). Для анализа остаточной систематической погрешности измерений основное значение имеет точность расчета модуля КП линии, которая влияет на точность оценок модулей эффективных параметров. С ростом частоты СКО расчета КП линии возрастает до -35 дБ и даже более (на частотах выше 40 ГГц). Минимальное и максимальное значения σ_{GL} получены на уровне -64 дБ и -47 дБ, соответственно (см. рис. 3). Увеличение этих значений на 10 дБ в табл. 1 учитывает возможные неоднородности вдоль длины линии. Точность алгоритма МНК задана двумя величинами методической погрешности: оценки низкого (L — *low*) уровня имеют СКО -52 дБ ($\sigma_{МНК,L}$); оценки высокого (H — *high*) уровня имеют СКО -45 дБ ($\sigma_{МНК,H}$). Данные оценки СКО получены в результате моделирования алгоритма в условиях, приближенных к условиям измерений (по разрешению во временной области и свойствам шумов). Результаты расчетов СКО оценки КО открытого порта линии $\sigma_{ГО}$ и СКО оценок эффективных параметров, а также итоговые параметры измерительной системы, характеризующие остаточную систематическую погрешность, представлены в табл. 2. На величину СКО

оценки направленности D влияет погрешность алгоритма фильтрации по параметрам низкого уровня и погрешность КО линии. На значение σ_M кроме этих факторов также оказывает влияние неточность расчета КП и погрешности алгоритма по параметрам высокого уровня. Однако вклад этих дополнительных факторов аддитивный с множителем $|M|$. СКО оценок трекинга отражения R и передачи T зависит от СКО алгоритма фильтрации в части выделения составляющих высокого уровня и СКО расчета КП линии. Отметим, трекинг передачи можно формировать с помощью альтернативного алгоритма, а именно путем деления измерений КП линии на расчетное значение КП линии. В таком случае, вклад в погрешность оценки трекинга передачи T будет вносить шум измерений КП.

Табл. 1. Условия расчета СКО оценок эффективных параметров.

Table 1. Conditions of the residual errors standard deviations calculation

№ набора	СКО расчета параметров линии, дБ		СКО оценок алгоритма, дБ	
	$\sigma_{S_{21}}$	σ_{T_L}	$\sigma_{M_{K,L}}$	$\sigma_{M_{K,H}}$
1	–50	–54	–52	–45
2	–35	–37		

Табл. 2. СКО оценок и итоговые эффективные параметры ВАЦ.

Table 2. Standard deviation of the estimates and the final VNA residual errors

№ набора	СКО оценок, дБ					Итоговые параметры, дБ			
	σ_D	σ_{G_O}	σ_M	σ_R	σ_T	$ D_S $	$ M_S $	$ R_S $	$ T_S $
1	–50	–43.8	–50	–41.4	–43.8	–38.5	–35.3	0.18	0.12
2	–37	–34.6	–37	–34.2	–34.6	–30.3	–29.7	0.35	0.32

Для набора № 1 итоговые параметры практически совпадают с оценками после фильтрации, особенно по $|D|$ и $|M|$. Ухудшение точности расчета параметров верификационной линии (либо использование некачественной линии) приводит к необходимости увеличения модулей параметров низкого уровня на 7—10 дБ. Трекинги увеличиваются более чем в 3 раза в логарифмическом масштабе. В линейном масштабе 0.1 дБ соответствует значение 1.012, а 0.35 дБ соответствует значение 1.041 (погрешность 4 %). Чтобы получить оценки эффективных параметров и результирующую точность измерительной системы в $Z_0=50$ Ом необходимо воспользоваться процедурой преобразования импеданс и пересчитать оценки эффективных параметров, не забыв учесть погрешность расчета Z_L . СКО расчета импеданса линии набора № 1 примерно 0.1 Ом; набора № 2 — около 0.5 Ом.

4. Заключение

В работе рассмотрена методика расчета бюджета погрешности при выполнении измерений параметров рассеяния в копланарном волноводе

на подложке. Верификация точности измерений ВАЦ основана на использовании одной верификационной линии и двухэтапной обработки результатов измерений при калибровке второго уровня, включающей совместную фильтрацию оценок и адаптацию к неизвестному значению КО открытого порта линии. Главным преимуществом согласованной линии передачи как эталона является то, что для построения модели любого другого верификационного устройства помимо модели линии требуются дополнительные сложные модели. Путем численной процедуры сигматочечного преобразования могут быть исследованы свойства линии. Представленные результаты позволяют сделать очередной шаг в области развития метрологии векторных измерений на подложке.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена в рамках проекта по государственному заданию Минобрнауки России № 8.7348.2017/8.9.

Список литературы

1. Малай И. М., Семенов В. А., Чирков И. П. Тестирование изделий высокочастотной микроэлектроники на пластине. В кн. : Тезисы докладов X Всероссийской НТК «Метрология в радиоэлектронике», 20—22 июня 2016 г., Менделеево Московской обл. Менделеево : ФГУП «ВНИИФТРИ». 2016. С. 103—106.
2. Savin A. A., Guba V. G., Rumiantsev A., Maxon B. D., Schubert D., Arz U. Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System. В кн. : 84th ARFTG Microwave Measurement Conference, Boulder, USA. 2014. С. 1—4.
3. Savin A. A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer В кн. : Proceedings of the 43rd European Microwave Conference, Nuremberg, Germany. 2013. С. 60—63.
4. Savin A. A., Guba V. G., Bykova O. N. Uncertainty Analysis in Coplanar Waveguide with Unscented Transformation. В кн. : ARFTG 86th Microwave Measurement Conference, Atlanta, Georgia, USA, December 1—4, 2015. С. 1—4.
5. Савин А. А. Губа В. Г., Быкова О. Н. Измерение параметров полупроводниковых приборов на пластине // Измерительная техника. 2016. № 7. С. 56—61.
6. Savin A. A., Guba V. G., Bykova O. N. Measurement of the Parameters of On-wafer Semiconductor Devices // Measurement Techniques. 2016. Т. 59, № 7. С. 765—772.
7. Savin A. A. Second-Order Error Correction of a Pre-calibrated Vector Network Analyzer for Wafer-Level Measurements. В кн. : Proceedings of the 47th European Microwave Conference. 10—12 Oct. 2017, Nuremberg, Germany. 2017, С. 743—746.
8. Savin A. A., Guba V. G., Ladur A. A., Bykova O. N., Shutov E. A., Sheyerman F. I., Walker B. Material Parameters Extraction of Printed Circuits and Semiconductor Substrates Using Wideband Reflection Measurements. В кн. : 91st ARFTG Microwave Measurement Conference, Philadelphia, USA. 2018, С. 1—4.
9. Heinrich W. Quasi-TEM description of MMIC coplanar lines including conductor-loss effects // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1993. Т. 41, № 1. С. 45—52.

Информация об авторах

Савин Александр Александрович, старший научный сотрудник Научно-исследовательского института радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, г. Томск, Российская Федерация.

Information about the authors

Aleksandr A. Savin, Senior Researcher of the Research Institute of Radio Engineering Systems of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russian Federation.

УДК 004.023:004.896

Оценка надежности двумерной инфокоммуникационной сети на основе мобильных сенсоров в среде распространения с плоскими границами¹

¹ Кудрявченко И. В., ² Карлусов В. Ю.

Севастопольский государственный университет,

¹ *Институт радиоэлектроники и информационной безопасности,*

² *Институт информационных технологий и управления в технических системах
ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Российская Федерация
inform_kaf@mail.ru*

Получено: 14 февраля 2019 г.

Отрецензировано: 20 февраля 2019 г.

Принято к публикации: 3 марта 2019 г.

Аннотация: Рассмотрен метод оценки устойчивости работы мобильной инфокоммуникационной сети (МИС), который базируется на модели лабиринта размером $p \times t$ клеток на дискретной плоскости с квадратным покрытием. Устойчивость работы МИС на основе мобильных интеллектуальных устройств (МИУ) оценивается по энергетическому критерию, который учитывает как прямые, так и отраженные волны, а также по критерию полноты контроля лабиринта. Для получения количественных оценок применены модели транспортного и коммуникационного графов, позволяющие определять необходимое число узлов сети и среднее время ее восстановления при отказах МИУ, задаваемых удалением произвольных узлов или ребер коммуникационного графа. Проанализированы результаты вычислительного эксперимента для различных топологий сети и параметров плоских границ. Показано, что наличие отражений сигналов от плоских границ повышает устойчивость сети даже при меньшей аппаратной избыточности по сравнению со средами, имеющими поглощающие плоские границы.

Ключевые слова: мобильное интеллектуальное устройство (МИУ), квадратное покрытие, дискретная плоскость, лабиринт, транспортный граф, коммуникационный граф, коэффициент устойчивости/готовности сети.

¹ Статья является расширенной версией доклада, представленного на 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» — КрыМиКо-2018 (Севастополь, РФ, 9—15 сентября 2018 г.).

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кудрявченко И. В., Карлусов В. Ю. Оценка надежности двумерной инфокоммуникационной сети на основе мобильных сенсоров в среде распространения с плоскими границами // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 71—85.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Кудрявченко, И. В. Оценка надежности двумерной инфокоммуникационной сети на основе мобильных сенсоров в среде распространения с плоскими границами / И. В. Кудрявченко, В. Ю. Карлусов // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 71—85.

The reliability assessment of a two-dimensional infocommunication network based on mobile sensors in a propagation environment with flat boundaries

I. V. Kudryavchenko¹ and V. Yu. Karlusov²
Sevastopol State University,

¹ Institute of Radio Electronics and Information Security,

² Institute of Information Technology and Management in Technical Systems
33, University St., Sevastopol, 2990533, Russian Federation
inform_kaf@mail.ru

Received: February 14, 2019

Peer-reviewed: February 20, 2019

Accepted: March 3, 2019

Abstract: A method for estimating the stability of a mobile infocommunication network (MIN), which is based on a model of a maze with a size of $n \times m$ cells on a discrete plane with a square covering is considered. The stability of the MIN based on mobile intelligent devices (MIU) is estimated by the energy criterion, which takes into account both direct and reflected waves, as well as by the criterion of completeness of the maze control. To obtain quantitative estimates, transport and communication graphs models were applied, which made it possible to calculate the required number of network nodes and the average recovery time for failures of the MIU given by removing arbitrary nodes or edges of the communication graph. The results of a computational experiment for various network topologies and parameters of flat boundaries were analyzed. It was shown that the presence of signal reflections from flat boundaries increases the stability of the network, even with less hardware redundancy compared with media that have absorbing flat boundaries.

Keywords: *mobile intelligent unit, square coverage, a discrete plane, a maze, transport graph, communication graph, coefficient of the network's stability/availability.*

For citation (IEEE): I. V. Kudryavchenko et al. "The reliability assessment of a two-dimensional infocommunication network based on mobile sensors in a propagation environment with flat boundaries," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 71–85, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.07

1. Введение

В последние годы наблюдается повышенный интерес к применению малоразмерных беспилотных подвижных объектов, имеющих признаки «коллективного» поведения и управляемых с помощью компьютерных программ при минимальном участии человека-оператора. В качестве таких подвижных объектов могут рассматриваться мобильные интеллектуальные устройства (МИУ), которые в общем случае можно рассматривать как беспилотные роботизированные средства, представляющие собой элементы инфокоммуникационной /сенсорной сети, размещенные на автономных подвижных платформах². Подобная сеть обладает большой гибкостью и повышенной надежностью.

Прикладные задачи, связанные с применением «коллектива» МИУ:

- поиск объектов;
- оперативное развертывания беспроводных инфокоммуникационных и сенсорных сетей (в том числе мобильных инфокоммуникационных сетей — МИС).

Особую актуальность указанные задачи приобретают в условиях городской застройки или в пределах больших зданий.

Данная работа развивает ранее изложенные идеи построения мобильных сенсорных сетей в средах распространения с плоскими границами в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн [1]. При этом основное внимание уделяется вопросам повышения устойчивости работы такой сети.

2. Модель и методы исследования

В основу построения МИС положена модель среды, в которой находятся МИУ, представляемая в виде лабиринта, а так же ограничений на параметры движения МИУ и на физические свойства среды.

² Технологические барьеры дорожной карты Автонет НТИ (Письмо РГ Автонет № А-002/2018 от 15 января 2018) [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://nti.one/technology/docs/Tematiki_Razvitie_NTI%20Autonet.pdf. (Дата обращения: 09.05.2018).

В качестве модели среды распространения с плоскими границами рассматривается лабиринт размером $n \times m$ клеток (n и m — целые числа) на дискретной плоскости (ДП) с квадратным покрытием (рис. 1). Топология лабиринта считается известной.

На параметры движения МИУ накладываются следующие ограничения:

- скорость МИУ в каждый момент дискретного времени принимает единичное или нулевое значения (под скоростью понимается число переходов за один такт дискретного времени);

- переходы могут осуществляться между двумя соседними узлами в направлениях, принятых в картографии: Север, Юг, Запад, Восток, таким образом, диагональные перемещения исключены;

- МИУ может переместиться в соседний узел только в том случае, если он свободен;

- запрещается одновременное нахождение двух и более МИУ в одном узле ДП;

- исключаются конфликты перемещений двух и более соседних МИУ в один общий узел (назначается МИУ с наивысшим приоритетом);

- приоритет МИУ назначается в зависимости от его местоположения в лабиринте.

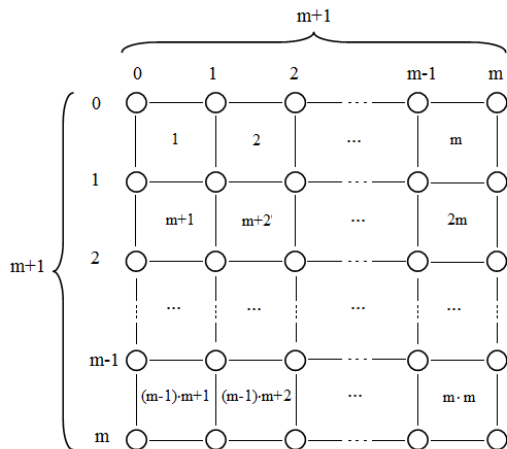


Рис. 1. Квадратное покрытие на двумерной дискретной плоскости.

Fig. 1. Square coating on a two-dimensional discrete plane

Среда нахождения МИУ, с позиции особенностей прохождения радиоволн и организации МИС, обладает следующими характеристиками, которые будем рассматривать как ограничения для оценивания устойчивости сети:

1) Волна распространяется «по лучу» (вектор Пойнтинга плоской волны направлен перпендикулярно ее фазовому фронту) [2, 3].

2) Коэффициент отражения ρ от плоских границ или препятствий принимает фиксированные значения.

3) Допускается однократное отражение волны от препятствия.

4) Критический угол $\theta_{кр}$ падения/отражения волны/луча ограничен.

Указанные ограничения относятся как к техническим параметрам МИУ, так и к среде распространения радиоволн.

Так требование 1) диктуется применением датчиков (передатчиков и приемников МИУ) миллиметрового и/или сантиметрового диапазонов длин волн; а требования 2)—4) относятся непосредственно к среде распространения радиоволн.

Для устойчивой работы сети необходимо, чтобы, во-первых, осуществлялась надежная связь между МИУ за счет достаточно высокого уровня принимаемого сигнала, и, во-вторых, обеспечивался полный контроль каждой доступной свободной клетки/ячейки лабиринта.

Данные требования будут выступать в качестве критериев в оценке надёжности.

Высокий уровень принимаемого сигнала может оцениваться посредством энергетического критерия, в качестве которого выступает коэффициент связности w_{ij} между двумя клетками (где $i \leq n$, $a, j \leq m$), который с учетом допускаемого однократного отражения волны от препятствия может принимать следующие значения:

$$w_{ij} = \begin{cases} 1-2 & \text{для области прозрачности;} \\ 0,5-1 & \text{для области полутени;} \\ 0 & \text{для области тени.} \end{cases}$$

Зону покрытия инфокоммуникационной сети образует совокупность областей прозрачности и полутеней [1].

Выполнение второго требования проверяется с помощью критерия полноты контроля лабиринта. То есть МИУ должны располагаться таким образом, чтобы любой дополнительный объект, размещаемый в лабиринте, мог быть обнаружен по изменению интенсивности принимаемого сигнала («на просвет»). Это возможно, если такой объект будет находиться:

— между двумя МИУ в их общей зоне покрытия,

— либо между МИУ и препятствием в зоне покрытия МИУ на пути отраженного луча.

2.1. Пример построения инфокоммуникационной сети

Для осуществления построения сети воспользуемся методикой, предложенной в [1].

Данная методика предполагает синтез инфокоммуникационной сети однотипных МИУ путем последовательного построения на основании известной топологии лабиринта сперва транспортного графа (ТГ), а затем коммуникационного графа (КГ). Продемонстрируем построения ТГ и КГ применительно к лабиринту заданной топологии (рис. 2) при различных значениях коэффициента отражения волн.

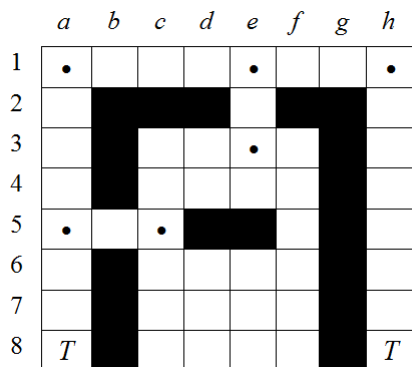


Рис. 2. Топология плоского лабиринта в 2D ДП.

Fig. 2. Topology of the flat labyrinth in 2D discrete plane

Пусть МИУ попадают вовнутрь лабиринта через шлюз, который соответствует клетке с координатами a_1 . Граф, показанный на рис. 2, согласно [1] может быть представлен набором примитивов, к каковым относятся прямоугольники (фигуры $A—E$) и кольца (фигура F) на рис. 3.

Примитивы, стыкуясь в точках сборки, называемых базовыми клетками или базовыми узлами, образуют вершины транспортного графа. Очевидно, что для случая лабиринта, базовые точки соответствуют клеткам развилки. На рис. 2 они отмечены точками (•). Для обозначения тупиковых клеток транспортного графа применяется литера « T ». Ребра транспортного графа размечаются весами, которые определяются значениями длин путей (числом переходов отдельно взятого МИУ) между соответствующими клетками лабиринта.

Отметим, что вес ребра, соединяющего на графе вершины c_5 и e_3 , не определен, ввиду неоднозначности перехода вследствие обилия вариантов между указанными клетками лабиринта.

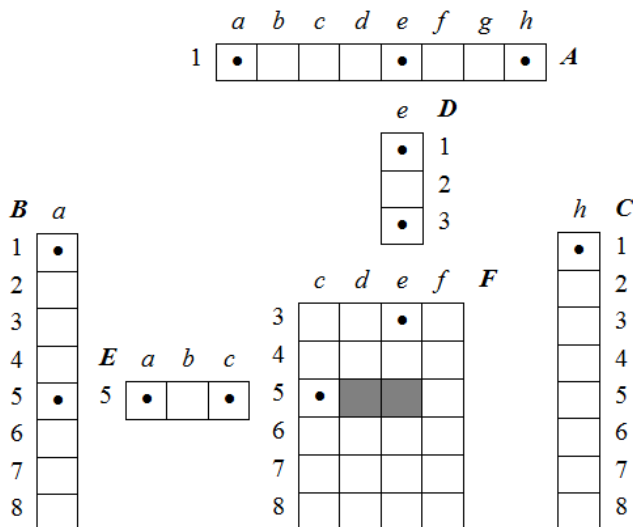


Рис. 3. Пояснения к построению транспортного графа.

Fig. 3. Explanation for the transport graph construction

Вид транспортного графа, соответствующего лабиринту на рис. 2, показан ниже на рис. 4.

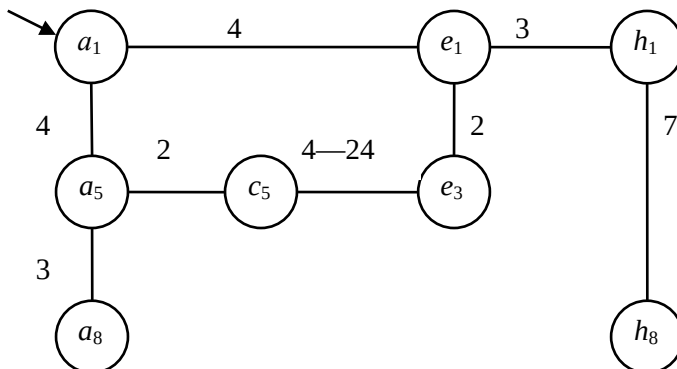


Рис. 4. Вид транспортного графа для лабиринта на рис. 2.

Fig. 4. The transport graph view for the maze in Fig. 2

Построение, и, как следствие, топология коммуникационного графа будут целиком зависеть от того, какие значения принимает коэффициент отражения ρ . Разметка лабиринта приводится на рис. 5.

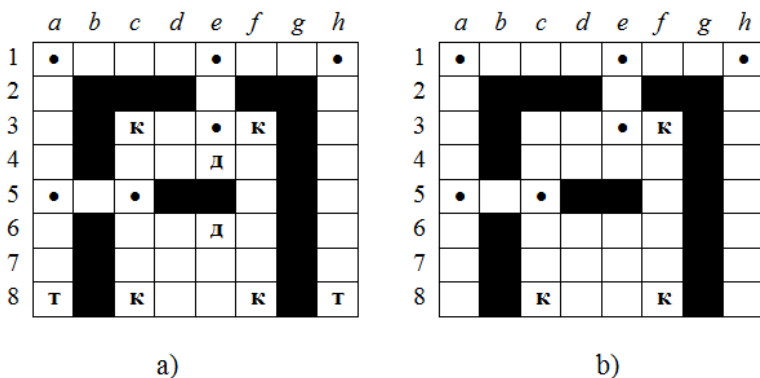


Рис. 5. Разметка лабиринта в зависимости от значений ρ : $\rho=0$ (a) и $\rho=1$ (b).

Fig. 5. The maze markup depending on the ρ values: $\rho=0$ (a), $\rho=1$ (b)

Если $\rho=0$, то это соответствует случаю, когда плоские неоднородности лабиринта (препятствия и границы) являются поглощающими. Поэтому для выполнения требования полноты контроля лабиринта необходимо добавить к базовым и тупиковым клеткам концевые клетки кольца (к) и две дополнительные клетки (д).

В итоге получим КГ на рис. 6 а, содержащий 14 узлов (вершин) и 24 ребра, где стрелкой отмечен узел, соответствующий шлюзу (клетке a_1).

В случае, когда $\rho=1$, отпадает необходимость в двух добавочных вершинах и можно пренебречь одной из концевых, а также двумя тупиковыми вершинами. В результате получим КГ на рис. 6 б, содержащий 9 вершин.

Вопрос методики подсчета числа ребер является дискуссионным. Более корректным, в данной ситуации, является представление КГ в виде орграфа. Тогда можно будет точно определить число дуг и дополнительно разделить передатчики и приемники МИУ. Однако такое изображение будет более громоздким.

Отметим особенности различных ребер графа на рис. 6 б.

Ребро с весом 8, выделенное пунктиром, соответствует случаю, когда в точку приема поступает 50% мощности сигнала, то есть коэффициент передачи по мощности $T_p=0,5$. Ребро 12, выделенное пунктиром, соответствует случаю, когда в точку приема поступает отраженный сигнал с потерей 50% мощности. Кольцевые дуги, намеченные точками, соответствуют отраженным сигналам (от препятствий или от границ лабиринта).

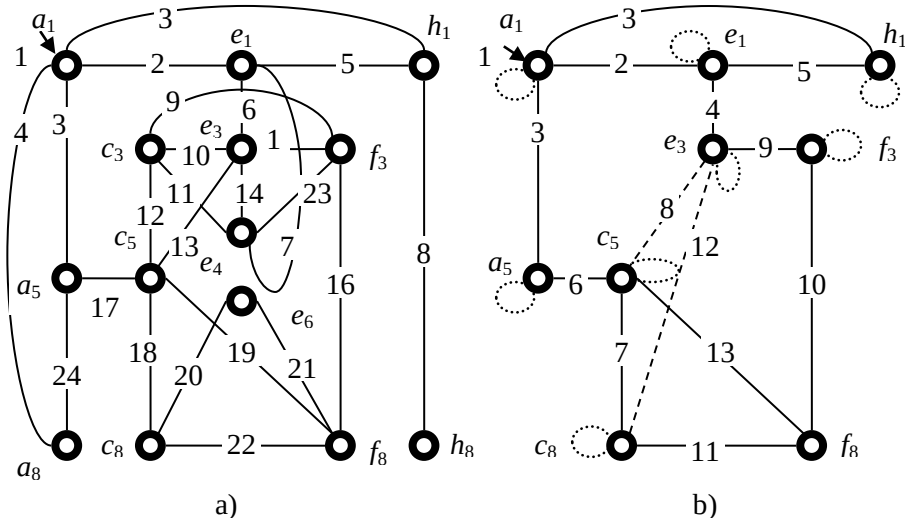


Рис. 6. Коммуникационные графы лабиринта
 а) случай $\rho=0$, б) случай $\rho=1$

Fig. 6. Labyrinth-related communication graphs
 for $\rho=0$ (a), $\rho=1$ (b)

2.2. Моделирование отказов инфокоммуникационной сети

Отказы инфокоммуникационной сети моделируются нарушением структуры соответствующего КГ, то есть удалением дуг или узлов (вершин) графа.

В коммуникационном графе ребро, соединяющее две вершины, соответствует радиолинии. Поэтому для осуществления дуплексной связи две смежные вершины правильнее соединять двумя ориентированными дугами. Будем (для простоты) считать, что удаление ребра соответствует случаю нарушения/прекращения связи между двумя МИУ. Но возможность связи с другими МИУ при этом сохраняется.

Эту ситуацию можно интерпретировать как отказ одного из каналов многоканальной системы связи. В этом случае утрачивается возможность непосредственной передачи информации между двумя МИУ, а также возможность контроля клеток лабиринта через которые проходит соответствующий луч.

Удаление узла КГ означает выход из строя приемо-передающего модуля МИУ либо переход в состояние полной неисправности вплоть до физического уничтожения.

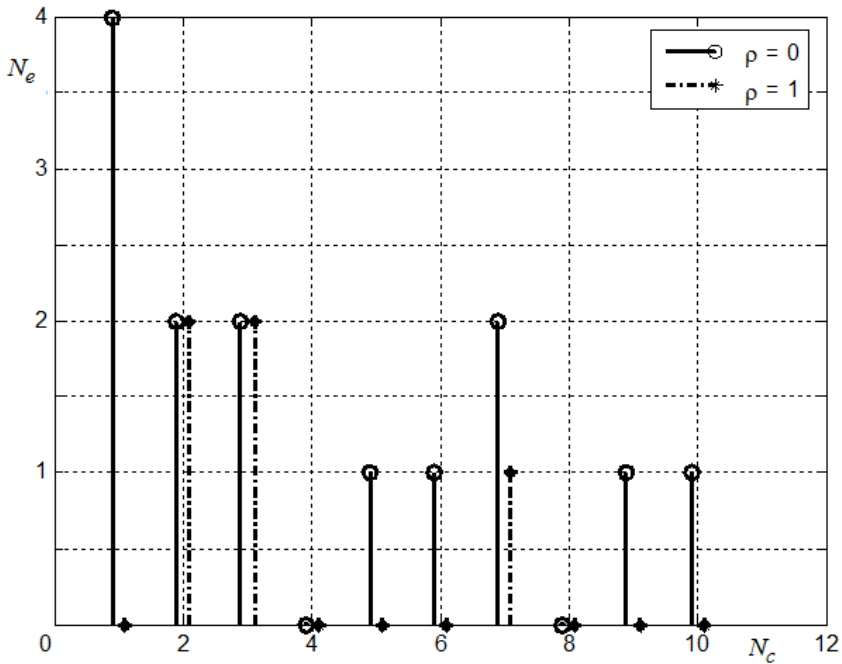


Рис. 7. Результаты выхода из строя одиночного МИУ.

Fig. 7. The results of a single node failure:

 N_c — numbers of uncontrolled cells in the maze, N_e — numbers of events

В зависимости от значения коэффициента отражения ρ отказы будут иметь различные последствия.

Пусть $\rho=0$, рис. 6 а. В данном примере удаление любого из ребер приводит к деградации системы (то есть утрачивается один из резервных каналов связи или одна из радиолиний).

В частных случаях утрачивается контроль за частью лабиринта: в рассматриваемом примере при удалении ребра h_1-h_8 не контролируются 7 клеток, располагающихся в столбце h .

Пусть $\rho=1$, рис. 6 b. В целом, наблюдаются те же закономерности, что и в первом варианте, однако из-за меньшей аппаратной избыточности сети, число случаев, связанных с утратой контроля над частью лабиринта возрастает. Например, удаление ребра с весом 8 между узлами e_3 и c_5 приводит к потере контроля над клеткой d_4 , а ребра с весом 13 (между c_5 и f_8) — к потере контроля над клетками d_6 и e_7 .

Случаи выхода из строя произвольного узла (МИУ), полученные для двух значений ρ приведены на диаграмме (рис. 7).

Для варианта $\rho=1$ на диаграмме указаны 5 возможных исходов из 9-ти, а еще 4 на диаграмме отсутствуют, поскольку они являются нулевыми, то есть приводят к деградации системы и не связаны с утратой контроля над лабиринтом. Однако один из таких исходов (удаление узла a_1) приводит к потере возможности внешнего управления сетью.

2.3. Исследование отказов инфокоммуникационной сети на основании энергетического критерия

Применение энергетического критерия основывается на построении функций связности или весовых функций для заданной конфигурации лабиринта. Для определения энергетической устойчивости сети необходимо построить матрицу весовых функций (функций связности) размерности $n \times m$.

Матрица связностей аддитивно определяется прямыми и отражёнными волнами в точке дискретного пространства:

$$W = D_W + R_W,$$

где D_W – весовая функция прямых волн, а R_W – весовая функция отраженных волн. Элементы матрицы W суть коэффициенты связности, рассчитываемые по формуле

$$w_{ij} = (d_{ij}^W + r_{ij}^W) \times b_{ij},$$

где переменная b_{ij} имеет смысл индекса препятствий. Если клетка лабиринта является препятствием, то значение индекса $b_{ij}=0$, а если свободна, то $b_{ij} = 1$.

Расчет всех $(n \times m)^2$ коэффициентов связности позволяет получить возможные значения коэффициентов передачи сигнала c_{ij} из i -й клетки (в которой находится источник сигнала) в j -ю (где находится приемник).

Таким образом, можно разметить ветви транспортного графа сети при любом заданном размещении вершин, и для каждого узла графа представляется возможным определить мощность (то есть число клеток лабиринта, свободных от препятствий) его зоны покрытия.

Покажем на примере простого лабиринта расчет коэффициентов связности. Схема лабиринта и результирующий граф представлены на рис. 8.

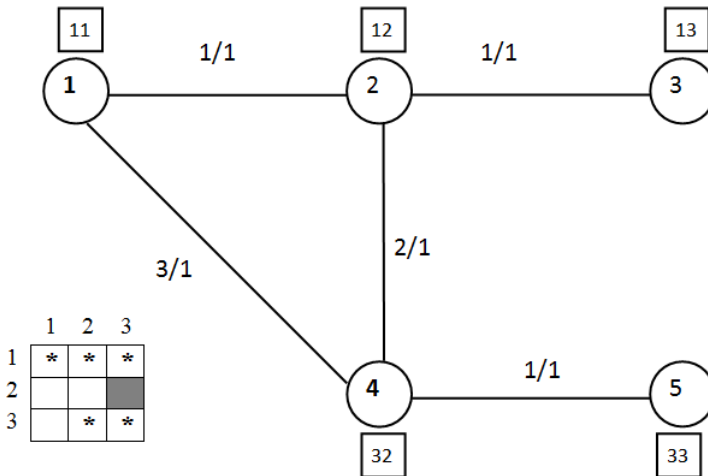


Рис. 8. Демонстрационный пример лабиринта и графа.

Fig. 8. Demo of the maze and its graph

На схеме лабиринта отмечены звездочками местоположения МИУ. Потребовалось построить 9 матриц весовых функций. Очевидно, что матрица W_{32} тождественна нулю, поскольку МИУ не может находиться внутри препятствия, а матрица W_{11} , для МИУ, расположенного в северо-западном углу, выглядит так:

$$W_{11} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 0 \\ 1 & 1 & 0,5 \end{pmatrix}$$

На рис. 8 в квадратах показаны координаты размещения МИУ, а дроби на дугах интерпретируются следующим образом: числитель — длина пути, знаменатель — коэффициент связности.

Оценим устойчивость инфокоммуникационных сетей для лабиринтов различной топологии, представленных на рис. 9 ниже.

Результаты исследований оформлены в табл. 1, в которой учтено, что моделировались 1000 тактов работы сети.

Для схемы А при $\rho=0$, в зависимости от номера отказавшего узла сети, МИУ может заменить отказавший узел за 1, 3 или 5 тактов, что в среднем на 4 использованных МИУ, составит 3 такта.

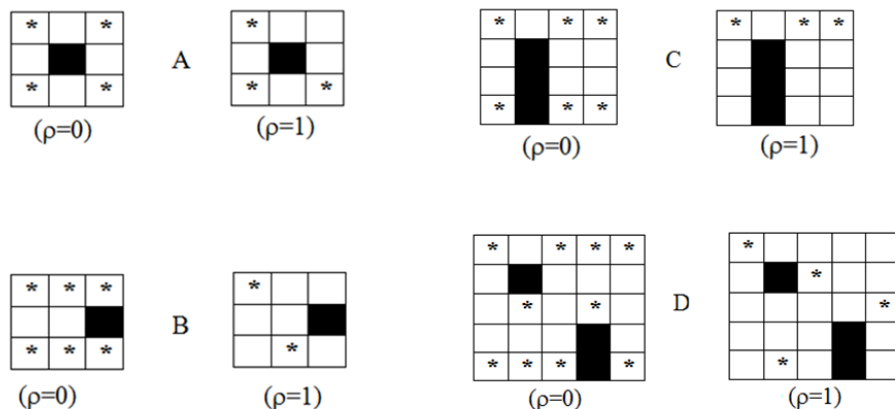


Рис. 9. Схемы размещения узлов инфокоммуникационных сетей в лабиринтах при различных значениях коэффициента отражения ρ .

Fig. 9. Layouts of infocommunication networks nodes in mazes at different values of the reflection coefficient ρ

Табл. 1. Сравнительное оценивание устойчивости сетей.

Table 1. Comparative evaluation of networks stability

Топология лабиринта Maze topology	Размер лабиринта $n \times m$, клеток Size of the maze $n \times m$, cells	Количество узлов (МИУ), k_i Number of nodes (MID), k_i	Коэффициент отражения границы, ρ Border reflection coefficient, ρ	Вероятность отказа МИУ, 1/такт (q_i) Probability of MID failure, 1/measure (q_i)	Коэффициент устойчивости/готовности сети, k_r Coefficient of network stability/ availability, k_r
A	3×3	4	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,984/0,857
	3×3	3	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,988/0,890
B	3×3	6	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,976/0,800
	3×3	2	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,993/0,933
C	4×4	6	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,970/0,752
	4×4	3	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,989/0,898
D	5×5	10	0	$10^{-3}/10^{-2}$	0,943/0,6
	5×5	4	1	$10^{-3}/10^{-2}$	0,977/0,807

Таким образом, при средней вероятности отказа сети $Q \approx 4 \times q \approx 4 \times 10^{-3}$ и коэффициент готовности сети будет равен: $K_r = 996/1012 = 0,984$, что эквивалентно 98,4 %.

Если положить $q = 10^{-2}$, то получим $K_r = 96/112 = 0,857$ или 85,7 %.

Для этой же схемы А при $\rho=1$:

$Q \approx 3 \times q \approx 3 \times 10^{-3}$ — средняя вероятность отказа сети;

$N_{т.ср} = (1+3+5)/3 = 3$ такта на восстановление;

при $q=10^{-3}$ $K_r=997/1009=0,988$ (98,8 %), а

при $q=10^{-2}$ $K_r=97/109 = 0,890$ или 89 %.

Аналогично рассчитываются остальные элементы табл. 1.

4. Обсуждение

Рассмотрен метод оценки устойчивости МИС на основе модели среды распространения с плоскими границами. Для тестирования метода рассматривались различные топологии лабиринтов заданных размеров. Применялись коэффициенты отражения $\rho_1=1$ и $\rho_2=0$. Угол падения/отражения волны ограничивался сверху допустимой величиной $\Theta_{кр} \leq 45^\circ$.

В результате можно сделать следующие выводы:

1. Наличие отражений сигналов от плоских границ повышает устойчивость МИС даже при меньшей аппаратной избыточности по сравнению со средами, имеющими поглощающие плоские границы.

2. На практике размерность лабиринта может устанавливаться с учетом характерных временных интервалов движения МИУ, а коэффициенты отражения от препятствий должны уточняться на основе получаемых экспериментальных данных.

3. Возможное применение метода:

— решение прикладных задач поиска объектов на пересеченной местности;

— для оперативного развертывания надежных беспроводных инфокоммуникационных и сенсорных сетей в условиях городской застройки или в пределах больших зданий.

Список литературы

1. Кудрявченко И. В. Построение мобильных сенсорных сетей в средах распространения с плоскими неотражающими границами // СВЧ техника и телекоммуникационные технологии : 27-я Междунар. Крымская конф. (КрыМиКо'2017). — Севастополь, 10—16 сент. 2017 г. : материалы докладов. — Москва; Минск; Севастополь, 2017. С. 516—522.
2. Саламатин В. В., Афонин И. Л. Основы электродинамики (традиционной и геометрической) / Под ред. В. В. Саламатина. Севастополь : СевНТУ, 2003. 216 с.
3. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М. : Радио и связь, 1988. 440 с.

Информация об авторах

Кудрявченко Иван Владимирович, кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская федерация. ORCID 0000-0002-1669-5447.

Карлусов Вадим Юрьевич, кандидат технических наук, доцент Севастопольского государственного университета, г. Севастополь, Российская федерация. ORCID 0000-0002-4337-258X.

Information about the authors

Ivan V. Kudryavchenko, candidate of technical sciences, docent of Sevastopol State University, Sevastopol, Russia. ORCID. 0000-0002-1669-5447

Vadim Yu. Karlusov, candidate of technical sciences, docent of Sevastopol State University, Sevastopol, Russia. ORCID 0000-0002-4337-258X.

УДК 621.391

Синтез комплексных сигнальных фреймов Вейля — Гейзенберга с хорошей частотно-временной локализацией

Волчков В. П.

Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)
ул. Авиамоторная, 8а, г. Москва, Россия, 111024, Российская Федерация
volchkovvalery@mail.ru

Получено: 15 марта 2019 г.

Отрецензировано: 29 марта 2019 г.

Принято к публикации: 16 апреля 2019 г.

Аннотация: Для построения эффективных методов аппроксимации и спектрально-временного анализа различных процессов предлагается специальный инструментарий — комплексные сигнальные фреймы Вейля — Гейзенберга, позволяющие разлагать сигналы на компоненты, хорошо локализованные одновременно по времени и частоте. Выбранный критерий оптимальности обеспечивает построение плотного сигнального фрейма с наименьшим среднеквадратическим отклонением фреймовых функций от желаемого эталона. Кроме того, специальная алгебраическая структура алгоритма синтеза в виде произведения разреженных матриц допускает эффективную вычислительную реализацию и гибкую настройку частотно-временного разрешения сигнальных функций фрейма. Приводятся результаты эксперимента, подтверждающие эффективную вычислительную реализацию алгоритма и хорошую частотно-временную локализацию фреймовых функций. Разрабатывается алгебраический метод синтеза таких сигнальных фреймов для дискретных сигналов на конечном интервале, допускающий гибкую настройку частотно-временного разрешения и быструю вычислительную реализацию. Приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства полученных фреймов.

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

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Волчков В. П. Синтез комплексных сигнальных фреймов Вейля — Гейзенберга с хорошей частотно-временной локализацией // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 86—99.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Волчков, В. П. Синтез комплексных сигнальных фреймов Вейля — Гейзенберга с хорошей частотно-временной локализацией / В. П. Волчков // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 86—99.

Synthesis of complex Weyl–Heisenberg signal frames with good frequency-time localization

V. P. Volchkov

Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI)
8a, Aviamotornaya Str., Moscow, 111024, Russian Federation
volchkovvalery@mail.ru

Received: March 15, 2019

Peer-reviewed: March 29, 2019

Accepted: April 16, 2019

Abstract: *To build effective methods of approximation and spectral-temporal analysis of various processes, we propose special tools – complex Weyl–Heisenberg signal frames, which allow decomposing signals to components that are well localized simultaneously in time and frequency. The chosen optimality criterion ensures the construction of a tight signal frame with the lowest standard deviation of frame functions from the desired standard. In addition, a special algebraic structure of the synthesis algorithm in the form of a product of sparse matrices allows for efficient computational implementation and flexible adjustment of the frequency-time resolution of the signal functions of the frame. The results of the experiment confirming the effective computational implementation of the algorithm and a good time-frequency localization of frame functions are presented.*

Keywords: *Weil–Heisenberg frame, synthesis of optimal tight frames, good frequency-time localization, signal frame, effective computational implementation, frequency-time resolution.*

For citation (IEEE): V. P. Volchkov, “Synthesis of complex Weyl–Heisenberg signal frames with good frequency-time localization”, *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 86–99, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.08

1. Введение

Одной из важнейших задач современных интеллектуальных систем обработки информации является разработка эффективных методов и алгоритмов спектрально-временного анализа процессов, наблюдаемых на выходе различных устройств регистрации. В качестве таких устройств, например, могут выступать датчики биомедицинских приборов, приемники эхо сигналов в радиолокаторах (или гидролокаторах) различного назначения, сейсмографические датчики, системы мониторинга земной

поверхности и др. Вся получаемая при этом информация оцифровывается и запоминается, чтобы потом ее можно было обрабатывать или в реальном времени, или в отложенном режиме, с помощью специализированных алгоритмов.

Отличительной особенностью процессов на выходе перечисленных устройств является их нестационарность, что сильно затрудняет или ограничивает применение классических алгоритмов цифрового спектрального анализа. Кроме того, полезная информация, которую требуется извлечь из принимаемого сигнала, обычно носит многофакторный характер и для выявления всех его особенностей нужны гибкие многоуровневые алгоритмы частотно-временного анализа, способные быстро перестраиваться под конкретные задачи.

В работе предлагается использовать для этих целей так называемые фреймы Вейля — Гейзенберга (сокращенно WH-фреймы) — системы функций, обладающие хорошей частотно-временной локализацией. Общая теория WH-фреймов (в том числе дискретных) и связанная с ней теория расширений Габора изложена в [1—8]. В отличие от сигнальных базисов, используемых в классическом спектральном анализе, фреймовые функции, участвующие в таком представлении, могут быть неортогональными, а их общее число превышает по величине базу сигнала. В результате при разложении сигналов по функциям WH-фрейма возникает так называемое «перенасыщение» спектральными отсчетами, что позволяет обеспечить одновременно хорошую аппроксимацию сигнала и высокое частотно-временное разрешение отдельных его компонент.

В работе предлагается алгебраический подход к синтезу WH-фреймов, основанный на его оптимальной подгонке к желаемому эталону. В качестве эталона выбирается система комплексных функций из равномерно сдвинутых по времени и частоте импульсов с желаемым свойством симметрии, частотно-временным разрешением и диапазоном. Следуя терминологии [1—8], эталон с указанной структурой сдвигов представляет некоторую систему функций Габора. Однако такая система, обычно, не является плотным фреймом, а попытка разложить сигнал в линейную комбинацию эталонных функций представляет сложную задачу, которая не всегда имеет устойчивое решение и необязательно и приводит к хорошей аппроксимации.

Для преодоления этого недостатка, в работе решается задача синтеза плотного комплексного сигнального WH-фрейма, обладающего желаемыми свойствами эталона, а величина его отклонения от эталона минимизируется по среднеквадратическому критерию. В этом смысле полученный

WH-фрейм является оптимальным, а разложения сигналов по данному фрейму обладают вычислительной устойчивостью.

Показано, что синтез плотного WH-фрейма связан с процедурой диагонализации фреймового оператора, а алгоритм его оптимальной подгонки к эталону представляет линейный матричный оператор, факторизуемый в произведение разреженных матриц. Это позволяет обеспечить быструю вычислительную реализацию алгоритма идентификации WH-фрейма и гибкую настройку его частотно-временного разрешения, меняя параметры эталона.

Отметим, что полученные результаты можно рассматривать как обобщение и развитие результатов по оптимизации комплексных WH-базисов, описанных в работах [9—13], на случай жестких комплексных фреймов. Приводятся результаты вычислительного эксперимента, подтверждающие хорошие свойства полученных дискретных фреймов

2. Математическая формализация задачи и ее решение

Будем считать, что регистрируемые сигналы $s(t), t \in \mathbb{R}$ являются полосовыми, а их низкочастотные эквиваленты локализованы в полосе частот $\Delta_f = [0, W]$ и во временном слоте $\Lambda_t = [0, T_o]$. Тогда на выходе квадратурной схемы дискретизации получим дискретные отсчеты комплексной огибающей $\dot{s}[n] = \dot{s}(n/W) \in \mathbb{C}$, $n \in J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$, следующие с частотой $f_d = W$ и количество которых равно $N = \lfloor T_o W \rfloor$.

Пусть непрерывный формирующий импульс $g(t), t \in \mathbb{R}$ желаемой фреймовой системы является четной функцией, имеет эффективную длительность T и ширину полосы $F = 1/T$, а количество используемых базовых частотных и временных сдвигов равно M и L , соответственно. Тогда произведение $N = M \cdot L \geq M$ определяет общее число базовых элементов частотно-временного разрешения, перекрывающих заданные частотный диапазон $\Delta_f = [0, W]$, $W = M/T$ и временной диапазон $\Lambda_t = [0, T_o]$, $T_o = LT$. С учетом этого, после дискретизации на интервале Λ_t формирующий импульс фрейма принимает вид $g[n] = g(n/f_d)$, $n \in J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$, а для адекватного описания временных сдвигов и свойства четности на конечном дискретном интервале $J_N = \{0, 1, \dots, N-1\}$, выполним дополнительную циклическую редукцию

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

где $(n)_{[N]} = n \pmod{N}$ — модуль числа $n \in J_N$ по основанию N . В результате $g_{ep}[n]$ будет удовлетворять условию N -периодичности и N -симметрии относительно точки 0.

$$g_{ep}[n] = g_{ep}[qN + n], \quad g_{ep}[n] = g_{ep}[-n], \quad \forall n \in J_N, q \in \mathbb{Z}. \quad (2)$$

Пусть коэффициент перенасыщения отсчетами $P \geq 2$ — четное натуральное число, M кратно P , $L_o = M / P$, $K = LP$, тогда с учетом введенных обозначений желаемая эталонная система дискретных комплексных функций Габора на конечном дискретном временном интервале J_N описывается выражениями:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{G}^{(0)}, \dots, \mathbf{G}^{(NP)}) = (\Phi_{m,l}[n]), \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,l}[n] &= g_{ep}[n - lL_o] \exp(j2\pi mn / M), \\ n &\in J_N, \quad m \in J_M, \quad l \in J_K, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\mathbf{G} = (G(\nu, \mu))$, $\nu \in J_N, \mu \in J_{PN}$ представляет вещественную прямоугольную матрицу размерности $N \times PN$, в которой по векторам-столбцам $\mathbf{G}^{(\mu)} = [\Phi_{m,l}(0), \dots, \Phi_{m,l}(N-1)]^T$ при фиксированных значениях m, l стоят вектор-функции $\Phi_{m,l} = \{\Phi_{m,l}[n], n \in J_N\}$, имеющие размерность N . Индексы $m \in J_M$ определяют базовые сдвиги по частоте, а индексы $l \in J_K$ — фреймовые сдвиги по времени, учитывающие коэффициент перенасыщения P . Их общее число равно $K = LP > L$, т.е. в P раз превышает количество базовых временных сдвигов L . Размерность вещественного сигнального пространства, натянутого на комплексную систему эталонных функций $\mathbf{G} = \{(\Phi_{m,l}), m \in J_M, l \in J_K\}$, равна $N_o = 2N$. Общее число фреймовых функций равно $N_- = PN \geq N_o$. Из (3)—(4) следует, что в матричной структуре $\mathbf{G} = (G(\nu, \mu))$ индексы элементов (ν, μ) связаны с переменными фрейма (m, l, n) выражениями:

$$\begin{aligned} \nu &= n, \quad \mu = (l + mK) \\ \nu, \mu &\in \{0, \dots, N-1\}, \quad m \in \{0, \dots, M-1\}, \quad l \in \{0, \dots, K-1\} \end{aligned}$$

Величина $N_- = M \cdot K$ определяет общее число элементов частотно-временного разрешения, а параметры F, T импульса (1) задают разреша-

ющую способность эталонной системы $\mathbf{G}$ по частоте и времени, соответственно.

На рис. 1 изображено сечение эталонной системы $\mathbf{G}$ горизонтальной плоскостью. Видно, что в плоскости время — частота функции $\Phi_{m,l}(\cdot)$ равномерно распределены с указанными выше сдвигами. Ниже на рис. 2 представлено трехмерное изображение функции неопределенности одной из эталонных функций, позволяющее судить о частотно-временной локализации в разных сечениях.

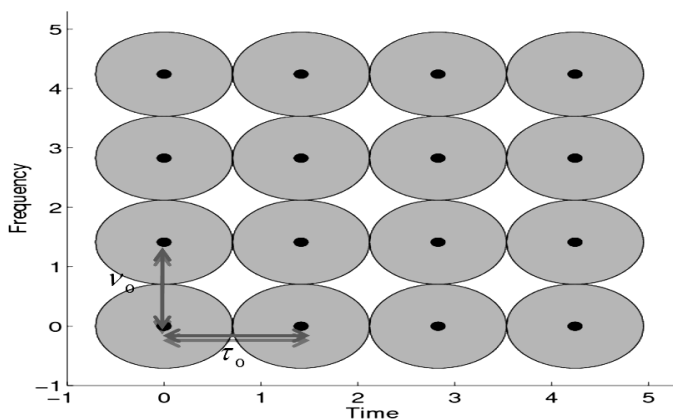


Рис. 1. Сечение эталонной системы горизонтальной плоскостью.

Fig. 1. Horizontal plane of reference system

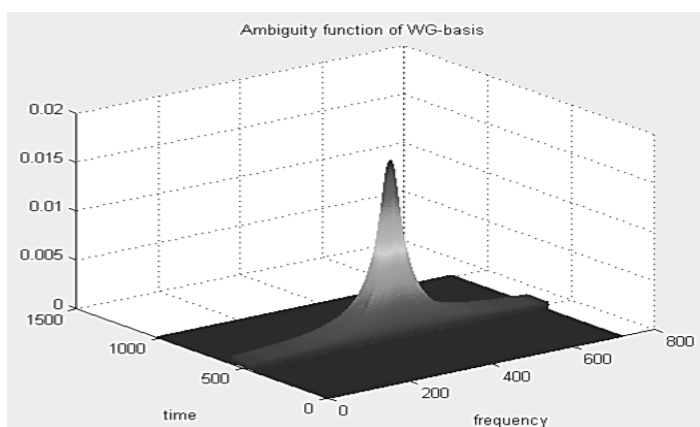


Рис. 2. Трехмерное изображение функции неопределенности эталона.

Fig. 2. Three-dimensional image of the reference ambiguity function

Для лучшего понимания постановки задачи, используемой терминологии и обозначений напомним ряд определений из теории фреймов, применительно дискретным вещественным конечномерным пространствам.

Обозначим через $\mathcal{M}_{m,n}$ множество всех комплексных матриц размера $m \times n$. Если $m = n$, будет использоваться сокращенная запись $\mathcal{M}_n$. Согласно [2], система дискретных функций $\mathbf{G} = (\mathbf{G}^{(0)}, \dots, \mathbf{G}^{(N_- - 1)}) \in \mathcal{M}_{N_-, N_-}$ со структурой описанных выше частотно-временных сдвигов называется WH-фреймом, если для любого комплексного сигнального вектора $\mathbf{s} = (\hat{s}[0], \dots, \hat{s}[N - 1])^T \in \mathbb{C}^N$, выполняется неравенство

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

где $0 < A \leq B < \infty$ называются границами фрейма, $\|\cdot\|$ — евклидова норма, $(\cdot)^*$ — оператор эрмитового сопряжения матриц. Если $A = B$, то фрейм $\mathbf{G}$ называется плотным, если $A = B = 1$ и $\|\mathbf{G}^{(\mu)}\| = 1, \forall \mu$, то $\mathbf{G}$ образует ортонормированный сигнальный WH-базис. Прямоугольная матрица $\mathbf{G}^* \in \mathcal{M}_{N_-, N}$ описывает фреймовый оператор, а его действие на сигнал $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^N$ приводит к вектору

$$\mathbf{x} = \mathbf{G}^* \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_-},$$

который в инженерной трактовке описывает фреймовый частотно-временной спектр.

Для большинства практических приложений фреймовые функции $\mathbf{G}^{(\mu)} \in \mathbb{C}^N, \mu \in J_{N_-}$ должны обладать подходящей частотно-временной локализацией, чтобы соответствующий фреймовый спектр позволял выделить в сигнале его характерные особенности. Эти дополнительные требования к WH-фрейму мы будем определять, как желаемые или эталонные.

Отметим, что в алгебраической трактовке процедура восстановления сигнала $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^N$ по его фреймовому спектру описывается выражением

$$\mathbf{s} = \mathbf{G} \mathbf{x} = \mathbf{G} \mathbf{G}^* \mathbf{s}$$

и оказывается возможной, если квадратная эрмитовая матрица $\mathbf{B} = \mathbf{G} \mathbf{G}^* \in \mathbb{C}^{N \times N}$ является единичной. Это означает, для точного восстановления прямоугольная матрица эталона $\mathbf{G}$ должна состоять из ортонормированных строк и образовывать плотный фрейм с границами $A = B = 1$, что, однако, с учетом приведенного выше построения (3—4) не

гарантируется. Поэтому все дальнейшие построения будут сводиться к нахождению плотного WH-фрейма $\mathbf{U}_{opt}$ с единичными границами, который наилучшим образом приближает желаемый эталон $\mathbf{G}$. При этом будем предполагать, что матрица $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$ — положительно определена, что на практике всегда выполняется.

Определим множество комплексных прямоугольных матриц с ортонормированными строками $\mathfrak{A}_{N,N_-} = \{\mathbf{U} \in \mathcal{M}_{N,N_-} : \mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{I}_N, N_- \geq N\}$ и множество комплексных унитарных матриц $\mathfrak{A}_N = \{\mathbf{U} \in \mathcal{M}_N : \mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{I}_N\}$.

Для любой $\forall \mathbf{A} \in \mathcal{M}_{N,N_-}$ матричную норму обозначим $\|\mathbf{A}\|_E = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^*)}$.

Тогда задача синтеза матрицы оптимального плотного WH-фрейма $\mathbf{U}_{opt} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}$ по заданному эталону $\mathbf{G} \in \mathcal{M}_{N,N_-}$ (3—4) может быть сведена к решению экстремальной задачи

$$\mathbf{U}_{opt} : \min_{\mathbf{U} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}} \|\mathbf{G} - \mathbf{U}\|_E^2, \quad (5)$$

т.е. среди всех матриц $\mathbf{U} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}$ ищется наиболее близкая по матричной норме к эталону $\mathbf{G}$. Решение этой задачи (5) сформулируем в виде теоремы 1, доказательство которой, справедливое для произвольной прямоугольной матрицы, строится по методике, описанной в [10, 11].

Теорема 1. Оптимальный WH-фрейм $\mathbf{U}_{opt} \in \mathfrak{A}_{N,N_-}$, наилучшим образом приближающий желаемый эталон $\mathbf{G} \in \mathcal{M}_{N,N_-}$ по среднеквадратическому критерию (5), описывается выражением

$$\mathbf{U}_{opt} = \mathbf{S} \mathbf{W}^*, \quad (6)$$

где $\mathbf{S} \in \mathfrak{A}_N$, $\mathbf{W}^* \in \mathfrak{A}_{N,N_-}$ матрицы, входящие в сингулярное разложение $\mathbf{G} = \mathbf{S}\mathbf{\Sigma}\mathbf{W}^*$ с диагональной матрицей $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N\}$, состоящей из N сингулярных чисел $\sigma_i > 0$ матрицы $\mathbf{G}$.

Отметим, что комплексные матрицы $\mathbf{S}, \mathbf{W}^*$ определяются в (6) неоднозначно, а разные их варианты могут отличаться перестановкой столбцов и фазовыми сдвигами элементов. Однако набор соответствующих сингулярных чисел в матрице $\mathbf{\Sigma}$ постоянен и может меняться только их порядок.

Далее покажем, что матрицы $\mathbf{S}, \mathbf{W}$ могут быть найдены в явном виде без использования процедуры сингулярного разложения, причем алгоритм их нахождения допускает эффективную вычислительную реализацию. Это оказывается возможным благодаря специальной структуры матрицы эталона (3—4), при которой каждый ее столбец $\mathbf{G}^{(\mu)}$ может быть получен из первого столбца $\mathbf{G}^{(0)}$ путем соответствующих циклических сдвигов по времени и частоте.

Определим блочно-диагональную унитарную матрицу

$$\mathbf{F} = \mathbf{I}_{L_o} \otimes \mathbf{F}_o, \quad \mathbf{F}_o = K^{-1/2} \left(\exp(j2\pi pq / K) \right)_{p,q \in J_K}, \quad K = PL = N / L_o \quad (7)$$

размерности $(N \times N)$ ($\otimes$ — оператор прямого произведения матриц), в которой по диагонали стоят унитарные матрицы Фурье $\mathbf{F}_o$ размерности $(K \times K)$, и сформируем ортогональную матрицу перестановки $\mathbf{P} \in \mathfrak{A}_N$:

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

где $a_{[n]} = a \pmod n$ — значение числа a по модулю n , $\lfloor \cdot \rfloor$ — оператор взятия целой части числа с округлением в меньшую сторону, и на основе (7)—(8) составим мультипликативную композицию матриц

$$\mathbf{S} = \mathbf{P}^T \mathbf{F} \quad (9)$$

Тогда, если выполнить над матрицей $\mathbf{B} = \mathbf{G}\mathbf{G}^*$ преобразование подобия

$$\mathbf{\Lambda} = \mathbf{S}^* \mathbf{B} \mathbf{S}, \quad (10)$$

можно доказать следующую теорему о диагонализации.

Теорема 2. Преобразование унитарного подобия (10) с матрицей (9) является диагонализующим для эрмитовой матрицы $\mathbf{B}$ и приводит к матрице $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N\} \in \mathcal{M}_N$, в которой на диагонали стоят собственные числа $[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]^T = \boldsymbol{\lambda}$ матрицы $\mathbf{B}$. Все собственные числа $\lambda_i > 0$ положительны, имеют кратность не меньше P и могут быть получены из значений $g_{ep}[n]$, $n \in J_N$, формирующего импульса (1) по следующей формуле

$$\begin{aligned}\lambda &= \sqrt{K} \mathbf{F}^* \tilde{\mathbf{b}}, \quad \tilde{\mathbf{b}} = (\tilde{\mathbf{b}}_0^T, \dots, \tilde{\mathbf{b}}_{L_o-1}^T)^T \in \mathbb{C}^{L_o}, \\ \tilde{\mathbf{b}}_l &= (\tilde{b}_l[0], \dots, \tilde{b}_l[K-1])^T \in \mathbb{C}^K, \\ \tilde{b}_l[i] &= \begin{cases} M \sum_{l=0}^{K-1} g_{ep}[lL_o + p'] g_{ep}[(i+l)_{[K]}L_o + p'], & i \in J_K \text{ \& } i_{[P]} = 0 \\ 0, & i \in J_K \text{ \& } i_{[P]} \neq 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (11)$$

По сути дела, теорема 2 определяет явный вид матрицы $\mathbf{S} = \mathbf{P}^T \mathbf{F}$, входящей в выражение (6). При этом диагональная матрица сингулярных чисел из теоремы 1 равна

$$\boldsymbol{\Sigma} = \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} = \text{diag}\{\lambda_1^{1/2}, \lambda_2^{1/2}, \dots, \lambda_N^{1/2}\}. \quad (12)$$

Из теорем 1—2 можно теперь получить явные формулы для нахождения матриц $\mathbf{W} \in \mathfrak{A}_{N, N}$, $\mathbf{U}_{opt}$ входящих в (6) и тем самым решить задачу построения оптимального WH-фрейма. Данный результат сформулируем в виде теоремы

Теорема 3. Матрица оптимального WH-фрейма (6) может быть вычислена по формулам

$$\mathbf{U}_{opt} = \mathbf{H}\mathbf{G}, \quad \mathbf{H} = \mathbf{P}^T \mathbf{F} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{F}^* \mathbf{P}, \quad (13)$$

где $\mathbf{H}$ определяет матричный оператор оптимальной подгонки к желаемой эталонной системе функций $\mathbf{G}$; диагональная матрица $\boldsymbol{\Sigma}$ вычисляется по формулам (11), (12); матрицы $\mathbf{P}, \mathbf{F}$ явно задаются формулами (7), (8).

Из теоремы 3 следует, что матричный оператор $\mathbf{H}$ факторизуется в произведение разреженных матриц $\boldsymbol{\Sigma}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{P}$, а значит алгоритм нахождения оптимального WH-фрейма (13) является вычислительно эффективным. Структура разреженных матриц, входящих в алгоритм подгонки (13), более подробно исследуется ниже.

3. Результаты эксперимента

На рис. 3 приводятся результаты вычислительного эксперимента, в процессе которого для выбранных параметров $P = 4, L = 2, M = 24, N = 48$ и формирующего импульса (1) желаемого эталона $\mathbf{G}$ рассчитывались матрицы $\mathbf{P}$, $\mathbf{Q}$, $\mathbf{H}$ входящие в (13). Структура этих матриц отображается в виде точек, характеризующих ненулевые элементы, а внизу каждого изображения матрицы указано общее число pz ее ненулевых элементов. Анализ структуры показывает, что не только каждый из сомножителей $\mathbf{P}$,

$\mathbf{Q}$, $\mathbf{\Lambda}$ в (13) является разреженной матрицей, но и их произведение — матрица $\mathbf{H}$ тоже сильно разрежена. Данный факт представляет самостоятельный интерес, поскольку в общем случае произведение разреженных матриц не обязано быть разреженной матрицей. Все это позволяет обеспечить быструю вычислительную реализацию алгоритма идентификации WH-фрейма, а значит и гибкую настройку частотно-временного разрешения в процессе подгонки параметров эталона $\mathbf{G}$

На рисунках 4—5 представлены результаты вычислительного эксперимента оптимального WH-фрейма (13) для значений $L=8$, $M=16$, $P=4$, позволяющие на конкретном примере оценить частотно-временную локализацию трех соседних по времени и частоте фреймовых функций, входящих в матрицу $\mathbf{U}_{opt}$, а также сравнить их с одним из импульсов эталонной системы $\mathbf{G}$ и прямоугольным импульсом, имеющим аналогичную эффективную длительность.

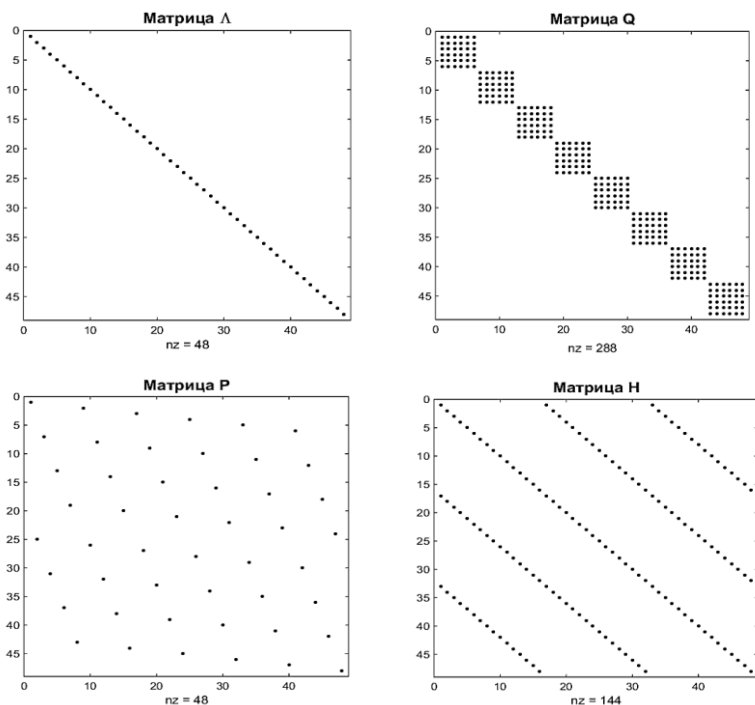


Рис. 3. Структура разреженных матриц, входящих в (13).

Fig. 3. The structure of sparse matrices included in (13)

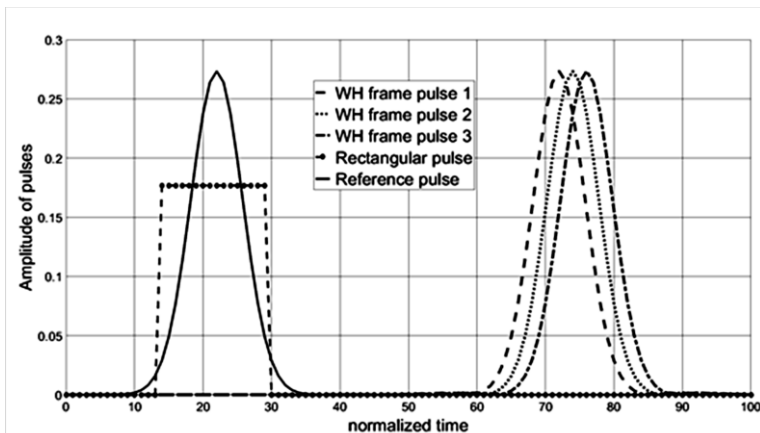


Рис. 4. Импульсы оптимального WH-фрейма.

Fig. 4. Pulses of the optimal WH-frame

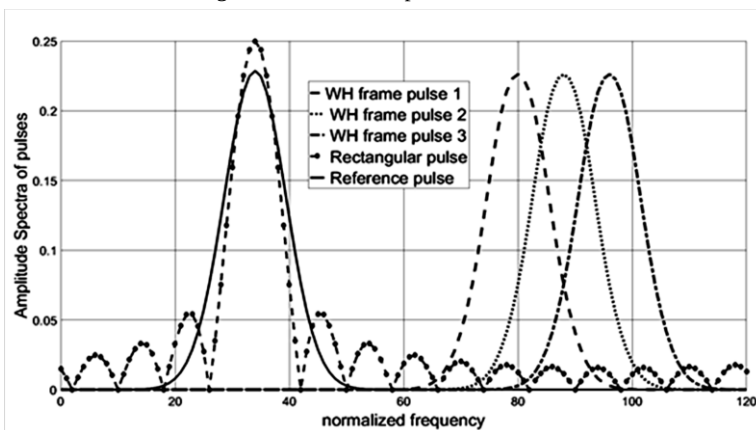


Рис. 5. Спектры импульсов оптимального WH-фрейма

Fig. 5. Spectra pulses of the optimal WH-frame

На рис. 4 импульсы оптимального WH-фрейма для любого его столбца $\mathbf{U}_{opt}^{(\mu)}$ строятся как модули отсчетов этого столбца. Аналогично строятся импульсы, отвечающие любому столбцу $\mathbf{G}^{(\mu)}$ эталона. Спектры импульсов оптимального WH-фрейма $\mathbf{U}_{opt}$ и эталона $\mathbf{G}$ определяются как дискретное преобразование Фурье от этих импульсов, а на рис. 5 изображены модули этих спектров.

Анализ графиков рис. 4—5 показывает, что импульсы WH-фрейма очень близки по форме к желаемым импульсам эталона и хорошо локализованы по времени и по частоте, позволяя обеспечить требуемые характеристики частотно-временного разрешения.

4. Заключение

1) Решена задача синтеза комплексных сигнальных WH-фреймов, обладающих желаемыми свойствами. При этом выбранный критерий качества минимизирует величину его отклонения от желаемого эталона по среднеквадратическому критерию и значительно упрощает структуру последующих решений.

2) На основе алгебраического подхода синтезирован алгоритм идентификации плотного комплексного WH-фрейма, основанный на его оптимальной подгонке к желаемому эталону, в виде комплексной системы равномерно сдвинутых по времени и частоте импульсов с желаемым свойством симметрии, частотно-временным разрешением и диапазоном.

3) Показано, что разработанный векторно-матричный алгоритм идентификации WH-фрейма представляется в виде произведения разреженных матриц, что позволяет обеспечить его быструю вычислительную реализацию в объектно-ориентированных средах программирования с алгеброй разреженных матриц.

4) Анализ результатов вычислительного эксперимента показывает, что импульсы оптимального WH-фрейма очень близки по форме к желаемым импульсам эталона и хорошо локализованы по времени и по частоте, позволяя обеспечить требуемые характеристики частотно-временного разрешения.

Список литературы

1. Gabor D. Theory of communication // J. Inst. Elect. Eng. (London). 1946. Т. 93, № 111. С. 429—457.
2. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. 464 с.
3. Wexler J., Raz S. Discrete Gabor expansions // Signal Processing. 1990. Т. 21. С. 207—220.
4. Zibulski M., Zeevi Y. Y. Frame analysis of the discrete Gabor-scheme // IEEE Trans. Signal Processing. 1994. Т. 42. С. 942—945.
5. Qian S., Chen K., Li S. Optimal biorthogonal functions for finite discrete-time Gabor expansion // Signal Processing. 1992. Т. 27. С. 177—185.
6. Augustus J. E., Janssen M., Bolcskei H. Equivalence of Two Methods for Constructing Tight Gabor Frames // IEEE Signal Processing Letters. 2000. Т. 7, № 4. С. 79—82.
7. Bolcskei H., Feichtinger H. G., Hlawatsch F. Diagonalizing the Gabor frame operator // Proc. IEEE UK Symp. Applications Time-Frequency Time-Scale Methods. Univ. Warwick, Coventry, U. K., Aug. 1995. С. 249—255.

8. Kozek W., Molish A. F. Robust and efficient multicarrier communication by nonorthogonal Weyl–Heisenberg systems // IEEE J. Sel. Areas Comm. 1996. T. 16, C. 1579—1589.
9. Siohan P., Siclet C., Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory // IEEE Trans. on Signal Processing. 2002. T. 50, № 5. C. 1170—1183.
10. Волчков В. П. Сигнальные базисы с хорошей частотно-временной локализацией // Электросвязь. 2007. № 2. С. 21—25.
11. Volchkov V. P., Petrov D. A. Orthogonal Well-Localized Weyl–Heisenberg Basis Construction and Optimization for Multicarrier Digital Communication Systems // Proc. of ICUMT, St. Petersburg, Oct. 2009.
12. Волчков В. П. Новые технологии передачи и обработки информации на основе хорошо локализованных сигнальных базисов // Научные ведомости БелГУ. Серия «История. Политология. Экономика. Информатика». 2009. № 15 (70), вып. 12/1. С. 181—189.
13. Volchkov V. P., Sannikov V. G. Algebraic approach to the optimal synthesis of real signal Weyl–Heisenberg bases. В кн. : IEEE Conference # 43613, 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, Belarus, 4—5 July 2018. С. 135—142.

Информация об авторах

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

Information about the authors

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

УДК 621.317.621.3

Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве

¹ Евсеев В. И., ² Лупанова Е. А., ³ Малышев И. Н.,

^{1,2} Никулин С. М., ² Петров В. В.

¹ ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»

ул. 50 Лет ВЛКСМ, 8А, г. Арзамас Нижегородской обл.,

607220, Российская Федерация

vladimir.evseev@oaoapz.com, nikulin-serg2006@yandex.ru

² Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева,

Институт радиоэлектроники и информационных технологий

ул. Минина, 24, г. Нижний Новгород, 603950, Российская Федерация

ealupanova@yandex.ru, petrovnn@sandy.ru

³ АО НПО «ЭРКОН»,

ул. Нартова, д. 6, помещ. ПЗ, г. Нижний Новгород, 603104, Российская Федерация

min@erkon-nn.com

Получено: 15 марта 2019 г.

Отрецензировано: 29 марта 2019 г.

Принято к публикации: 16 апреля 2019 г.

Аннотация: Обсуждаются методы контроля параметров устройств, электронных компонентов и материалов в нестандартных волноведущих системах и в свободном пространстве. Предложен оригинальный LR-метод исключения влияния переходов с отрезками нестандартных электрически длинных линий, основанный на итерационной процедуре обработки параметров рассеяния их сквозного L-соединения и R-соединения в режиме с отражающей нагрузкой. Рассмотрен способ определения фазовой скорости и коэффициента затухания электромагнитных волн в полосковых линиях и П-образном волноводе. Приведены результаты сопоставительного анализа методов контроля объектов в полосковых линиях передачи. Обсуждаются конструкции технических средств контроля параметров мощных СВЧ резисторов.

Ключевые слова: Нестандартная волноведущая система, свободное пространство, переход, S-параметры, электрически длинная линия передачи, фазовая скорость, коэффициент затухания, электронные компоненты.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Евсеев В. И., Лупанова Е. А., Малышев И. Н., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 100—118.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Евсеев, В. И. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве / В. И. Евсеев, Е. А. Лупанова, И. Н. Малышев, С. М. Никулин, В. В. Петров // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 100—118.

Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space

V. I. Evseev¹, E. A. Lupanova², I. N. Malyshev³,
S. M. Nikulin^{1,2}, and V. V. Petrov²

¹ LLC “Arzamas Instrument Design Bureau”,
8A, 50 Years VLKSM Str., Arzamas, Nizhny Novgorod Region,
607220, Russian Federation

vladimir.evseev@oaoapz.com, nikulin-serg2006@yandex
² Nizhny Novgorod State Technical University n .a. R. E. Alekseev
24, Minin Str., Nizhny Novgorod, 603104, Russian Federation
ealupanova@yandex.ru, petrovnn@sandy.ru

³ JSC “SPA “ERKON”
room PZ, 6, Nartov Str, Nizhny Novgorod, 603104, Russian Federation
min@erkon-nn.com

Received: March 15, 2019

Peer-reviewed: March 29, 2019

Accepted: April 16, 2019

Abstract: Methods for monitoring the parameters of devices, electronic components and materials in non-standard waveguide systems and in free space are discussed. An original LR-method for eliminating the effect of transitions with segments of non-standard electrically long lines is proposed, based on an iterative procedure for processing the scattering parameters of their end-to-end L-connection and R-connection in the mode with a reflective load. A method for determining the phase velocity and attenuation coefficient of electromagnetic waves in strip lines and a V-shaped waveguide is considered. The results of a comparative analysis of methods for monitoring objects in stripline transmission lines are presented. The constructions of technical means for controlling the parameters of high-power microwave resistors are discussed.

Keywords: Non-standard waveguiding system, free space, transition, S-parameters, electrically long transmission line, phase velocity, attenuation coefficient, electronic components.

For citation (IEEE): V. I. Evseev et al. "Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space", *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 100–118, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.09

1. Введение

Определение параметров объектов с нестандартными волноводными соединителями, электронных компонентов в полосковых линиях передачи и плоских образцов материалов в свободном пространстве представляет собой актуальную задачу теории и техники СВЧ. Примерами таких объектов являются широкополосные усилители СВЧ мощности на основе лампы бегущей волны с П- либо Н-образными волноводами в выходном сечении, пассивные (резисторы, поглотители, конденсаторы, катушки индуктивности, аттенюаторы) и активные (полупроводниковые диоды и транзисторы) компоненты для поверхностного монтажа в полосковые линии передачи, поглощающие покрытия и радиопрозрачные материалы.

В литературе известно достаточно большое число работ, в которых обсуждались те или иные аспекты решаемых измерительных задач в нестандартных направляющих системах^{1, 2, 3} [1, 2]. В настоящей работе предлагается принципиально новое решение задачи измерения S-параметров устройств с нестандартными соединителями, электронных компонентов в полосковых линиях передачи и объектов в свободном пространстве. Предлагаемый LR-метод, является развитием LRT-метода [3]. В основу метода положен алгоритм поиска средней линии квазипериодической комплексной функции частоты и итерационная процедура определения параметров переходов с отрезками электрически длинных линий по результатам измерения S-параметров их сквозного соединения и коэффициентов отражения с отражающими нагрузками холостого хода или короткого замыкания.

2. LR-метод контроля параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве

Предлагаемый LR-метод контроля S-параметров объектов в нестандартных волноведущих системах основан на оригинальной процедуре исключения влияния переходов, соединяющих между собой коаксиальную и нестандартную линию, по результатам измерения их L и R соединений с

¹ PNA Series Network Analyzers help.-<http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/help.htm>.

² Advanced Calibration Techniques for Vector Network Analyzers.-[http://anlge.umd.edu//Agilent Advanced VNA Calibration.pdf](http://anlge.umd.edu//Agilent%20Advanced%20VNA%20Calibration.pdf).

³ Specifying Calibration Standards and Kits for Keysight Vector Network Analyzers. Application Note 5989-4804EN // Keysight Technologies, 2016. P. 42.

отрезками электрически длинных линий передачи. В отличие от всех существующих методов, основанных на косвенных методах измерений и решении системы линейных уравнений относительно искомых параметров переходов, LR-метод, по сути, реализует их прямые измерения в сочетании с итерационной процедурой обработки данных.

Суть предлагаемого решения состоит в соединении двух переходов (рис. 1) с внешними коаксиальными разъемами электрически длинной, например, полосковой линии передачи длиной L и измерении S -параметров такого L -соединения: S_{11L} , S_{21L} , S_{12L} , S_{22L} . Переходы с отрезками нестандартных линий длиной $L/2$ образуют две электрические цепи А и В, включенные навстречу друг другу. Комплексные коэффициенты отражения S_{11}^a и S_{11}^b от цепей А и В со стороны их коаксиальных разъемов являются средними линиями квазипериодических функций частоты f — $S_{11L}(f)$, и $S_{22L}(f)$:

$$\begin{aligned} S_{11L}(f) &= S_{11}^a(f) + S_{21}^a(f)S_{12}^a(f)S_{22}^b(f)\exp(-i2\gamma(f)L) + \dots, \\ S_{22L}(f) &= S_{11}^b(f) + S_{21}^b(f)S_{12}^b(f)S_{22}^a(f)\exp(-i2\gamma(f)L) + \dots, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\gamma(f) = 2\pi f / v(f) - i\alpha(f)$ — постоянная распространения, $v(f)$ — фазовая скорость, $\alpha(f)$ — коэффициент затухания электромагнитной волны в линии передачи.

Алгоритмы определения средних линий квазипериодических функций известны и применительно к рассматриваемому методу обсуждались в работе [3].

Коэффициенты отражения S_{22}^a , S_{22}^b от переходов со стороны нестандартных отрезков линий передачи длиной $L/2$, произведения прямого и обратного коэффициентов передачи $S_{21}^aS_{12}^a$ и $S_{21}^bS_{12}^b$ цепей А и В, определяют с помощью итерационной процедуры вычислений из соотношений:

$$\begin{aligned} S_{22}^a &= \frac{S_{22L} - S_{11}^b \left(\frac{S_{21}^b}{S_{12}^a} \right)}{S_{12L}}, \\ S_{22}^b &= \frac{S_{11L} - S_{11}^a \left(\frac{S_{12}^a}{S_{21}^b} \right)}{S_{12L}}, \\ S_{21}^aS_{12}^a &= S_{21L} \left(\frac{S_{12}^a}{S_{21}^b} \right) (1 - S_{22}^aS_{22}^b), \\ S_{21}^bS_{12}^b &= S_{12L} \left(\frac{S_{21}^b}{S_{12}^a} \right) (1 - S_{22}^aS_{22}^b), \end{aligned} \quad (2)$$

по результатам измерения S-параметров S_{ikL} , $i, k = 1, 2$ L-соединения. Причем отношение S_{12}^a / S_{21}^b коэффициентов передачи цепей А, В и коэффициенты отражения Γ_a , Γ_b от торцов нестандартных линий вычисляют по результатам измерения коэффициентов отражения S_{11R} , S_{22R} от R-соединений (рис. 2) переходов с отрезками нестандартных линий длиной $L/2$ в режиме холостого хода или короткого замыкания:

$$S_{12}^a / S_{21}^b = \sqrt{\frac{(S_{11R} - S_{11}^a)(1 - S_{22}^a \Gamma_a)}{(S_{22R} - S_{11}^b)(1 - S_{22}^b \Gamma_b)}},$$

$$\Gamma_a = \frac{S_{11R} - S_{11}^a}{S_{11R} S_{22}^a - S_{11}^a S_{22}^a + S_{12}^a S_{21}^a},$$

$$\Gamma_b = \frac{S_{22R} - S_{11}^b}{S_{22R} S_{22}^b - S_{11}^b S_{22}^b + S_{12}^b S_{21}^b}.$$
(3)

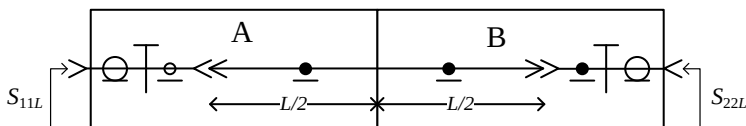


Рис. 1. L-соединение переходов отрезком линии длиной L .

Fig. 1. L-junction transitions with a line segment of length L

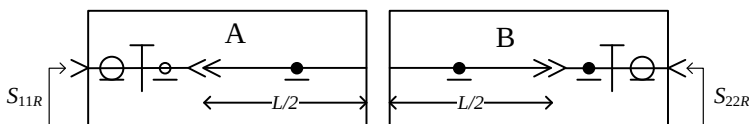


Рис. 2. R-соединения переходов с отрезками линий длиной $L/2$.

Fig. 2. R-junction transitions with the line segments of length $L/2$

Итерационная процедура определения параметров переходов сходится настолько быстро, что результаты вычислений на третьем и четвертом шаге вычислений практически не отличаются друг от друга и процедуру можно уверенно полагать завершенной.

Последним этапом определения параметров цепей А, В является вычисление произведений их коэффициентов передачи в прямом и $S_{21}^a S_{12}^b$ обратном $S_{12}^a S_{21}^b$ направлениях:

$$S_{21}^a S_{12}^b = S_{21L} (1 - S_{22}^a S_{22}^b),$$

$$S_{12}^a S_{21}^b = S_{12L} (1 - S_{22}^a S_{22}^b),$$
(4)

Волновые параметры рассеяния объекта X определяют по результатам измерения S -параметров в коаксиальном канале устройства, состоящего из каскадного соединения двух A_1 , B_1 переходов с отрезками линий длиной L_1 и L_2 , между которыми устанавливают измеряемый объект, как показано на рис. 3, из соотношений⁴:

$$\begin{aligned} Z &= S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S_b) + (\det S_b - S_{22} S_{22}^b) \det S_a, \\ S_{11}^x &= \frac{(\det S - S_{11}^a S_{22}^b) S_{22}^b - (S_{11} - S_{11}^a) \det S_b \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1))}{Z}, \\ S_{21}^x &= \frac{S_{21} S_{12}^a S_{21}^b \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1)(L/2 - L_2))}{Z}, \\ S_{12}^x &= \frac{S_{12} S_{21}^a S_{12}^b \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1)(L/2 - L_2))}{Z}, \\ S_{22}^x &= \frac{(\det S - S_{11}^b S_{11}^a) S_{22}^a - (S_{22} - S_{11}^b) \det S_a \exp(-i2\gamma(L/2 - L_2))}{Z}, \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь $\det S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$, $\det S_{a,b} = S_{11}^{a,b} S_{22}^{a,b} - S_{12}^{a,b} S_{21}^{a,b}$, — определители S -матриц.

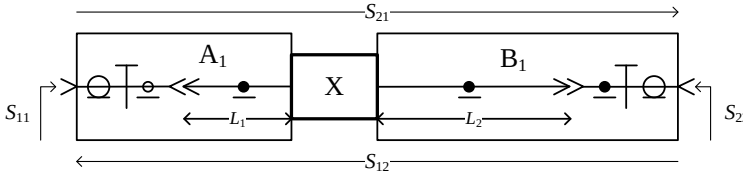


Рис. 3. Соединение переходов с отрезками линии длиной $L/2$ и объектом X .

Fig. 3. Connecting transitions with the line segments of length $L/2$ and object X

Предложенная процедура определения параметров цепей A , B LR-методом в зависимости от объекта измерения реализуется в следующих вариантах:

- коаксиально-полосковые переходы и полосковые линии, причем отрезки полосковых линий длиной $L/2$ могут выполняться, как на едином изоляционном основании, так и на отдельных подложках в зависимости условий установки электронных компонентов между этими линиями;
- коаксиально-волноводные переходы и два отрезка волновода нестандартного сечения длиной $L/2$, соединенные друг с другом фланцевым

⁴Длины отрезков линий L_1 и L_2 обычно выбирают равными $L/2$.

соединением. R-соединение переходов с отрезками волноводов длиной $L/2$ в режиме короткого замыкания выполняют с помощью металлической пластины, установленной между фланцами волноводов, а измеряемый объект подключают между этими фланцами после удаления пластины короткозамыкателя;

— две антенны с коаксиальными разъемами, установленные на расстоянии L много большем длин волн λ в заданном диапазоне частот при измерении электромагнитных характеристик плоских образцов материалов LR-методом в свободном пространстве. Функцию электрически длинной линии выполняет свободное пространство между антеннами. R-соединение получают с помощью металлической пластины, установленной между антеннами на расстоянии $L/2$. Измеряемый образец помещают вместо пластины короткого замыкания.

В отличие от всех известных методов измерений объектов в нестандартных направляющих системах, LR-метод реализует по сути прямые, а не косвенные методы измерения параметров переходов при отсутствии жесткого ограничения на диапазон частот. Причем LR-метод в значительной степени свободен от методической погрешности, вызванной неповторяемостью характеристик разъемного контакта между переходом и нестандартной линией передачи. Такой результат объясняется тем, что S-параметры переходов вместе с отрезками линий определяются по результатам измерений, по существу, одной калибровочной меры волнового сопротивления — отрезка электрически длинной линии передачи. Слабо влияющим фактором методической погрешности является использование результатов измерения коэффициентов отражения от R-соединений переходов с отрезками линий в режиме холостого хода или короткого замыкания для определения отношения коэффициентов передачи цепей А и В из соотношений (3).

3. Измерение фазовой скорости и коэффициента затухания электромагнитных волн в полосковой линии и П-образном волноводе

Фазовую скорость $v(f)$ и коэффициент затухания $\alpha(f)$ электромагнитной волны в нестандартных волноведущих системах предлагается определять из отношения коэффициентов передачи переходов S_{21L} , S_{12L} соединенных между собой отрезками электрически длинных линий разной длины L и l . Причем разность длин этих отрезков должна быть достаточно большой, чтобы получать высокую точность искомых величин из соотношений:

$$T(f) = S_{21L} / S_{21l} = \exp(-i\gamma(L-l)) (1 - S_{22}^a S_{22}^b \exp(-2i\gamma l) + \dots),$$

$$\nu(f) = -2\pi f(L-l) / (\arg(T(f) - 2\pi(k-n))), \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (6)$$

$$\alpha(f) = -1000 \ln |T(f)| / (L-l) \text{ неп / м.}$$

Измерения коэффициентов передачи соединений коаксиально-полосковых переходов отрезками линий длиной $L = 240$ мм и $l = 120$ мм, изготовленных из материала RO4003 с толщиной 0.508 мм, с шириной полоскового проводника 1.14 мм и толщиной 0.035 мм проводились в контактном устройстве с подвижным коаксиально-полосковым переходом, показанном на рис. 4.



Рис. 4. Контактное устройство с полосковой линией длиной 120мм.

Fig. 4. Contact device with a 120mm strip line.

Результаты определения фазовой скорости $\nu \times 10^6$ м/с и коэффициента затухания α неп/м в полосковой линии, показаны на рис. 5.

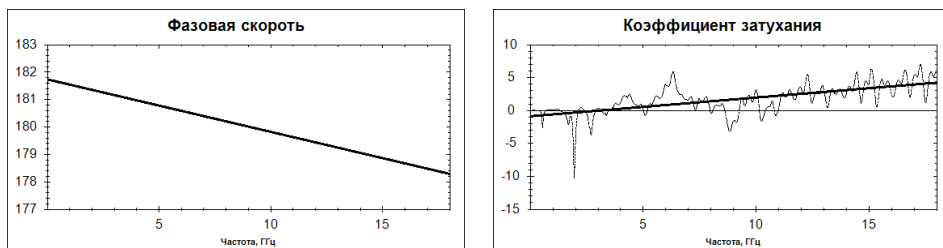


Рис. 5. Частотные зависимости фазовой скорости и коэффициента затухания в полосковой линии.

Fig. 5. Frequency dependences of phase velocity and attenuation coefficient in the strip line

Результаты определения фазовой скорости и коэффициента передачи электромагнитной волны в П-образном волноводе приведены рис. 6.

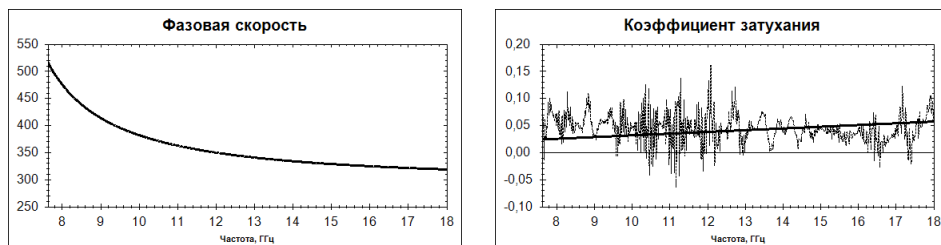


Рис. 6. Частотные зависимости фазовой скорости и коэффициента затухания в П-образном волноводе.

Fig. 6. Frequency dependences of the phase velocity and attenuation coefficient in a U-shaped waveguide

4. Сопоставительный анализ контроля объектов в полосковых линиях передачи

Сопоставительный анализ LR-метода с LRT-методом контроля объектов в нестандартных волноведущих системах выполнен на примере полосковых линий, изготовленных из фольгированных материалов RO4003c и AD255. Параметры полосковых мер приведены в таблице 1.

Таблица 1

Материал	Толщина подложки, мм	Ширина проводника, мм	Обозначение комплекта мер
RO4003c	0,813	1,84	01
RO4003c	1,524	3,5	02
AD255	2,032	5,64	03

Каждый комплект состоял из следующего набора мер: линии длиной 240 мм, 120 мм и 20 мм, мера короткого замыкания. Калибровка LR-методом выполнялась на линиях длиной 240 мм и 120 мм. При калибровке LRT-методом использовалась длинная линия 240 мм для нахождения комплексных коэффициентов отражения S_{11}^a и S_{11}^b от цепей А и В со стороны их коаксиальных разъемов как средних линий квазипериодических функций. Для поиска средней линии в данном случае используется алгоритм минимакса. Для сравнения калибровка LRT-методом выполнялась на двух линиях длиной 20 мм и 120 мм. То есть сравнивались не только разные методы калибровки, но и калибровка одним и тем же методом на разных мерах.

При анализе методов были рассмотрены результаты калибровки и результаты обработки измерения объектов. В качестве объекта была выбрана мера 120 мм.

В качестве способа оценки LR- и LRT-методов калибровки были выбраны эллипсы рассеяния. Эллипсы рассеяния позволяют оценить как разброс полученных значений, так и коэффициент корреляции измеряемых величин. В нашем случае случайными величинами являются действительное и мнимое значение полученного S-параметра.

Для построения эллипса необходимо иметь результаты нескольких измерений (процедуры калибровки и измерений выполнялись 20 раз). Результаты измерений статистически обрабатываются с тем, чтобы определить математическое ожидание величины и среднеквадратичное отклонение. Затем исключаются ошибочные измерения. Ошибочными считаются измерения, для которых расстояние до точки математического ожидания более чем в два раза превышает среднеквадратичное отклонение. После исключения ошибочных параметров процедура статистической обработки повторяется для валидных точек.

Параметры эллипса рассеяния определены по формулам

$$\alpha = \frac{\arctg\left(\frac{2r\sigma_x\sigma_y}{\sigma_x^2 - \sigma_y^2}\right)}{2},$$

$$\begin{aligned}\sigma_1^2 &= \sigma_x^2 \cos^2 \alpha + r\sigma_x\sigma_y \sin 2\alpha + \sigma_y^2 \sin^2 \alpha, \\ \sigma_2^2 &= \sigma_x^2 \sin^2 \alpha - r\sigma_x\sigma_y \sin 2\alpha + \sigma_y^2 \cos^2 \alpha, \\ \frac{x^2}{\sigma_1^2} + \frac{y^2}{\sigma_2^2} &= 1,\end{aligned}\tag{7}$$

где σ_x , σ_y — это среднеквадратичные отклонения действительной и мнимой части S-параметра, r — коэффициент корреляции между действительным и мнимым S-параметра.

Коэффициент корреляции рассчитывается по формуле Пирсона. Для каждой частотной точки рассчитываются свои статистические параметры и строится свой эллипс.

Примеры эллипсов рассеяния приведены на рис. 7. Ось X — действительное, ось Y — мнимое анализируемого параметра.

Для анализа рассеяния во всей полосе частот были построены графики, на которых все эллипсы рассеяния были наложены друг на друга с центром в одной точке. Пример такого графика приведен на рис. 8.

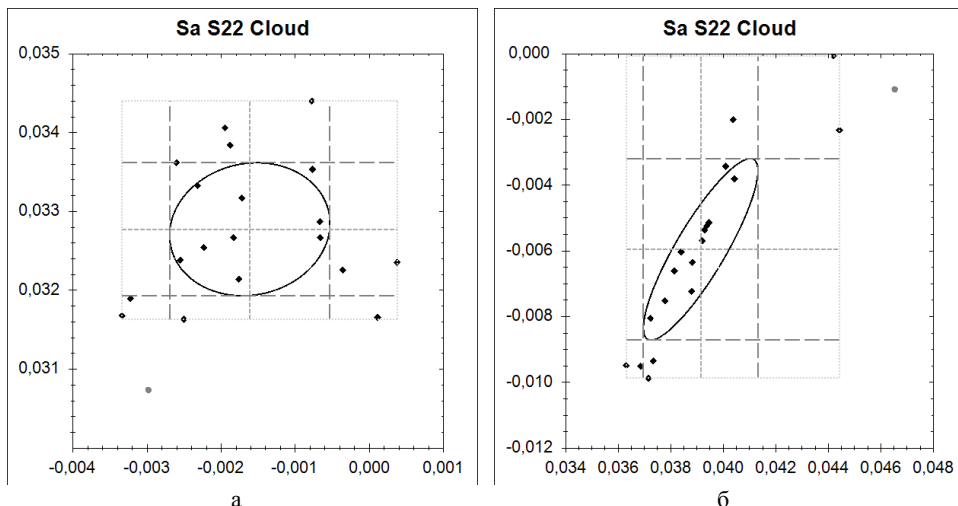


Рис. 7. Графики эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^a от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанного LR-методом, для комплекта мер 02
 а — частота 1,9 ГГц. Коэффициент корреляции — 0,089,
 б — частота 5,2 ГГц, коэффициент корреляции — 0,8665.

Fig. 7. Graphs of the scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^a from the transition from non-standard segments of the transmission lines, calculated by the LR method,
 а – the frequency is 1.9 GHz, the correlation coefficient – 0.089
 б – the frequency is 5.2 GHz, the correlation coefficient – 0.8665

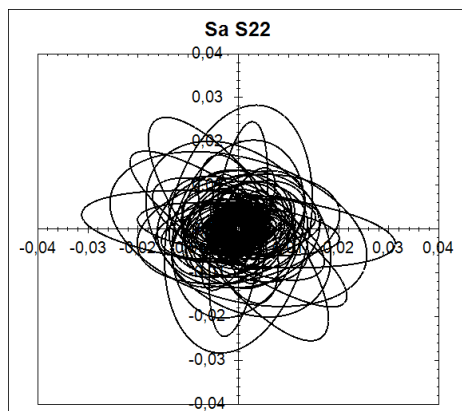


Рис. 8. График совмещенных эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^a от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанного LR-методом.

Fig. 8. Graph of the combined scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^a from the transition from non-standard segments of the transmission lines, calculated by the LR method

При совмещении эллипсов рассеяния во всем диапазоне частот можно оценить точность каждого из анализируемых методов калибровки.

Результаты сравнения графиков приведены в таблицах 2, 3.

Таблица 2.

Комплект мер		S_{22}^a re	S_{22}^a im	$S_{21}^a S_{12}^a$ re	$S_{21}^a S_{12}^a$ im	S_{22}^b re	S_{22}^b im	$S_{21}^b S_{12}^b$ re	$S_{21}^b S_{12}^b$ im
01	LR-метод	0,024	0,024	0,052	0,052	0,02	0,02	0,055	0,065
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,07	0,12	0,09	0,085	0,08	0,055	0,062	0,055
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,010	0,015	0,017	0,019	0,014	0,016	0,014	0,015
02	LR-метод	0,032	0,029	0,055	0,046	0,03	0,026	0,065	0,067
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,07	0,16	0,1	0,1	0,22	0,08	0,045	0,045
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,03	0,025	0,028	0,021	0,045	0,05	0,032	0,026
03	LR-метод	0,038	0,036	0,055	0,057	0,034	0,04	0,063	0,05
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,6	0,4	0,2	0,28	0,6	0,45	0,5	0,45
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,09	0,12	0,053	0,063	0,07	0,06	0,065	0,07

Кроме максимальных значений рассеяния на графиках также хорошо видно плотность распределения величины. Например, на рис. 9 хорошо видно, что разброс значений при LR-калибровке больше, чем при LRT-калибровке, но если оценить плотность эллипсов рассеяния, то хорошо видно, что большинство эллипсов уложились в границу порядка 0,008. В то время как при LRT-калибровке все эллипсы приблизительно одинаковые и укладываются в границы 0,01.

Таблица 3.

Ком- плект мер		S_{11}^x re	S_{11}^x im	S_{12}^x re	S_{12}^x im	S_{21}^x re	S_{21}^x im	S_{22}^x re	S_{22}^x im
01	LR- метод	0,042	0,024	0,036	0,026	0,039	0,026	0,034	0,042
	LRT- метод (мера 20 мм)	0,065	0,062	0,13	0,1	0,125	0,1	0,045	0,036
	LRT- метод (мера 120 мм)	0,023	0,022	0,09	0,011	0,09	0,011	0,028	0,022
02	LR- метод	0,042	0,038	0,025	0,038	0,027	0,038	0,04	0,038
	LRT- метод (мера 20 мм)	0,07	0,065	0,15	0,065	0,14	0,067	0,026	0,03
	LRT- метод (мера 120 мм)	0,04	0,044	0,013	0,013	0,013	0,013	0,03	0,03
03	LR- метод	0,065	0,08	0,065	0,08	0,062	0,08	0,125	0,13
	LRT- метод (мера 20 мм)	0,8	0,75	1,32	1,28	1,32	1,28	0,65	0,7
	LRT- метод (мера 120 мм)	0,09	0,045	0,04	0,05	0,04	0,05	0,083	0,095

На рис. 10 приведены графики совмещенных эллипсов рассеяния для обратного коэффициента передачи S_{12}^x объекта из комплекта мер 02. Хорошо видно, что плотность эллипсов рассеяния для LRT-метода на мере 120 мм заметно выше, чем на других графиках. Это объясняется тем, что калибровка выполнялась на той же мере, которая потом была выбрана в качестве объекта измерения.

В ходе выполнения сравнительного анализа были сделаны следующие выводы:

- 1) комплексные коэффициенты отражения S_{22}^a, S_{22}^b от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанные LR- и LRT- методом (мера 120мм) являются сопоставимыми;

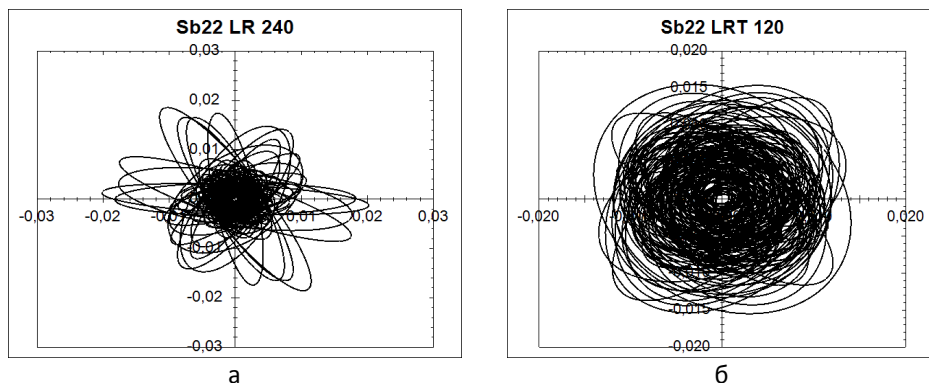


Рис. 9. Графики совмещенных эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^b от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, для комплекта мер 01
 а — рассчитанный LR-методом, б — рассчитанный LRT-методом для линии длиной 120 мм.
 Fig. 9. Graphs of the combined scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^b from the transition in the non-standard segments of transmission lines, for set 01
 а – calculated by the LR method, б – calculated by the LRT method for a line 120 mm long.

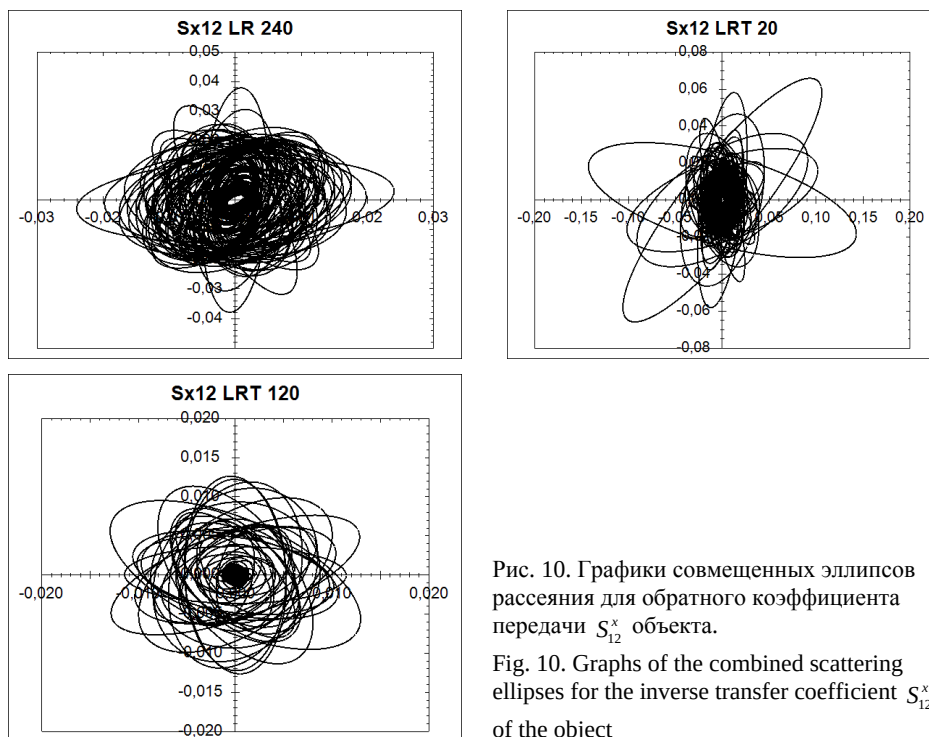


Рис. 10. Графики совмещенных эллипсов рассеяния для обратного коэффициента передачи S_{12}^x объекта.

Fig. 10. Graphs of the combined scattering ellipses for the inverse transfer coefficient S_{12}^x of the object

- 2) для произведений прямого и обратного коэффициентов передачи $S_{21}^a S_{12}^a$ и $S_{21}^b S_{12}^b$ цепей А и В LRT-метод на мере 120 мм дает стабильно более хорошие результаты;
- 3) результаты калибровки LRT-методом на мере 20 мм заметно хуже, чем для других двух калибровок;
- 4) результаты для объекта заметно лучше для LRT-метода на мере 120 мм;
- 5) результаты для объекта сопоставимы для LR- и LRT-метода на мере 20 мм.

Плохие результаты для LRT-метода на мере 20 мм можно объяснить особенностью конструкции контактного устройства. Расстояние между зажимами не позволяет точно зафиксировать меру 20 мм с обеих сторон. Это значит, что результаты, полученные на этой мере, наглядно демонстрируют проблему неповторяемости соединителя. Нам не удалось 20 раз с приемлемой точностью повторить соединение меры с контактным устройством, что наглядно демонстрируют эллипсы рассеяния, полученные для S-параметров этого соединения.

Использование одной и той же меры и для калибровки, и в качестве объекта объясняет, почему LRT-метод на мере 120 мм дает для объекта особенно хорошие результаты.

В целом можно сказать, что LR- и LRT-методы очень похожи и дают сопоставимые результаты. Для дальнейшего изучения LR-метода имеет смысл сравнить его с принципиально другими методами калибровки, например, OSM-методом.

5. Контроль параметров мощных СВЧ резисторов

Для определения параметров мощных СВЧ резисторов разработана оригинальная конструкция универсального контактного устройства, позволяющая контролировать параметры, как оконечных нагрузок, так и проходных резисторов всех выпускаемых типоразмеров. Разработанная оснастка построена по модульному принципу, позволяющему компоновать ее под заданный тип резистора. Внешний вид универсальной оснастки, скомпонованной для измерения параметров оконечных нагрузок, рассчитанных на диапазон частот до 18 ГГц, приведен на рис. 11. На рис. 12 показана конструкция, ориентированная на измерение параметров оконечных нагрузок и проходных резисторов мощностью от 10 до 1000 Вт.

В состав модульного контактного устройства входят:

— основание с направляющей для обеспечения соосности остальных модулей;

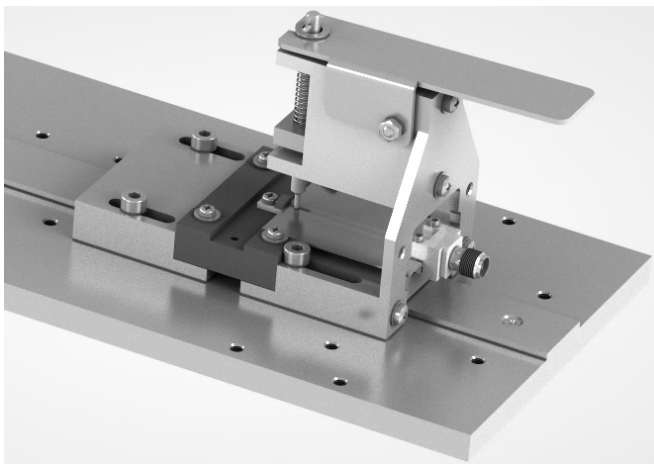


Рис. 11. Контактное устройство для измерений в полосе частот до 18 ГГц.

Fig. 11. Contact device for measurements in the frequency band up to 18 GHz

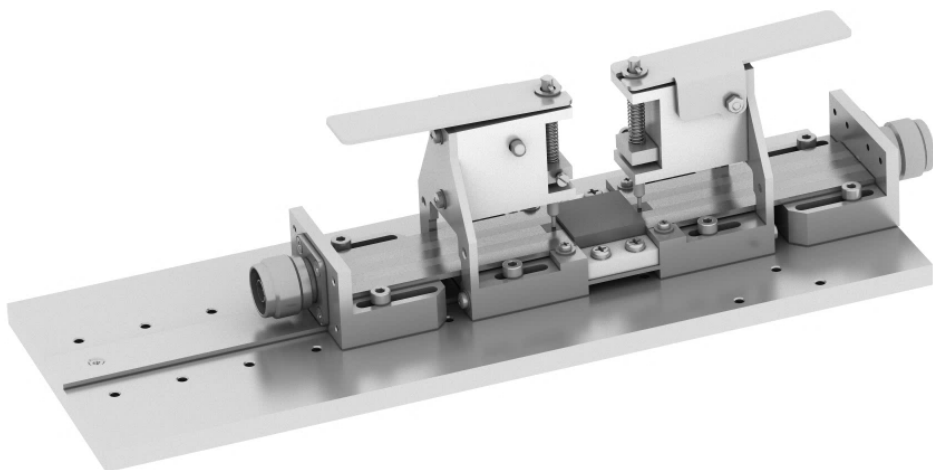


Рис. 12. Контактное устройство для измерений в полосе частот до 8 ГГц.

Fig. 12. Contact device for measurements in the frequency band up to 8 GHz

— переходы с коаксиального на микрополосковый тракт;
— устройства прижима;
— носители под различные типоразмеры оконечных и проходных резисторов.

Для подключения к анализатору цепей в диапазоне частот до 18 ГГц применен разъем сечением 3,5/1,5 типа southwest microwave 292-04A-5, а в

диапазоне частот до 8 ГГц использованы разъемы сечением 7/3 типа southwest microwave 311-03SF с переходом 290-36G.

Измеряемый объект крепится винтами к специальному носителю, также устанавливаемому на основание. Под каждую группу изделий, имеющих одинаковые размеры, спроектировано отдельное основание, обеспечивающее требуемое расположение изделия относительно переходов. Подключение изделий к полоскам переходов осуществляется с помощью прижимного устройства с диэлектрическим прижимным элементом. Конструкция основания позволяет устанавливать переходы и устройства прижима на различном расстоянии друг от друга, что позволяет проводить измерения и выполнять калибровочные процедуры для различных типов размеров резисторов.

Для исключения влияния коаксиально-полосковых переходов и отрезков полосковых линий на результаты контроля изделий использована OSM калибровка. Параметры полосковых мер волнового сопротивления определены LR-методом в оснастке, показанной на рис. 4. Меры короткого замыкания (рис. 13) представляют собой металлический параллелепипед с отверстием (или отверстиями) для крепления. Контакт с ленточным проводником коаксиально-полоскового перехода обеспечивается за счет упругого металлического лепестка, припаянного к мере. Для каждого из типоразмеров резисторов предусмотрена отдельная конструкция короткозамкнутой меры, ориентированная на высоту резистора и способ его крепления.



Рис. 13. Конструкция короткозамкнутой нагрузки для: а — нагрузок мощностью 10 и 20 Вт; б — проходных резисторов.

Fig. 13. Squirrel cage design for: а — 10 and 20 W loads; б — pass-through resistors

Помимо короткозамыкателя используется еще одна физически реализованная мера: — аттестованная согласованная нагрузка. Причем в качестве этой меры используется оконечная нагрузка соответствующего типоразмера, изготовленная предприятием заказчика. Мерой холостого хода является открытый конец полосковой линии. Таким образом, удастся существенно сократить расходы на приобретение аттестованных полосковых калибровочных мер волнового сопротивления. На рис. 14, в качестве примера, показан результат контроля КСВН нагрузки мощностью 60 Вт

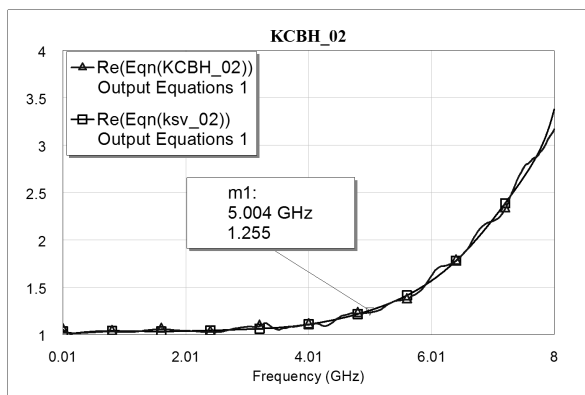


Рис. 14. КСВН оконечной нагрузки мощность 60 Вт.

Figure 14. VSWR terminal load power 60 W

6. Заключение

Предлагаемый LR-метод контроля параметров объектов в нестандартных направляющих системах основан на использовании доступного, дешевого минимального комплекта калибровочных мер волнового сопротивления в виде отрезка электрически длинной линии передачи и не аттестованной отражающей нагрузки. Причем существенным фактором предлагаемого решения являются по сути прямые, а не косвенные методы измерения параметров переходов, отсутствие жесткого ограничения на диапазон частот и необходимость иметь априорные данные только о геометрических размерах мер. Метод позволяет решить широкий спектр задач, связанных с контролем параметров объектов в нестандартных волноведущих системах и в свободном пространстве.

Список литературы

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей. М. : Изд. дом МЭИ, 2009. 500 с.
2. Казарновский В., Крылов А. Методы измерения параметров коаксиально-волноводных переходов и узлов с нестандартным сечением // Электроника. Наука, технология бизнес. 2016. № 8. С. 82—87.
3. Лавричев О. В., Никулин С. М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах // Датчики и системы. М. : Изд-во «Сенсидат-Плюс», 2017. № 8—9. С. 39—44.

Информация об авторах

Евсеев Владимир Иванович, генеральный директор ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро», г. Арзамас, Нижегородская область, Российская Федерация.

Лупанова Елена Александровна, старший преподаватель кафедры «Компьютерные технологии в проектировании и производстве» ИРИТ НГТУ, г. Нижний Новгород, Российская Федерация. ORCID 0000-0001-6389-9939.

Малышев Илья Николаевич, зам. ген. директора по развитию АО «НПО «ЭРКОН», г. Нижний Новгород, 603104, Российская Федерация.

Никулин Сергей Михайлович, доктор технических наук, профессор кафедры «Компьютерные технологии в проектировании и производстве» ИРИТ НГТУ, г. Нижний Новгород, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-3906-8371.

Петров Виталий Владимирович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Компьютерные технологии в проектировании и производстве» ИРИТ НГТУ, г. Нижний Новгород, Российская Федерация. ORCID 0000-0002-4874-5250.

Information about the authors

Vladimir I. Evseev, General Director of LLC Arzamas Instrument Design Bureau, Arzamas, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation.

Elena A. Lupanova, Senior Lecturer of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod, Russian Federation. ORCID 0000-0001-6389-9939.

Il'ya N. Malyshev, Deputy General Director for Development of JSC «SPA «ERKON», Nizhny Novgorod, Russian Federation.

Sergey M. Nikulin, Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod, Russian Federation. ORCID 0000-0003-3906-8371

Vitaly V. Petrov, Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod, Russian Federation. ORCID 0000-0002-4874-5250

УДК 621.396.67

Обнаружение многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале

¹Кузьмин Л. В., ²Гриневич А. В.

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125009, Российская Федерация
lvk@cplire.ru

²Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
2-я Бауманская ул., 5, Москва, 105005, Россия
aleksgrin96@gmail.com

Получено: 13 апреля 2019 г.

Отрецензировано: 20 апреля 2019 г.

Принято к публикации: 30 апреля 2019 г.

Аннотация: Описывается эксперимент по исследованию многолучевого распространения сверхширокополосных хаотических радиоимпульсов сверхвысокочастотного диапазона через беспроводной канал. В результате проведенных измерений установлены условия приема хаотических радиоимпульсов после прохождения многолучевого канала при различных временах задержки в распространении сигнала.

Ключевые слова: хаотические колебания сверхвысокочастотного диапазона, сверхширокополосный хаотический сигнал, многолучевое распространение сверхширокополосных сигналов, беспроводная сверхширокополосная связь.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Кузьмин Л. В., Гриневич А. В. Обнаружение многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. 2019. Т. 2, № 1. С. 119—128.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Кузьмин, Л. В. Обнаружение многолучевого распространения хаотических радиоимпульсов в беспроводном канале / Л. В. Кузьмин, А. В. Гриневич // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. — 2019. — Т. 2, № 1. — С. 119—128.

Estimation of multipath propagation of chaotic radio-pulses in a wireless channel

L. V. Kuzmin¹ and A. V. Grinevich²

¹ Kotel'nikov Institute of RadioEngineering and Electronics of the RAS
11/7, Mokhovaya Str., Moscow, 125009, Russian Federation
lvk@cplire.ru

² Bauman Moscow State Technical University
5/1, 2nd Baumann str., Moscow, 105005, Russian Federation
aleksgrin96@gmail.com

Received: April 13, 2019

Peer-reviewed: April 20, 2019

Accepted: April 30, 2019

Abstract: Experiments on multipath indoor propagation of ultrawideband (UWB) chaotic radio pulses of microwave band are described. The goal is to experimentally obtain propagation results for UWB chaotic signals of different power. Propagation of different-power chaotic radio pulses gives different multipath patterns detected by the receiver due to its finite sensitivity. A comparison of the chaotic pulse envelope waveforms at the receiver revealed the role of the reflected paths with different delays.

Keywords: chaotic oscillations of microwave band, ultra-wideband chaotic signal, multipath propagation of ultra-wideband signals, wireless ultra-wideband communications

For citation: L. V. Kuzmin et al. "Estimation of multipath propagation of chaotic radio-pulses in a wireless channel," *Infocommunications and Radio Technologies*, vol. 2, no. 1, pp. 119–128, 2019. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2019.02.1.10

1. Введение

Сверхширокополосные (СШП) сигналы предоставляют потенциальную возможность увеличить помехоустойчивость беспроводной передачи информации по отношению к узкополосным сигналам при прочих равных условиях. Для реализации этой возможности необходимо знать условия распространения СШП сигналов, поэтому исследование беспроводных СШП каналов ведется параллельно с разработкой новых способов СШП беспроводной передачи информации [1]. Начало было положено в ходе разработки моделей СШП каналов^{1, 2, 3} [2] для беспроводных систем связи

¹ Channel Modeling Sub-committee Report Final. November 2002. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2002/Nov02/02490r0P802-15_SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip

малого радиуса действия. С тех пор весь круг возможных применений СШП сигналов постоянно расширяется, и поэтому возникнет необходимость выйти [3—5] за рамки созданных моделей. В указанных работах основным типом СШП сигнала служили ультракороткие импульсы (УКИ).

Помимо УКИ имеются другие типы СШП информационных носителей, например, СШП хаотические радиоимпульсы [6], входящие в стандарты беспроводной связи^{1, 2, 3}. Длина такого импульса может быть выбрана равной длительности отклика многолучевого канала, что вместе с шумоподобным характером сигнала предотвращает деградацию импульса из-за мелкомасштабных замираний в точке приема. Поэтому многолучевое распространение в принципе не представляет проблемы для приема хаотических радиоимпульсов [7] в условиях, описываемых моделями^{1, 2, 3} [2], когда набег отраженных лучей не превышает длительности импульсов, и когда не возникает межимпульсной интерференции.

Вместе с тем, для беспроводных систем связи всегда является актуальным повышение энергетического резерва линии связи. Осуществляется это может либо путем накопления сигнала, либо путем повышения отношения сигнал — шум в приемнике за счет увеличения мощности излучаемого сигнала. В данной работе рассматривается последний вариант. Это ставит вопрос об условиях, которые создаются многолучевой средой в точке приема. Например, при увеличении мощности излучаемых импульсов в K раз картину многолучевого распространения в точке приема при той же чувствительности приемника будут, в том числе, формировать лучи, имеющие набег в $\sqrt{K}$ раз больше исходного. Анализ этой проблемы представляет практический интерес, например, для мультимедийных СШП сенсорных сетей [8], где увеличение энергетического резерва линий связи между узлами сети напрямую имеет отношение к стабильности работы сети в целом, а из-за обнаружения приемником лучей с большими набегам и возникновения межимпульсной интерференции, этот резерв может снижаться.

В данной работе экспериментально при помощи СШП хаотических радиоимпульсов мощностью 1 mW и 100 mW, генерируемых источником СШП хаоса [9], исследовалась многолучевая картина в точке приема для различных взаимных расположений излучателя и приемника. Для импульсов мощностью 100 mW по отношению к импульсам мощностью 1 mW,

² Channel Modeling Sub-committee Report Final / IEEE P802.15.4a Working Group for WPANs, Dec. 2004. <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/04/15-04-0662-02-004a-channel-model-final-report-r1.pdf>

³ IEEE P802.15. Wireless Personal Area Networks. Working Group for WPANs. Channel Model for Body Area Network (BAN). <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0780-12-0006-tg6-channel-model.pdf>

приемник при прочих равных должен обнаруживать лучи с длиной набега в 10 раз большей. Сравнение результатов распространения импульсов мощностью 1 и 100 mW поможет определить влияние многолучевого канала на форму огибающей радиоимпульсов в точке приема, и на основе этого предпринять шаги по предотвращению его негативного влияния на прием СШП сигнала.

2. Схема эксперимента

В эксперименте источник хаотических колебаний генерирует хаотические радиоимпульсы (рис. 1,а), которые проходят через беспроводный канал, и поступают на вход приемника, реализованного на базе СШП логарифмического детектора. В силу малого времени когерентности СШП хаотического сигнала), имеющего шумоподобный вид, на входе приемника лучи суммируются по мощности (рис. 1,б. На выходе приемника формируется сигнал — огибающая хаотических радиоимпульсов. Мгновенное значение амплитуды огибающей пропорционально логарифму входной мощности, так что форма огибающей является функцией от мгновенной мощности, действующей на входе приемника.

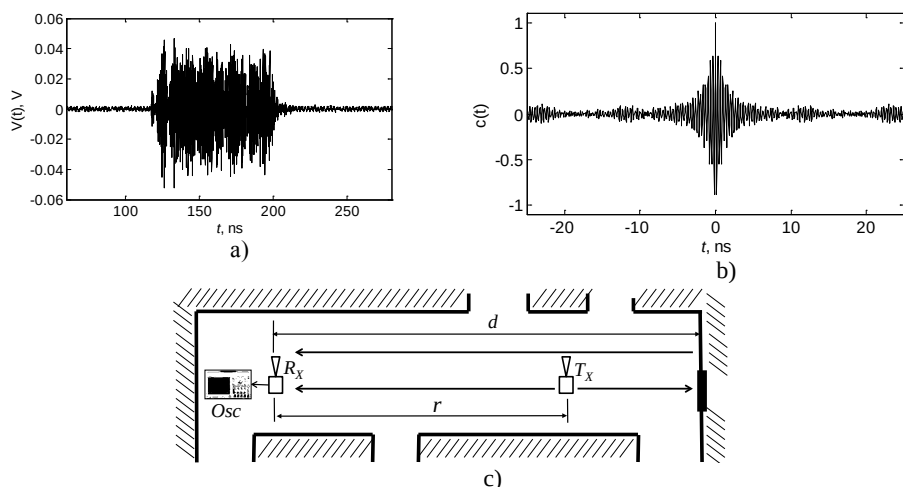


Рис. 1. Реализация $V(t)$ хаотического радиоимпульса (а); автокорреляционная функция $c(t)$ хаотического сигнала (б); схема проведения измерений и расположения аппаратуры (с): RX – приемник, TX – излучатель, Osc – осциллограф, $d = 38$ м, r меняется в диапазоне от 0.5 до 32 м.

Fig. 1. a – chaotic radiopulse waveform $V(t)$; b – autocorrelation function $c(t)$ of chaotic signal; c – scheme of measurement and equipment layout: R_X – receiver, T_X – transmitter, Osc – oscilloscope, $d = 38$ m, r is varied in the range from 0.5 to 32 m

Для измерений применялся источник хаотических колебаний, входящий в приемопередатчик ППС-57 [9], который формировал последовательность хаотических радиоимпульсов длительностью $T_p = 83$ ns (рис. 1,а). Приемник состоит из малошумящего усилителя с коэффициентом усиления 100 и логарифмического детектора⁴. Приемник обеспечивает чувствительность на уровне $3 \cdot 10^{-9}$ mW и в линейной зоне работы преобразует входную мощность в выходное напряжение по закону

$$V(r, t) = 10\alpha \lg(P(r, t)/P_0), \quad (1)$$

где $P_0 = 1$ mW; $\alpha = 0.021$ V/dB — крутизна характеристики логарифмического детектора; $P(r, t)$ — мощность сигнала, поступающая в приемник от излучателя, находящегося на расстоянии r от него. При изменении мощности входного сигнала в диапазоне от $3 \cdot 10^{-9}$ mW до ~ 1 mW амплитуда выходного сигнала меняется в пределах от 0.5 до 2 V⁴.

Для искусственного создания условий, при которых набег лучей между излучателем и приемником изменяется, излучатель перемещался, а приемник был неподвижен. Эксперименты проводились в лабораторном помещении и в коридоре института радиотехники и электроники им В. А. Котельникова РАН. Излучатель и приемник находились в условиях прямой видимости на высоте один метр от поверхности пола. Схема размещения аппаратуры в коридоре приведена на рис.1,с. Аналогичный способ размещения применялся в лаборатории. Размеры лаборатории: длина ~ 5 м, ширина ~ 6 м, высота ~ 4 м. Лаборатория наполнена большим количеством металлоконструкций и разделена на два этажа металлическим перекрытием. Размеры коридора: высота ~ 4.5 м, длина ~ 46 м, ширина ~ 3 м. Вдоль коридора на высоте около 3 м вдоль одной из стен протянуты металлоконструкции с поперечными размерами приблизительно один на один метр. В коридоре расположены несколько металлических дверей, одна из которых находится в торце коридора, на стороне, противоположной месту расположения приемника (рис. 1,с).

Для каждого значения расстояния r_i между излучателем и приемником при помощи запоминающего осциллографа с частотой выборки 2.5 GHz (осциллограф Tektronix DPO 4054) осуществлялась запись N_i реализаций огибающей одиночных импульсов $V_j(r_i, t)$, $j = 1 \dots N_i$. Для даль-

⁴ Analog Devices. Data Sheet 1 MHz to 4 GHz, 80 dB, Logarithmic Detector/Controller.
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADL5513.pdf>

Верхняя кривая на каждом рисунке соответствует минимальному расстоянию между излучателем и приемником, нижняя – максимальному. Символами $t_F^{(i)}$, $i = 1 \dots 6$ обозначены моменты приходы задних фронтов отраженных импульсов при измерениях в коридоре (рис. 2,d).

Передний фронт всех огибающих нарастает за ~ 5 ns. Сигнал — огибающая, предшествующая фронту, соответствует отсутствию сигнала на входе приемника.

Форма заднего фронта огибающей зависит от конкретных условий распространения. В лаборатории и в коридоре для импульсов с излучаемой мощностью 1 mW задний фронт формируется лучами с задержками до ~ 70 ns. Для импульсов с излучаемой мощностью 100 mW в лаборатории многолучевой отклик длится до 120 ns, а в коридоре до 350 ns. Это эквивалентно приему лучей с набегами до ~ 105 m. При этом в лаборатории в обоих случаях задний фронт спадает равномерно, т.к. нет явно выделенных отражателей, которые могли бы сформировать второй луч, приходящий с большой задержкой. В то же время в коридоре вслед за огибающей импульсов прямого луча, которая располагается на начальном участке в диапазоне от 0 до 100 ns (рис. 2,d) явно можно отметить появление второго, переотраженного луча, приходящего с некоторой задержкой. Задержка меняется в зависимости от расстояния между излучателем и приемником. Отражателем является металлическая дверь, расположенная в торце коридора (см. рис. 1,c). Сравнение величины набега задержанного луча, сделанное на основе геометрии распространения лучей в коридоре (рис. 1,c), и набега на основе измерения задержки по огибающей, подтверждают это. Разность между моментами времени $t_F^{(i)}$, обозначающими задний фронт отраженных импульсов, и длиной импульса $T_p = 83$ ns равна времени, которое требуется для прохождения удвоенной разности расстояний r_i и d : от приемника до излучателя и от приемника до конца коридора, т.е. $2(d - r_i)/c$, где c – скорость света. Эта измеренная разность составляет $\Delta t^{(i)} = t_F^{(i)} - 83 = \{250, 242, 229, 200, 148, 43\}$ ns. Разность между геометрическим набегом $2(d - r_i)$ и измеренным $\Delta t^{(i)}c$, составляет $|\Delta t^{(i)}c - 2(d - r_i)| = \{0.75, 0.35, 0.47, 0.1, 0.25, 0.85\}$ m.

По результатам эксперимента также был определен показатель затухания мощности сигнала с расстоянием, который был рассчитан в соответствии с (1) через разность между амплитудой импульса A_v для расстояния r_1 и для расстояний r_i

$$A_V(r_1) - A_V(r_i) = 10\alpha \lg(P(r_1)/P(r_i)) \quad (2)$$

Для среды с многолучевым распространением можно ожидать [2–5], что мощность $P(r)$ в точке приема пропорциональна $\sim P_T/r^n$, где P_T – мощность излучаемого сигнала. Тогда отношение мощности $P(r_1)$ на расстоянии r_1 от излучателя, к мощности $P(r_i)$ на расстоянии r_i , составит $P(r_1)/P(r_i) = (r_i/r_1)^n$ или с учетом (2)

$$(A_V(r_1) - A_V(r_i))/\alpha = 10n \lg(r_1/r_i) \quad (3)$$

Здесь $(A_V(r_1) - A_V(r_i))/\alpha$ есть измеряемое в эксперименте отношение $P(r_1)/P(r_i)$. В координатах $((A_V(r_1) - A_V(r_i)), 10 \lg(r_1/r_i))$ зависимость (3) является линейной и методом наименьших квадратов было вычислено значение коэффициента n по измеренным значениям амплитуд $A_V(r_i)$ и расстояний r_i . Показатель затухания n в лаборатории оказался равен $n = 1.1$, в коридоре $n = 1.5$. В обоих случаях его значение меньше двух, что демонстрирует эффект накопления мощности полезного сигнала в приемнике [6] по отношению к каналу с одним лучом и тем самым эффективно увеличивает энергетический резерв линии связи.

Сравнение формы огибающей импульсов мощностью 1 и 100 мВт выявляет две качественно различные картины многолучевого распространения. Огибающая импульсов мощностью 1 мВт претерпевает незначительное расширение по отношению к номинальной длительности импульсов, так как задержки в приходе лучей, обнаруживаемых приемником, незначительно превосходят длительность импульса. Практически это означает, что для предотвращения межсимвольной интерференции, достаточно применять защитный интервал, равный длительности импульса. Благодаря некогерентному сложению СШП сигналов отношение сигнал — шум в точке приема для таких импульсов в многолучевом канале выше, чем в канале с одним лучом при прочих равных условиях [6]. Энергетический резерв в этом случае снизу ограничивается чувствительностью приемника, сверху — фактической мощностью принимаемого сигнала. Например, для расстояния 1 м в условиях лаборатории он составляет 31.5 дБ, в условиях коридора — 30 дБ.

4. Заключение

Для импульсов мощностью 100 мВт доля лучей, обнаруживаемых приемником, увеличивается, причем эти лучи приходят с существенно большими задержками. После импульсов по прямому лучу возможно по-

явление отраженных импульсов, которые будут помехой для информационных импульсов, поступающих по прямому лучу. На практике это может дать непредсказуемую зависимость отношения сигнал — многолучевая помеха от конкретных условий распространения СШП сигнала, которая не укладывается в модели ³ [2, 3], и для которой заранее сложно выбрать величину защитного интервала, которая бы гарантировала отсутствие межимпульсной интерференции. Складывается ситуация, в которой попытка повышения отношения сигнал — помеха в точке приема за счет увеличения мощности излучаемого сигнала приводит не к повышению, как это было бы для канала с одним лучом (канала с шумом), а к снижению этого отношения. Возвращаясь к описанным экспериментам, для ситуации распространения сигнала в коридоре, где имеется эффективный отражатель, энергетический резерв ограничивается снизу отраженным лучом, так что доступный диапазон по энергетике канала составит $(1.7—0.8 \text{ V})/0.021 \sim 43$ дБ вместо 53 дБ, если бы он ограничивался чувствительностью приемника. В силу линейности канала улучшение чувствительности приемника также приведет к аналогичным следствиям: количество лучей, обнаруживаемых приемником, будет расти, а многолучевая картина усложняться. Полученный в работе результат позволяет корректно ставить задачу по компенсации многолучевого распространения при практической разработке СШП беспроводных приемопередающих систем.

Список литературы

- 1 Molisch A. F. Ultra-Wide-Band Propagation Channels // Proc. of the IEEE. 2009. Т. 97. № 2. С. 353—371.
- 2 Kunisch J., Pamp J. UWB Channel Soundings and Models – Literature Overview // <http://www.ieee802.org/15/pub/04/15-04-0196-00-004a-802-15-4a-channel-sounding-overview.pdf>
- 3 Renzo M., Graziosi F., Minutolo R., Montanari M., Santucci F. The ultra-wide bandwidth outdoor channel : From measurement campaign to statistical modelling // Mobile Networks and Applications. 2006. Т. 11. № 4. С. 451—467.
- 4 Santos T., Karedal J., Almers P., Tufvesson F., Molisch A.F. Modeling the Ultra-Wideband Outdoor Channel : Measurements and Parameter Extraction Method // IEEE Trans. on wireless communications. 2010. Т. 9. № 1. С. 282—290.
- 5 Khawaja W., Guven I., Matolak D. UWB Channel Sounding and Modeling for UAV Air-to-Ground Propagation Channels // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Washington. DC. 2016. С. 1—7.
- 6 Andreyev Yu. V., Dmitriev A. S., Efremova E. V., Khilinsky A. D., Kuzmin L. V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications // Int. J. Bifurcation and Chaos. 2005. Т. 15. № 11. С. 3639—3651.
- 7 Kuzmin L. V. Noise immunity of the wireless communications scheme based on ultrawideband chaotic radio pulses in multipath channels // J. Communications Technology and Electronics. 2011. Т. 56. № 4. С. 367—383.

- 8 Dmitriev A. S., Efremova E. V., Gerasimov M. Yu. Multimedia Sensor Networks Based on Ultrawideband Chaotic Radio Pulses // J. Communications Technology and Electronics. 2015. Т. 60. № 4. С. 393—401.
- 9 Кузьмин Л. В., Рыжов А. И., Андреев Ю. В., Попов М. Г. Сверхширокополосная беспроводная сенсорная сеть для передачи непрерывных потоков данных // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 1 (27). С. 91—102.

Информация об авторах

Кузьмин Лев Викторович, ведущий научный сотрудник Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва, Российская Федерация. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Гриневич Александр Валерьевич, студент московского государственного университета им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Российская Федерация.

Information about the authors

Lev V. Kuzmin, leading scientific researcher of the Kotel'nikov Institute of RadioEngineering and Electronics of the RAS, Moscow, Russian Federation. ORCID 0000-0003-0466-881X.

Alexander V. Grinevich, student of Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.