ISSN 1727-2769

ДОКЛАДЫ **АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ** РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

№ 1 (58) ЯНВАРЬ–МАРТ 2023

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Журнал публикует статьи о новых конкретных результатах законченных оригинальных и особенно имеющих приоритетный характер исследований в области инноваций, а также в области физико-математических и технических наук по группам специальностей (в соответствии с распоряжением Минобрнауки России от 28.12.2018 № 90-р):

Физико-математические науки

- 1.3.8-Физика конденсированного состояния
- 1.3.14-Теплофизика и теоретическая теплотехника
- 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 2.2.14-Антенны, СВЧ устройства и их технологии
- 2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- 2.2.16-Радиолокация и радионавигация

Технические науки

- 1.3.8-Физика конденсированного состояния
- 1.3.11-Физика полупроводников
- 1.3.14-Теплофизика и теоретическая теплотехника
- 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 2.2.14 Антенны, СВЧ устройства и их технологии
- 2.2.15-Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- 2.2.16-Радиолокация и радионавигация
- 2.4.1 Теоретическая и прикладная электротехника
- 2.4.2-Электротехнические комплексы и системы

Все рукописи рецензируются, по результатам рецензирования редколлегия принимает решение о целесообразности опубликования материалов. Для авторов публикация является бесплатной.

Редакция журнала «Доклады АН ВШ РФ» просит авторов при подготовке статей строго соблюдать правила, доступные по адресу http://journals.nstu.ru/doklady/rules. Статьи, оформленные с нарушением правил, отклоняются без рецензирования.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

2023

январь – март

№ 1 (58)

Выходит четыре раза в год ISSN 1727-2769

Учредитель

Новосибирский государственный технический университет

Главный редактор

А.Г. Вострецов, д-р техн. наук, проф., засл. деятель науки РФ

Заместитель главного редактора

В.Н. Васюков, д-р техн. наук, проф.

Редакционный совет

М. Грайцар, PhD, проф. (Словакия) Д.В. Винников, д-р техн. наук, проф. (Эстония) А. Загоскин, PhD (Великобритания) Е.В. Ильичев, д-р физ.-мат. наук, проф. (Германия) М.Н. Клымаш, д-р техн. наук, проф. (Украина) К.Ю. Арутюнов, д-р физ.-мат. наук, проф. А.В. Бурдаков, д-р физ.-мат. наук, проф. И.С. Грузман, д-р техн. наук, проф. А.О. Давидов, д-р техн. наук Г.Н. Девятков, д-р техн. наук, проф. В.П. Драгунов, д-р техн. наук, доц. С.Л. Елистратов, д-р техн. наук А.И. Легалов, д-р техн. наук, проф. И.Ф. Лозовский, д-р техн. наук, проф. В.Ю. Нейман, д-р техн. наук, проф. М.И. Низовцев, д-р техн. наук, проф. О.В. Нос, д-р техн. наук, проф. В.П. Разинкин, д-р техн. наук, проф. В.Я. Рудяк, д-р физ.-мат. наук, проф. А.А. Спектор, д-р техн. наук, проф. А.Н. Сычев, д-р техн. наук, проф. С.П. Халютин, д-р техн. наук, проф. С.А. Харитонов, д-р техн. наук, проф. В.Д. Юркевич, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь

Д.О. Соколова, канд. техн. наук

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций в 2021 г. (свидетельство ПИ № ФС 77–81374 от 30.06.2021 г.)

Адрес редакции, издателя: 630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20, НГТУ, корп. 1, ком. 346, телефон: (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Новосибирский государственный технический университет, 2023 г.

SCIENTIFIC JOURNAL

PROCEEDINGS OF THE RUSSIAN HIGHER SCHOOL ACADEMY OF SCIENCES

2023

January – March

№ 1 (58)

Journal is published quarterly ISSN 1727-2769

Journal was established by Novosibirsk State Technical University

Chief Editor

A.G. Vostretsov, D.Sc. (Eng.), Prof., Honoured Science Worker of Russian Federation

Deputy Chief Editor

V.N. Vasyukov, D.Sc. (Eng.), Prof.

Editorial Council

M. Grajcar, PhD, Prof. (Slovakia) D.V. Vinnikov, D.Sc. (Eng.), Prof. (Estonia) A.M. Zagoskin, PhD (United Kingdom) E.V. Ilvichev, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. (Germany) M.M. Klymash, D.Sc. (Eng.), Prof. (Ukraine) K.Yu. Arutyunov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. A.V. Burdakov, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. I.S. Gruzman, D.Sc. (Eng.), Prof. A.O. Davidov, D.Sc. (Eng.) G.N. Devyatkov, D.Sc. (Eng.), Prof. V.P. Dragunov, D.Sc. (Eng.), Assoc. Prof. S.L. Elistratov, D.Sc. (Eng.) A.I. Legalov, D.Sc. (Eng.), Prof. I.F. Lozovskiy, D.Sc. (Eng.), Prof. V.Yu. Neyman, D.Sc. (Eng.), Prof. M.I. Nizovtsev, D.Sc. (Eng.), Prof. O.V. Nos, D.Sc. (Eng.), Prof. V.P. Razinkin, D.Sc. (Eng.), Prof. V.Ya. Rudyak, D.Sc. (Phys.&Math.), Prof. A.A. Spector, D.Sc. (Eng.), Prof. A.N. Sychev, D.Sc. (Eng.), Prof. S.P. Khaljutin, D.Sc. (Eng.), Prof. S.A. Haritonov, D.Sc. (Eng.), Prof. V.D. Yurkevich, D.Sc. (Eng.), Prof.

Executive Secretary

D.O. Sokolova, C.Sc.(Eng.)

Editor and Publisher Address: Office 346, 20 bld. 1, K. Marx Prospect, Novosibirsk, 630073, Russian Federation. Tel: +7 (383) 315-39-42. E-mail: danvshrf@corp.nstu.ru

© Novosibirsk State Technical University, 2023

2023

январь – март

№ 1 (58)

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Бесов А.С., Грибовский А.Г., Куликов А.В.,
Рогожников В.Н., Снытников П.В.
Перспективы и преимущества использования
металлосетчатых каталитических реакторов
для газовых отопительных систем и бытовых
нагревательных приборов7

Варданян В.А., Максимов А.С.

Имитационная программа для оценки влияния нелинейных	
фазовых искажений на показатели качества сигналов	
в оптическом тракте	18

Девятков Г.Н.

Автоматизированный синтез многополосовых согласующих	
устройств	.31

Скулина Е.Г., Савиных И.С.

Вычис	слительная эф	фективное	ть интерпол	ирован	ных пол	00-	
но-заг	раждающих с	фильтров д	ля нечетных	спектр	альных з	зон	.56

Слободяненко А.А., Ромодин В.Б., Шебалкова Л.В.

Компенсация влияния зонда при измерениях ближнего пол	Я
антенны на плоскости	67

PROCEEDINGS OF RUSSIAN HIGHER SCHOOL ACADEMY OF SCIENCES

2023 January – March № 1 (58)

CONTENTS

TECHNICAL SCIENCES

Vardanyan V.A., Maksimov A.S.

A simulation progra	im for assessi	ng the effect	t of nonlinear	phase	
distortions on the qu	ality of signa	als in the opt	ical path	1	8

Devyatkov G.N.

Automated synthes	is of multiband	d matching devi	ices	
			•••	

Zubarev V.Yu., Ponomarenko B.V., Vostretsov A.G.	
On the choice of elementary signals	
for complex signal radio systems	.39

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь–март

№ 1 (58)

УДК 536.46

2023

ПЕРСПЕКТИВЫ И ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТАЛЛОСЕТЧАТЫХ КАТАЛИТИЧЕСКИХ РЕАКТОРОВ ДЛЯ ГАЗОВЫХ ОТОПИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И БЫТОВЫХ НАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

А.С. Бесов¹, А.Г. Грибовский², А.В. Куликов², В.Н. Рогожников², П.В. Снытников²

¹Институт гидродинамики им. М. А. Лаврентьева СО РАН ²Федеральный исследовательский центр «Институт катализа им. Г.К. Борескова»

Настоящая статья ставит своей целью ознакомить как можно большее количество специалистов в области теплотехники и теплоэнергетики с возможностями и преимуществом разработанных в Институте катализа СО РАН металлосетчатых каталитических нагревателей. Показано их принципиальное отличие от каталитических нагревателей, в которых в качестве носителей катализаторов окисления используются керамические или стекловолоконные структуры. Приведены практические примеры реализации данной технологии на примере водогрейного котла, инфракрасных нагревателей и других малогабаритных бытовых приборов. Экспериментально показано, что подводимый газ окисляется полностью, а КПД лабораторного, даже неоптимизированного образца водогрейного котла, определяемого по температуре воды на входе и выходе из устройства, не ниже 85 % в диапазоне от 15 до 100 % номинальной мощности и 93 % в режиме малых мощностей. Представленная технология позволяет плавно регулировать мощность нагревателя во всем реализованном на практике диапазоне от 1,5 до 10 кВт с коэффициентом перекрытия по мощности около 7.

Ключевые слова: катализ, металлосетчатые каталитические реакторы, газовые отопительные системы, бытовые каталитические нагреватели, полное окисление.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-7-17

Введение

В последние годы газовые отопительные системы широко используются для обогрева малоэтажных домовладений, а правительство активно развивает программу газификации российских регионов. Это обусловлено их эффективностью, относительной дешевизной и удобством использования. Очевидно, что КПД газовых котлов существенно выше твердотопливных, так как в газе отсутствуют пары воды, содержание которой в дровах и каменном угле может доходить до 20 %, а в бурых углях до 40 %. Природный газ перед подачей потребителю проходит процедуру осушки, что позволяет исключить затраты на испарение воды. Это преимущество позволяет некоторым производителям утверждать, что КПД их газовых котлов превышает 90 %. Например для котла КСГ-10С «Очаг»- Стандарт производитель заявляет КПД в 92 % [1], хотя считается [2], что при рабочих температурах теплоносителя 40...80°, среднегодовой КПД атмосферных газовых котлов не превышает 85 %. Однако мы не будем рассматривать ситуацию только с точки зрения экономии топлива и углубляться в тонкости расчетов КПД, а обра-

© 2023 Бесов А.С., Грибовский А.Г., Куликов А.В., Рогожников В.Н., Снытников П.В.

тим внимание на ряд характерных для стандартных газовых котлов с пламенными горелками принципиальных недостатков:

1. Отсутствие возможности плавной регулировки мощности во всем диапазоне, так как газовые пламенные горелки эффективны только в оптимальном режиме, а снижение подачи газа выводит их из этого режима, значительно снижая КПД устройства. Для регулировки мощности таких систем необходимо либо использовать несколько горелок разной мощности, либо включать и выключать их с заданной скважностью.

2. Неполное сгорание газа при попытках регулировки мощности пламенных горелок изменением расхода газа, так как малейшие отклонения от оптимального режима горения могут привести к его неполному окислению и отравлению угарным газом.

3. Выбросы несгоревших углеводородов и монооксида углерода при гашении и последующем включении пламенных горелок в режиме импульсной регулировки мощности. Часто это выражается в присутствие запаха соответствующих одорантов в помещениях, где располагаются газовые котлы, работающие в таком режиме.

4. При использовании пламенных газовых горелок, для которых оптимальный режим определяется цветом пламени, которое должно быть голубым и, соответственно, иметь температуру не менее 1200 °C, неизбежна генерация значительных количеств NO_x из-за взаимодействия кислорода с азотом воздуха. При хорошей вентиляции это не доставляет особых проблем, но ведет к загрязнению окружающей среды.

Эти проблемы не новы и неоднократно предпринимались попытки их решения с использованием инфракрасных газовых горелок, в которых сжигание газа осуществляется при рабочих температурах 900...1000 °С на развитой поверхности, сформированной с помощью мелкой металлической сетки или керамической пластины с многочисленными отверстиями в ней. Такие устройства создают иллюзию практически беспламенного сжигания топлива и даже допускают плавную регулировку мощности, чем стимулируют народных умельцев на эксперименты с самодельными устройствами такого типа [3]. Однако авторами работы [4] было показано, что кроме несущественного снижения рабочей температуры, использование инфракрасных горелок особых преимуществ не дает. Ими был предложен подход, при котором металлосетчатый нагреватель дополнялся сеткой с нанесенным на нее катализатором окисления, которая успешно выполняла функции дожигателя продуктов окисления углеводородов. Было показано, что в присутствии дополнительной сетки с катализатором, осуществляется эффективное окисление остаточных углеводородов и существенно снижается уровень выбросов монооксида углерода (с 120 до 3...5 ррт) [4]. Очевидно, что оптимальным решением может быть совмещение функций металлосетчатого инфракрасного нагревателя и сетки с катализатором дожигания.

1. Металлосетчатый катализатор

Далее, в рамках совмещения функций этих двух устройств в одном, сотрудниками ИК СО РАН была разработана технология подготовки поверхности сетчатых металлических носителей для нанесения катализаторов окисления углеводородов, которая обеспечила хорошую механическую прочность и термостойкость слоя катализатора при сохранении его каталитической активности [5, 6]. На рис. 1, *а* представлен поперечный срез одной проволочки такого металлосетчатого каталитического элемента. Здесь на поверхности металла отчетливо виден оксидный защитный слой толщиной от 10 до 25 мкм, позволяющий зафиксировать на нем тонкий слой (25...50 мкм) пористой керамики на основе Al_2O_3 (η-фаза) с удельной поверхностью до 250 м²/гр. Микроструктура пористой керамической подложки представлена на рис. 1, δ , а суть технологии предварительной активации поверхности металла для ее нанесения изложена в патенте RU 2414424 [7]. Полученная основа в дальнейшем пропитывается катализаторами окисления углеводородов, оптимального для каждого вида топлива состава. На рис. 1, ϵ представлен фрагмент поверхности металлосетчатого каталитического элемента, а рис. 1, ϵ демонстрирует механические свойства полученной подложки. Видно, что даже при изгибах несущей сетки, существенно превышающих угол в 90 градусов, каталитическое покрытие не разрушается и не отслаивается, что открывает широкие перспективы его технологического применения для создания нагревателей сложной формы.



Рис. 1 – Поперечный срез одной проволочки металлосетчатого каталитического элемента:

а – поперечный срез проволочки металлосетчатого каталитического элемента; б – микроструктура пористой керамической подложки; в – фрагмент подложки, покрытой слоем пористой керамики;
 г – демонстрация устойчивости полученной подложки к изгибу

Fig. 1 – A cross-section of a wire of a metal-mesh catalytic element:

a - a cross-section of a wire of a metal-mesh catalytic element; b - the microstructure of a porous ceramic substrate; c - a fragment of a substrate coated with a layer of porous ceramics; d - a demonstration of the stability of the resulting substrate to bending

2. Каталитические нагреватели

С использованием данной технологии в ИК СО РАН была разработана и испытана в лабораторных условиях серия металлосетчатых каталитических реакторов мощностью от 100 Вт до 10 кВт.

На рис. 2 представлены некоторые из них: *а* – нагреватель мощностью 1500 Вт, который встраивается в стандартную туристическую газовую плитку вместо конфорки и позволяет использовать изделие как плитку в горизонтальном положении и как направленный инфракрасный обогреватель в произвольном

положении. Диаметр каталитического элемента 71 мм при высоте 30 мм; δ – походный нагреватель мощностью 3 кВт для кругового обогрева окружающего пространства диаметром 71 мм при высоте 66 мм и ϵ – цилиндрический каталитический нагреватель номинальной мощностью 10 кВт для пилотного образца водогрейного котла. Нагреватели, изображенные на рис. 2, a и δ , работают на пропан-бутановой смеси и допускают регулировку рабочей температуры в диапазоне от 270 до 900 °С. Цилиндрический каталитический нагреватель, показанный на рис. 2, ϵ , реализует беспламенное каталитическое окисление природного газа начиная с температуры 600 °С и обеспечивает степень утилизации, равную практически 100 % при плавной регулировке генерируемой им мощности в диапазоне от 30 до 100 % номинального значения без снижения КПД.



Рис. 2 – Каталитические нагреватели:

 а – направленный инфракрасный обогреватель мощностью 1500 Вт; б – походный нагреватель мощностью 3 кВт; в – цилиндрический каталитический металлосетчатый нагреватель мощностью 10 кВт для пилотного образца водогрейного котла

Fig. 2 – Catalytic heaters:

a – directional infrared heater with a power of 1500 W; b – a 3 kW camping heater; c – a cylindrical catalytic metal mesh heater with a power of 10 kW for a pilot sample of a hot water boiler

Пилотный образец компактного двухступенчатого водогрейного котла, подготовленного для проведения испытаний, представлен на рис. 3. Первая ступень водогрейного котла (1) сделана из нержавеющей стали и представляет собой полый цилиндр с размещенным по оси каталитическим нагревательным элементом (рис. 2, e). Первый контур съема тепла представляет из себя гофрированную черненую металлическую трубку, которая намотана между нагревательным элементом и стенкой корпуса котла; 2 – вторая ступень нагревателя с размещенным внутри вторым, намотанным в виде спирали Архимеда, контуром съема тепла и каталитическим дожигателем; 3 – конус для контролируемого сброса продуктов реакции в вытяжку; 4 – штуцер для ввода метано-воздушной смеси; 5 – штуцеры подвода и отвода воды.

На рис. 4 представлен продольный разрез, поясняющий внутреннее устройство этого компактного двухступенчатого водонагревательного котла.

Рис. 3 – Компактный двухступенчатый водонагревательный котел:

1 – первая ступень с размещенным внутри каталитическим нагревательным элементом и первым контуром съема тепла; 2 – вторая ступень нагревателя с размещенным внутри вторым контуром съема тепла и каталитическим дожигателем; 3 – конус для контролируемого сброса продуктов реакции в вытяжку; 4 – ввод метано-воздушной смеси; 5 – штуцеры подвода и отвода воды

Fig. 3 – Compact two-stage water heating boiler:

I – the first stage with a catalytic heating element placed inside and the first heat removal circuit; 2 – the second stage of the heater with a second heat removal circuit and a catalytic afterburner placed inside; 3 – a cone for controlled discharge of reaction products into the exhaust; 4 – the introduction of a methane-air mixture; 5 – water supply and discharge fittings





Рис. 4 – Устройство компактного двухступенчатого водонагревательного котла:

I – корпус; 2 – металлосетчатый каталитический нагревательный элемент; 3 – первый контур съема тепла; 4 – зона размещения каталитического дожигателя; 5 – второй контур съема тепла; 6 – штуцеры подвода и отвода воды; 7 – ввод метановоздушной смеси; 8 – пьезоподжиг; 9 – термопара

Fig. 4 – The device of a compact two-stage water heating boiler

l – body; 2 – metal mesh catalytic heating element; 3 – the first circuit of heat removal; 4 – area of catalytic afterburner placement; 5 – second heat removal circuit; 6 – water inlet and outlet fittings; 7 – methane-air mixture inlet; 8 – piezo ignition; 9 – thermocouple

3. Результаты испытаний

Испытания представленного на рис. 3 компактного двухступенчатого водонагревательного котла проводились в трех режимах при изменении мощности нагревателя от 1 до 10 кВт. Ставилась цель не получить максимальный КПД устройства, а определить устойчивость и относительную эффективность его работы. Мощность задавалась и контролировалась расходом метано-воздушной смеси при соотношении метана к воздуху 1:10. Полнота сгорания контролировалась по наличию метана и монооксида углерода на выходе из нагревателя. В конфигурации с каталитическим элементом дожигания концентрация метана в диапазоне мощностей от 3 до 10 кВт не превышала 4 ррт, а монооксида углерода 8 ррт. При этом температура отходящих газов в конусе для контролируемого сброса продуктов реакции (рис. 3, 3) менялась в диапазоне от 117 °С при мощности 3 кВт до 295 °С при мощности 10 кВт. Максимальная мощность в 10 кВт ограничивалась параметрами регулятора расхода воздуха и достигалась при расходе метана 15,08 л/мин. и расходе воздуха 150,8 л/мин.

КПД водонагревательного котла измерялся для трех его модификаций:

1 – с металолсетчатым нагревательным элементом без катализатора (инфракрасная горелка);

2 - с металлосетчатым каталитическим нагревательным элементом;

3 – с металлосетчатым каталитическим нагревательным элементом и каталитическим элементом дожигания.

КПД определялся как отношение тепла, затраченного на нагрев воды в заданном интервале времени к теплоте, выделившейся при сгорании метана. Затраченное на нагрев воды тепло контролировалось по температуре воды на входе и на выходе из водонагревательного котла при заданном ее расходе. Отметим, что никаких мер по теплоизоляции корпуса котла и рекуперации тепла уходящих газов не производилось. Результаты вычислений КПД представлены в таблице и графически на рис. 5.

Результаты тестирования опытного образца водонагревательного котла
Results of testing a prototype water-heating boiler

№ п/п / No	Расход при- родного газа/воздуха (л/мин) / Natural gas/air con- sumption (l/min)	Мощность нагревательного устройства / Heating device power	Расход воды, г/с / Water con- sumption, g/s	Температура воды на выходе, °C / Outlet water temperature, °C	Температура воды на входе, °С / Inlet water temperature, °C	КПД, % / Efficiency factor,%
	Режим сжиган	ния природного га	за на металлос	еточной инфра	акрасной горел	іке /
1	15 08/150 8	10	37.72	70.5	19.1	81.4
2	11.31/113.1	7.5	37.73	57.8	19,1	81.6
3	7,54/75,4	5	39,27	43,1	19	79,8
4	4,52/45,2	3	36,62	34,6	19	79,5
5	2,26/22,62	1,5	35,44	27	18.8	81,3
Режим каталитического сжигания природного газа на металлосетчатом каталитическом элементе / The mode of catalytic combustion of natural gas on a metal-mesh catalytic element						
1	15,08/150,8	10	51,63	57,8	18,6	85
2	11,31/113,1	7,5	49	48,3	18,5	81,7
3	7,54/75,4	5	46,3	41,3	18,5	87,5
4	4,52/45,2	3	49,7	30,5	18,3	84,2
5	2,26/22,62	1,5	47,6	24,4	18,2	85,3
Режим каталитического сжигания природного газа на металлосетчатом каталитическом элементе с модулем дожигания/ The mode of catalytic combustion of natural gas on a metal-mesh catalytic element with an afterburning module						
1	15,08/150,8	10	33,78	78,7	19,2	88,4
2	11,31/113,1	7,5	31,7	67,1	19,1	84,7
3	7,54/75,4	5	30,9	47,7	19,5	89,8
4	4,52/45,2	3	30,3	39,8	19	88,3
5	2,26/22,62	1.5	24,3	30,2	18,9	93,5



Рис. 5 – Коэффициент полезного действия двухступенчатого водогрейного котла с различными модификациями нагревательного элемента:

1 – сеточный нагревательный элемент без катализатора; 2 – сеточный нагревательный элемент с катализатором; 3 – водогрейный котел с сеточным каталитическим нагревательным элементом, оснащенный каталитическим дожигателем

Fig. 5 – Efficiency of a two-stage hot water boiler with various modifications of the heating element:

I – mesh heating element without catalyst; 2 – mesh heating element with a catalyst; 3 – Hot water boiler with mesh catalytic heating element, equipped with a catalytic afterburner

Испытания показали, что устойчивая работа нагревателя начинается при мощности свыше 1,5 кВт. При снижении мощности до 1 кВт поверхность катализатора охлаждается ниже критических температур, газ окисляется не полностью, возрастает выброс СО и резко снижается КПД. При мощности в 10 кВт, которая ограничивалась возможностями регуляторов расхода газов, металлосетчатый беспламенный нагреватель с каталитическим элементом работает стабильно, а с катализатором дожигания КПД представленного водогрейного котла в некоторых режимах превышал 93 %. При интенсивном отводе тепла конструкция нагревателя позволяет доводить его мощность до 20 кВт и более без ущерба для работоспособности изделия.

Заключение

Резюмируя представленные результаты, можно отметить, что даже без дополнительной теплоизоляции корпуса водогрейного котла и рекуперации тепла отходящих газов, благодаря эффективному окислению газа на поверхности металлосетчатого каталитического нагревателя, удалось получить достаточно высокий КПД устройства, который характерен для оптимизированных газовых котлов в оптимальных режимах их работы. Отметим, что даже на неоптимизированном пилотном образце газового котла металлосетчатый каталитический нагреватель обеспечивает плавную регулировку мощности с перекрытием около 7 во всем реализованном на практике диапазоне от 1,5 до 10 кВт, тогда как для горелок ГГСБ и RIELLO он равен 4 и 6 соответственно. И это не предел, так как энергонапряженность представленного каталитического нагревателя на мощности 10 кВт не превышает 15 кВт/см² при допустимых 80 кВт/см². Таким образом, простые оценки позволяют заключить, что при создании оптимизированной эффективной системы теплосъема с данного каталитического нагревателя без выхода на предельные режимы можно снимать до 50 кВт тепловой мощности, а соответствующий коэффициент перекрытия по мощности может достигать 33 и более единиц.

Отметим основные преимущества представленных в статье металлосетчатых каталитических нагревателей.

1. Сжигание газообразных углеводородов осуществляется каталитическим (беспламенным) способом при температуре от 270 до 800 °C с минимальным выбросом вредных продуктов.

2. Изделие не боится перегрева. Сохраняет свои рабочие характеристики и не разрушается при перегреве до 900...950 °C.

3. Снижаются общие требования к температуростойкости используемых конструкционных материалов. Как следствие, снижается и себестоимость конечной продукции.

4. Имеется возможность профилировать каталитические нагреватели по форме нагреваемого объекта для максимальной эффективности передачи тепла последнему.

5. Благодаря малой массе сеток с катализатором нагреватели имеют минимальную инерционность, моментально нагреваются и остывают, а высокая теплопроводность металла подложки способствует выравниванию температуры поверхности нагревательного элемента и позволяет избежать критических локальных перегревов катализатора.

6. Широкий диапазон регулировки мощности нагревателя с сохранением высокой эффективности сжигания используемого топлива.

7. Высокая стойкость к деформационным и ударным нагрузкам. Каталитический слой не отслаивается, а деформированное изделие продолжает также эффективно работать.

8. Удельная мощность, снимаемая с единицы поверхности металлосетчатого катализатора при использовании природного газа может варьироваться в диапазоне от 10 до 80 Вт/см² и определяется эффективностью теплосъема.

Надеемся, что специалисты в области теплофизики и теплоэнергетики оценят указанные преимущества металлосетчатых каталитических нагревателей, заинтересуются данной технологией и помогут создать на ее основе более совершенные отопительные системы. Пожалуй, единственным недостатком таких устройств и серьезным препятствием на пути их внедрения в повседневную жизнь является необходимость использования драгметаллов, работа с которыми в нашей стране жестко контролируется и требует специального контроля и учета. Однако стоит отметить, что стоимость применяемых драгметаллов мала на фоне общей себестоимости изделий. Многолетние попытки найти им замену пока не увенчались успехом. Здесь, как и в электротехнике, где хорошие контакты могут обеспечить только сплавы на основе драгметаллов, альтернативных решений катализаторам на основе драгметаллов пока не найдено.

ЛИТЕРАТУРА

- КСГ-10 С «Очаг»-Стандарт. URL: http://sgaz.ru/clients/kettle/kettle_pol/seriya-standart/ ksg-10t/ (дата обращения: 13.03.2023).
- Сравнение теплоты сгорания, коэффициента утилизации тепла и КПД при отоплении газом, жидким и твердым топливом. – URL: https://www.avtonomgaz.ru/info/otoplenie/ sravnenie-otoplenie-gazom/ (дата обращения: 13.03.2023).

- Инфракрасные горелки в газовый котел отопления. URL: https://yandex.ru/video/ preview/10435295283969942763 (дата обращения: 13.03.2023).
- 4. Василик Н.Я., Порсин А.В., Шмелёв В.М. Экологические характеристики инфракрасных горелочных устройств с каталитическим радиационным экраном // Химическая физика. – 2019. – Т. 38, № 1. – С. 55–61.
- Structured reactors on a metal mesh catalyst for various applications / A.V. Porsin, A.V. Kulikov, V.N. Rogozhnikov, A.N. Serkova, A.N. Salanov, K.I. Shefer // Catalysis Today. – 2016. – Vol. 273. – P. 213–220.
- Structured catalytic burner for deep oxidation of hydrocarbons / V.N. Rogozhnikov, A.V. Kulikov, D.I. Potemkin, A.P. Glotov, G.O. Zasypalov, P.V. Snytnikov // Catalysis Communications. – 2021. – Vol. 149. – P. 106198.
- Патент № 2414424 Российская Федерация. Способ активирования алюминия и устройство для его реализации: № 2009116981: заявл. 04.05.2009: опубл. 10.11.2010, Бюл. № 31 / Низовский А.И., Новиков А.А., Кириллов В.А., Бухтияров В.И.; патентообладатель: Институт катализа им. Г.К. Борескова Сибирского отделения РАН.

PROSPECTS AND ADVANTAGES OF USING METAL GRID CATALYTIC REACTORS FOR GAS HEATING SYSTEMS AND HOUSEHOLD HEATING APPLIANCES

Besov A.S.¹, Gribovsky A.G.², Kulikov A.V.², Rogozhnikov V.N.², Snytnikov P.V.²

¹Lavrentyev Institute of Hydrodynamics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Novosibirsk, Russia ²Boreskov Institute of Catalysis of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Novosibirsk, Russia

This article aims to acquaint as many specialists in the field of heat engineering and thermal power engineering as possible with the possibilities and advantages of metal-mesh catalytic heaters developed at the Institute of Catalysis SB RAS. They are shown to be fundamentally different from catalytic heaters in which ceramic or glass-fiber structures are used as carriers of oxidation catalysts. Practical examples of the implementation of this technology on the example of a hot water boiler, infrared heaters and other small-sized household appliances are given. It was shown experimentally that the supplied gas is oxidized completely, and the efficiency of the laboratory, even unoptimized sample of hot water boiler determined by the inlet and outlet water temperature is not lower than 85 % in the range from 15 to 100 % of nominal capacity and 93 % in the low-power mode. The presented technology enables smooth regulation of the heater output within the whole range from 1.5 to 10 kW with power overlap factor of about 7.

Keywords: catalysis, metal mesh catalytic reactors, gas heating systems, catalytic heaters, complete oxidation

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-7-17

REFERENCES

- 1. KSG-10 S «Ochag»- Standart [Convection gas boiler KSG-10 S "Ochag"- Standart]. Available at: http://sgaz.ru/clients/kettle/kettle_pol/seriya-standart/ksg-10t/ (accessed 13.03.2023).
- Sravnenie teploty sgoraniya, koeffitsienta utilizatsii tepla i KPD pri otoplenii gazom, zhidkim i tverdym toplivom [Comparison of calorific values, heat recovery factors and efficiency for heating with gas, liquid and solid fuels]. Available at: https://www.avtonomgaz.ru/info/ otoplenie/sravnenie-otoplenie-gazom/ (accessed 13.03.2023).

- 3. *Infrakrasnye gorelki v gazovyi kotel otopleniya* [Infrared burners for a gas heating boiler]. Available at: https://yandex.ru/video/preview/10435295283969942763 (accessed 13.03.2023).
- 4. Vasilik N.Ya., Porsin A.V., Shmelev V.M. Ekologicheskie kharakteristiki infrakrasnykh gorelochnykh ustroistv s kataliticheskim radiatsionnym ekranom [Environmental characteristics of infrared burners with a catalytic radiation screen]. *Khimicheskaya fizika = Russian Journal of Physical Chemistry B: Focus on Physics*, 2019, vol. 38, no. 1, pp. 55–61. (In Russian).
- Porsin A.V., Kulikov A.V., Rogozhnikov V.N., Serkova A.N., Salanov A.N., Shefer K.I. Structured reactors on a metal mesh catalyst for various applications. *Catalysis Today*, 2016, vol. 273, pp. 213–220.
- Rogozhnikov V.N., Kulikov A.V., Potemkin D.I., Glotov A.P., Zasypalov G.O., Snytnikov P.V. Structured catalytic burner for deep oxidation of hydrocarbons. *Catalysis Communications*, 2021, vol. 149, p. 106198.
- Nizovskij A.I., Novikov A.A., Kirillov V.A., Bukhtijarov V.I. Sposob aktivirovaniya alyuminiya i ustroistvo dlya ego realizatsii [Method of activating aluminium and apparatus for realising said method]. Patent RF, no. 2414424, 2010.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Бесов Алексей Сергеевич – родился в 1961 году, канд. физ.-мат. наук, с.н.с., старший научный сотрудник Лаборатории экспериментальной прикладной гидродинамики, Институт гидродинамики СО РАН. Область научных интересов: гетерогенный катализ, гидроразрыв пласта, реология, фотокатализ. Опубликовано 40 научных работ. (Адрес 630090, Россия, Новосибирск, пр. Лаврентьева, 15. E-mail: besov@catalysis.ru).

Besov Alexey Sergeevich (b. 1961) – Candidate of Sciences (Math.&Phys.), senior researcher, acting head of the laboratory, Laboratory of Experimental Applied Hydrodynamics, Lavrentyev Institute of Hydrodynamics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences. His research interests are currently focused on heterogeneous catalysis, hydraulic fracturing, rheology, photocatalysis. He is author of 40 scientific papers. (Address: 15, Akademika Lavrentieva Av., Novosibirsk, 630090 Russia. E-mail: besov@catalysis.ru).



Грибовский Александр Георгиевич – родился в 1980 году, канд. техн. наук, научный сотрудник, отдел тонкого органического синтеза, Институт катализа СО РАН. Область научных интересов: микроканальные системы в химических технологиях, разработка научного оборудования. Опубликовано 73 научные работы. (Адрес 630090, Россия, Новосибирск, пр. Лаврентьева, 5. E-mail: gribovsk@catalysis.ru).

Gribovskiy Alexander Georgievich (b. 1980) – Candidate of Sciences (Eng.), researcher, department of fine organic synthesis, Boreskov Institute of Catalysis SB RAS. His research interests are currently focused on microchannel systems in chemical engineering and development of scientific equipment. He is author of 73 scientific papers. (Address: 5, Akademika Lavrentieva Av., Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: gribovsk@catalysis.ru).



Куликов Александр Владимирович – родился в 1959 году, канд. техн. наук, научный сотрудник отдела гетерогенного катализа Института катализа СО РАН. Область научных интересов: гетерогенный катализ, водородная энергетика. Разработка и изготовление каталитических реакторов произвольной формы, работающих на газообразных и жидких топливах. Опубликовано 50 научных работ. Адрес: 630090, Россия, Новосибирск, пр. Лаврентьева, 5, E-mail: kulikov@catalysis.ru). Kulikov Alexander Vladimirovich (b. 1959) – Candidate of Sciences (Eng.), researcher, department of heterogeneous catalysis, Boreskov Institute of Catalysis SB RAS. Research interests: heterogeneous catalysis, hydrogen energy. Development and manufacture of free-form catalytic reactors operating on gaseous and liquid fuels. He is author more than 50 scientific papers. (Address: Address: 5, Akademika Lavrentieva Av., Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: kulikov@catalysis.ru).



Рогожников Владимир Николаевич – родился в 1988 году, канд. хим. наук, научный сотрудник отдела гетерогенного катализа, Институт катализа СОРАН. Область научных интересов: гетерогенный катализ, водородная энергетика, структурированные катализаторы, реакторы. Опубликовано 46 научных работ. (Адрес: 630090, Россия, Новосибирск, пр. Лаврентьева, 5. E-mail:rvn@catalysis.ru).

Rogozhnikov Vladimir Nikolaevich (b. in 1988) – Candidate of Sciences (Chem.), researcher, department of heterogeneous catalysis. Research interests: heterogeneous catalysis, hydrogen energy, structured catalysts, reactors. Published 46 scientific papers. (Address: 5, Akademika Lavrentieva Av., Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: rvn@catalysis.ru).



Снытников Павел Валерьевич – родился в 1979 году, д-р хим. наук, заведующий отделом гетерогенного катализа, руководитель Центра Национальной технологической инициативы «Водород как основа низкоуглеродной экономики», Институт катализа СО РАН. Область научных интересов: гетерогенный катализ, химическая технология, водородная энергетика. Опубликовано 170 научных работ (Адрес: 630090, Россия, Новосибирск, пр. Лаврентьева, 5. E-mail: pvsnyt@catalysis.ru).

Snytnikov Pavel Valerievich (b. 1979) – Doctor of Sciences (Chem.), Head of the Department of Heterogeneous Catalysis, Director of NTI Center of Excellence "Hydrogen as a basis of low carbon economy", Boreskov Institute of Catalysis SB RAS. His research interests are currently focused on on heterogeneous catalysis, chemical engineering, hydrogen energy. He is author of 170 scientific papers. (Address: 5, Akademika Lavrentieva Av., Novosibirsk, 630090, Russia. E-mail: pvsnyt@catalysis.ru).

¹Статья поступила 21 ноября 2022 Received November 21, 2022

To Reference:

Besov A.S., Gribovsky A.G., Kulikov A.V., Rogozhnikov V.N., Snytnikov P.V. Perspektivy i preimushchestva ispol'zovaniya metallosetchatykh kataliticheskikh reaktorov dlya gazovykh otopitel'nykh sistem i bytovykh nagrevatel'nykh priborov [Prospects and advantages of using metal grid catalytic reactors for gas heating systems and household heating appliances]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 7–17. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-7-17.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь-март

№ 1 (58)

УДК 621.391.6

2023

ИМИТАЦИОННАЯ ПРОГРАММА ДЛЯ ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА СИГНАЛОВ В ОПТИЧЕСКОМ ТРАКТЕ

В.А. Варданян, А.С. Максимов

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики

Рассматривается влияние на многоканальные, спектрально-разделенные сигналы нелинейных фазовых помех – фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, возникающих в оптическом волокне. Создана имитационная программа в среде объектно-ориентированного языка программирования С#, позволяющая рассчитать ВЕR в приемной части в зависимости от параметров оптического тракта. Программа имеет несколько степеней свободы по следующим параметрам: скорость передачи, используемый линейный код сигналов, уровень оптической мощности в индивидуальных каналах, длина и тип оптического волокна. Показано, что для достижения требуемых ВЕR необходимо оптимально выбрать уровни оптической мощности в канальных сигналах. Приводятся результаты моделирования передачи сигналов на расстояние 100 км для количества каналов 40, 80 и 160 с канальными скоростями 10 и 40 Гбит/с в линейных кодах NRZ и RZ.

Ключевые слова: волоконно-оптическая система передачи, DWDM, фазовая самомодуляция, фазовая кросс-модуляция, *Q*-фактор, BER.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30

Введение

Современные магистральные волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) используют технологию плотного мультиплексирования с разделением по длине волны (DWDM – Dense Wavelength Division Multiplexing), что позволяет передавать по одному волокну от нескольких десятков до сотен спектральных каналов [1, 2]. На сегодняшний день в таких системах передачи в приемо-передающем оборудовании используются методы прямого фотодетектирования оптического сигнала. Намечается переход к методам когерентного приема, что позволит снять ряд технических ограничений для роста пропускной способности оптического тракта, таких как хроматическая дисперсия, возникающая в волокне [3]. Для компенсации хроматической дисперсии вместо волокон с большой отрицательной дисперсией (DCF - Dispersion Compensating Fiber), которые вносят в тракт значительные по величине нелинейные искажения, на приемной стороне используются корректоры фазочастотной характеристики – эквалайзеры или методы цифровой обработки данных [4, 5]. Таким образом, можно увеличить пропускную способность оптического тракта путем добавления спектральных каналов и/или уменьшения частотного интервала между каналами. Однако с увеличением количества спектральных каналов увеличивается суммарная оптическая мощность в волокне, что приводит к нелинейному режиму функционирования оптического тракта, так как появляются нежелательные нелинейные явления: фазовая самомодуляция (ФСМ) и фазовая кросс-модуляция (ФКМ), четырехволновое смешение и вынужденное комбинационное рассеяние Рамана [6, 7]. Из-за этих явлений приходится ограничивать сверху суммарную мощность в волокне, следовательно, использовать меньше спектральных каналов. Оценка характера и величины влияния нелинейных явлений на показатели качества сигналов является актуальной задачей,

© 2023 Варданян В.А., Максимов А.С.

так как позволит в дальнейшем разработать специальные компенсаторы для минимизации влияния нелинейных явлений.

В данной работе исследуется влияние ФСМ, ФКМ и накопленного в тракте шума усиленного спонтанного излучения ASE (Amplified Spontaneous Emission) оптических усилителей на показатели качества сигнала. Рассматривается оптическая импульсная модуляция несущих каналов и когерентный (гомодинный) метод фотодетектирования на приеме. По мере распространения сигнала по волокну фазы несущих оптических каналов искажаются из-за явления ФСМ и ФКМ, а после фотодетектирования эти нелинейные фазовые искажения преобразуются в амплитудные [6, 7]. В модели не учитываются дисперсионные искажения, в предположении, что они компенсируются в приемной части эквалайзером. Данное предположение сделано для того, чтобы была возможность оценить сверху только влияние вклада ФСМ и ФКМ на показатели качества сигнала, так как при определенных уровнях мощности в волокне и в спектральном диапазоне «C+L» может произойти частичная компенсация вклада ФСМ за счет хроматической дисперсии в волокне, что связано с противоположными знаками паразитных частотных модуляций несущей, возникающих из-за ФСМ и из-за хроматической дисперсии. Показателями качества канальных сигналов являются Q-фактор, рассчитанный на приеме после фотодетектирования, и вероятность появления ошибки (BER – Bit Error Rate) [6].

Целью работы является оценка влияния нелинейных фазовых искажений на показатели качества сигналов в многоканальных ВОСП-DWDM-системах, определение оптимальных значений уровней канальных мощностей при заданном числе спектральных каналов, что достигается имитационным моделированием передачи импульсных сигналов по волокну, работающему в нелинейном режиме. Имитационная модель реализована в среде объектно-ориентированного языка программирования С#.

1. Структурная схема модели

На рис. 1 показана структурная схема имитационной модели М-канальной когерентной ВОСП-DWDM.



Рис. 1 – Структурная схема имитационной модели М-канальной когерентной ВОСП-DWDM

Fig. 1 – Structural scheme of the simulation model of the M-channel coherent FOTS-DWDM

В передающих модулях Tx_i формируются оптические канальные сигналы путем импульсной модуляции излучения лазерных диодов LD_i в модуляторах M_i , где i = 1, 2, ..., M. В качестве информационной битовой последовательности используются генераторы псевдослучайных последовательностей *PRS_i* (Pseudo Random Sequence). В данной работе рассматриваются PRS с битовыми скоростями 10 Гбит/с и 40 Гбит/с в кодах NRZ (Non Return to Zero – код без возвращения к нулю) и RZ (Return to Zero – код с возвращением к нулю). Сформированный оптический канальный сигнал на длине волны λ_i вместе с канальными сигналами на других длинах волн, сформированными таким же образом, поступает в оптический мультиплексор (MUX), где происходит спектральное уплотнение каналов, дальнейшее усиление многоканального сигнала в оптическом усилителе OA1(optical amplifier) и ввод сигнала в оптическое волокно OF (optical fiber) длиной *L*. Таким образом на выходе OA1, в точке «S», имеем групповой многоканальный сигнал с уровнем мощности P_S , состоящий из суммы мощностей канальных сигналов. В данной работе предполагаем одинаковую мощность индивидуальных канальных сигналов, следовательно, $P_S = \sum_{i=1}^{M} P_i \simeq MP_i$, где P_i – уро-

вень оптической мощности в оптическом канале с индексом і. После распрострапо оптическому волокну многоканальный сигнал усиливается нения в предварительном усилителе (OA2) и поступает на демультиплексор (DMUX), где выделяются оптические канальные сигналы, которые далее поступают на приемные модули Rx_i , где i = 1, 2, ..., M. В данной работе предполагаем, что потери мощности в оптическом тракте полностью компенсируются обоими оптическими усилителями. На входе каждого Rx_i происходит смешивание поступившего из DMUX оптического сигнала с опорным сигналом местного гетеродина, в качестве которого используется высокостабильный LD_i, имеющий такую же длину волны, как LD_i в соответствующих передающих модулях Tx_i (гомодинный прием). Для смешения сигналов используется оптический направленный ответвитель, к выходу которого подключен фотодиод PD (Photodiode). После фотодетектирования сигнал поступает на осциллограф OSC (Oscilloscope), далее на блоки расчета показателей качества сигнала: *О*-фактора (*O* fact) и BER. Как в оптической, так и в электрической части схемы предусмотрены цепи синхронизации: между источниками излучения в передающей и приемной части и между генератором PRS и осциллографом – для формирования на экране осциллографа глаз-диаграммы.

2. Теоретическое обоснование

Рассмотрим искажение оптического поля в индивидуальных каналах начиная с выхода Tx_i до входа Rx_i . В высокоскоростных волоконно-оптических системах передачи (со скоростью передачи более 10 Гбит/с) оптические импульсы в волокне, в силу специфики амплитудно-частотной характеристики волокна и оптических модуляторов, принимают почти гауссову форму. На выходе передающего модуля Tx_i оптическое поле можно представить в виде суммы N случайных гауссовых битовых последовательностей:

$$E_{i}(t) = \left\{ \sum_{TS=1}^{N} \sqrt{P_{i}} \{m_{TS}\} e^{\frac{(t-(TS)T_{c})^{2}}{2T_{0}^{2}}} \right\} \cos\left(\omega_{i}t + \varphi_{LDi}(t)\right) =$$
$$= A(t) \cos\left(\omega_{i}t + \varphi_{LDi}(t)\right), \tag{1}$$

$$A(t) = \sum_{TS=1}^{N} \sqrt{P_i} \{m_{TS}\} e^{-\frac{(t - (TS) \cdot T_c)^2}{2T_0^2}},$$
(2)

где $\omega_i = 2\pi c / \lambda_i$ – несущая частота канала; λ_i – длина волны канала с индексом i; c – скорость света; $\varphi_{LDi}(t)$ – фазовые шумы LD_i ; TS (Time Slot) – индекс временного интервала, в течение которого передается битовая информации TS = 1, 2, ..., N; T_c (Clockrate) – тактовый интервал, который непосредственно связан с битовой скоростью передачи данных $B = 1/T_c$ и со скважностью импульсной последовательности $q = T_c / T_{0,5}$; $T_{0,5}$ – длительность импульса на половинном от пикового значения уровня мощности; между длительностью T_0 и $T_{0,5}$ существует связь $T_0 = T_{0,5} / (2\sqrt{\ln 2})$; m_{TS} – равно 0 или 1 в зависимости от передаваемых логических «0» или «1» в тактовом интервале.

В предположении, что OA1 компенсирует потери мощности в передающих оптических компонентах (в MUX и оптических соединениях), то после мультиплексирования М-канальных сигналов в MUX и усиления в OA1 оптическое суммарное поле в точке «S» определяется как

$$E_{S}(t) = \sum_{i=1}^{M} E_{i}(t) = \sum_{i=1}^{M} A(t) \cos\left(\omega_{i}t + \varphi_{LDi}(t)\right).$$
(3)

По мере распространения по волокну оптическое поле в каналах затухает и приобретает нелинейные фазовые сдвиги $\varphi_{NLi}(t)$, обусловленные явлением ФСМ и ФКМ. Для сокращения математических обозначений предположим, что затухание сигнала в волокне и в приемных оптических компонентах (в DMUX и оптических соединениях) компенсируется предварительным усилителем OA2, поэтому на приемной части амплитуда поля не изменится, а изменится только фаза. Следовательно, оптическое поле в точке «R» с учетом вышеуказанных предположений:

$$E_R(t) = \sum_{i=1}^M A(t) \cos\left(\omega_i t + \varphi_{LDi}(t) + \varphi_{NLi}(t)\right), \qquad (4)$$

где нелинейный фазовый сдвиг в канале определяется через уровень мощности в канале (ФСМ) и удвоенное значение суммы уровней мощностей в остальных каналах (ФКМ) [6, 7]:

$$\varphi_{NLi}(t) = \gamma L_{eff} \left[P_i \left\{ m_{TS} \right\}_i e^{-\frac{(t - (TS)T_c)^2}{T_0^2}} + 2P_i \sum_{j=1}^{M-1} \left\{ m_{TS} \right\}_j e^{-\frac{(t - (TS)T_c - \Delta t(i, j))^2}{T_0^2}} \right],$$
(5)

где γ – нелинейный коэффициент оптического волокна; $L_{eff} = (1 - \exp(-\alpha L))/\alpha$ – эффективная длина при длине оптического волокна L; α – погонные потери

волокна; $\Delta t(i, j)$ – случайный временной сдвиг оптических импульсов в интервале T_c в каналах, обусловленный асинхронностью канальных генераторов PRS. Отметим, что $\Delta t(i, j) = \text{const}$ для определенного канального сигнала.

После демультиплексирования в DMUX оптическое поле канального сигнала с индексом *i* :

$$E_i^*(t) = A(t)\cos\left(\omega_i t + \varphi_{LDi}(t) + \varphi_{NLi}(t)\right)$$
(6)

смешивается с сигналом местного гетеродина

$$E_0(t) = \sqrt{P_0} \cos\left(\omega_i t + \varphi_{LD0}(t)\right),\tag{7}$$

где P_0 и $\phi_{LD0}(t)$ – уровень оптической мощности и фазовые шумы LD приемного модуля Rx_i .

Таким образом на входе ФД оптическое поле для канала с индексом *i* :

$$E(t) = E_i^*(t) + E_0(t) .$$
(8)

На выходе PD с учетом, что фототок $I_{pi} \sim |E(t)|^2$, имеем

$$I_{pi} \sim \sqrt{P_i P_0} \left\{ \sum_{TS=1}^{N} \{m_{TS}\} e^{-\frac{(t-(TS)T_c)^2}{2T_0^2}} \right\} \cos\left[\varphi_{LDi}(t) - \varphi_{LD0}(t) + \varphi_{NLi}(t)\right].$$
(9)

Электрический выход PD подключен к осциллографу, который синхронизируется тактовой частотой от генератора PRS, что позволяет отобразить на экране осциллографа принятые фототоки при передаче логических «0» «1» в виде глаздиаграммы. На рис. 2 показан пример глаз-диаграммы при фотодетектировании канального сигнала с битовой последовательностью 10 Гбит/с. Искажения сигнальных импульсов в глаз-диаграмме из-за ФСМ и ФКМ обусловлены преобразованием фазовых искажений в амплитудные при фотодетектировании. С помощью глаз-диаграммы можно найти *Q*-фактор [6]:

$$Q_{NL} = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0},$$
 (10)

где I_1 – уровень фототока сигнала при передаче логической «1»; I_0 – уровень фототока сигнала при передаче логического «0»; σ_1 – среднеквадратическое отклонение флуктуаций фототока из-за ФСМ и ФКМ при передаче логической «1»; σ_0 – среднеквадратическое отклонение флуктуации фототока из-за ФСМ и ФКМ при передаче логического «0».

Q-фактор также уменьшается под влиянием ASE-шума оптических усилителей:

$$Q_{ASE} \simeq \frac{I_1 - I_0}{2\sigma_{ASE}},\tag{11}$$

где σ_{ASE} – среднеквадратическое отклонение флуктуации фототока вследствие *ASE*-шума. Учитывая независимость возникновения *ASE*-шума и нелинейного фазового шума, суммарный *Q*-фактор определяется [8] как

$$\frac{1}{Q_{\Sigma}^2} = \frac{1}{Q_{NL}^2} + \frac{1}{Q_{ASE}^2} \,. \tag{12}$$

Вероятность появлении ошибки BER вычисляется с помощью суммарного Qфактора [6]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q_{\Sigma}}{2}\right), \tag{13}$$

где erfc – функция интеграла ошибки.



Рис. 2 – Глаз-диаграмма для определения показателя качества импульсного сигнала



3. Алгоритм и результаты моделирования

Имитационная модель реализована в среде объектно-ориентированного языка программирования С#. Программа позволяет рассчитать суммарный *Q*-фактор и BER с возможностью изменения количества спектральных каналов, длины и типа оптического волокна, уровня мощности в канальных сигналах, скорости передачи в индивидуальных каналах. Алгоритм моделирования заключается в следующем.

1. На передающей стороне в блоке PRS генерируются случайные последовательности из 8 бит для каждого канала, с возможностью изменения длительности импульса, тактовой частоты, а также уровня мощности в каналах. Сгенерированные случайным образом 8 бит объединяются в циклические последовательности и непрерывно передаются в каналах. Количество этих циклов (прогонов) задается пользователем. Отметим, что первый байт циклических последовательностей содержит кодовую последовательность «10101010», что на приемной стороне позволяет определять средние уровни фототока I_0 и I_1 в середине тактовых интервалов при передаче логических «0» и «1» при исключении шумов, возникающих в оптическом тракте.

2. На приемной стороне частота дискретизации отчетов сигнала выбрана таким образом, чтобы в 64 раза превышать максимальную частоту сигнала. Отклонения величин отсчетов от средних уровней фототоков при передаче логических «0» и «1» определяют среднеквадратичные величины шумов. На рис. 2 показан фрагмент глаз-диаграммы имитационной модели, соответствующий временному интервалу пятого бита кодовой последовательности (временной отсчет начинается с первого бита) при следующих параметрах: битовая скорость и уровень оптической мощности канальных сигналов – 10 Гбит/с и $P_i = 0$ дБм, количество каналов M = 40, уровень мощности местного гетеродина (лазера) $P_0 = 10$ мВт, стандартное одномодовое оптоволокно (SSMF – Standard Single Mode Fiber) длиной 100 км, скважность импульсов q = 1,5 (генерация *ASE*-шумов отключена). Как видно из рис. 2, вследствие преобразования нелинейных фазовых искажений в амплитудные раскрыв глаза сужается и BER $\leq 10^{-3}$ (волокно функционирует в нелинейном режиме). Заметим, что в приведенном примере скважность импульсов q = 1,5, что соответствует коду NRZ и, как видно из рис. 2, соседние импульсы перекрываются, что также учитывается в модели.

3. Для учета влияния *ASE*-шума в приемной части модели реализован генератор гауссова шума со среднеквадратическим отклонением фототока σ_{ASE} с помощью вызова метода класса NormalDistribution библиотеки Meta.Numerics (.NET Framework):

$$\sigma_{ASE} \cong \sqrt{\frac{P_i}{OSNR_{ASE}}},$$
(14)

где $OSNR_{ASE}$ (Optical Signal-to-Noise Ratio) – оптическое отношение сигнала к ASE-шуму без учета нелинейных фазовых искажений [8]:

$$OSNR_{ASE} \cong \frac{P_i}{2hf \Delta f NF},$$
 (15)

где h – постоянная Планка; f – оптическая частота канала с индексом i; Δf – электрическая полоса ширины спектра канального сигнала, NF – коэффициент шума оптических усилителей (в модели предполагаем, что NF = 5 дБ).

4. Производится расчет Q_{Σ} -фактора по (12) по всем временным отсчетам битового интервала. Анализ показал, что при принятых предположениях и достаточно больших прогонах (более 500) Q_{Σ} -фактор принимает наибольшее значение около середины тактового интервала. На рис. 3 показана зависимость Q_{Σ} -фактора (в ед. измерения дБ) от битового интервала для приведенного выше примера. В программе предполагается, что решающее устройство синхронизировано и оптимизировано таким образом, что принятие решения производится около середины битового интервала, где величина Q_{Σ} -фактора максимальная.

5. По значению Q_{Σ} -фактора рассчитывается BER по (13), где функция «erfc» определяется с помощью библиотеки Meta.Numerics (.NET Framework).

6. Программа также позволяет автоматически оценить BER в зависимости от уровня канальной мощности на входе волокна и при изменении параметров системы передачи, что позволяет найти оптимальные уровни канальных мощностей для обеспечения работы системы передачи с минимальным значением BER.



Puc. 3 – Значения *Q*-фактора в битовом интервале при скорости 10 Гбит/с *Fig.* 3 – *Q*-factor values in a bit interval at a speed of 10 Gbps

Приведем результаты оценки BER при моделировании передачи 40, 80 и 160 каналов с канальными скоростями 10 и 40 Гбит/с в кодах NRZ и RZ на расстояние 100 км. Заметим, что при таких параметрах максимальная суммарная скорость передачи в оптическом тракте составляет 1,6 Тбит/с при канальных сигналах 10 Гбит/с и 6,4 Тбит/с при канальных сигналах 40 Гбит/с. В качестве примера представим результаты расчета BER в зависимости от уровня канальной мощности, полученные при моделировании. На рис. 4 и 5 показаны зависимости BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (коды NRZ и RZ) от уровня канальной мощности при M = 40; 80; 160, а на рис. 6 и 7 – с битовой скоростью 40 Гбит/с (коды NRZ и RZ). Было проведено 500 прогонов программы с изменением уровня канальных мощностей от –15 дБм до +5 дБм с шагом 0,5 дБм. Оказалось, что этого количества прогонов достаточно для полной картины модели и анализа результатов, так как при дополнительных 250 прогонах результаты не ухудшали BER.

Как видно из рис. 4–7, величина BER имеет экстремум относительно значений канальной мощности и, с точки зрения помехоустойчивости сигналов, систему передачи необходимо проектировать так, чтобы уровни канальных мощностей находились вблизи минимальных значений BER (оптимальные значения мощности). С увеличением уровня канальных мощностей, начиная с –15 дБм до оптимальных значений, происходит улучшение показателя BER, однако дальнейшее увеличение уровня канальных мощностей приводит к резкому увеличению уровней нелинейных фазовых искажений, ухудшающих BER, и невозможности организовать прием сигналов с требуемым качеством. Отметим, что при увеличении числа каналов оптимальные значения мощности канальных сигналов «смещаются» в сторону уменьшения, что в свою очередь может стать ограничивающим фактором снизу из-за невозможности обеспечить дальность передачи при заданной чувствительности фотоприемника. В таблице приведены оптимальные уровни мощностей канальных сигналов в зависимости от битовой скорости передачи в каналах, числа каналов и используемого линейного кода.

Скорость Код M = 40FEC M = 80FEC M = 160FEC NRZ -3 дБм + -5,5 дБм + -8 дБм + 10 Гбит/с -3 дБм RZ -1,5 дБм -6 дБм + _ _ NRZ -2,2 дБм + -4,5 + -7,5 дБм + 40 Гбит/с + + -4 дБм + RZ 0 -2,5 дБм

Оптимальные уровни мощности оптических канальных сигналов Optimal power levels of optical channel signals

Как видно из рис. 5, для обеспечения BER $\leq 10^{-12}$ в системах передачи с битовой скоростью 10 Гбит/с (код RZ) с числом спектральных каналов M = 40 необходимо выбрать уровни канальных сигналов в диапазоне от -6 дБм до +2 дБм. В этих случаях системы передачи могут работать без применения на приемопередающих сторонах упреждающих методов коррекция ошибок FEC (Forward Error Correction).

В других рассматриваемых случаях (рис. 4, 6, 7), когда передаются битовые последовательности со скоростями 10 Гбит/с (код NRZ) и 40 Гбит/с (коды NRZ и RZ), из-за увеличения вероятности ошибок необходимо использовать технологию FEC для восстановления требуемого качества передачи. В таблице в колонках FEC показана необходимость (знак «+») или необязательность (знак «-») применения технологии FEC в зависимости от битовой скорости сигналов, линейного кода сигналов и количества каналов. Заметим, что приведенные на рис. 6 и 7 зависимости BER от уровня канальной мощности при числе каналов M = 160 показывают такие низкие помехозащищенности высокоскоростных (40 Гбит/с и более) сигналов, что в коде NRZ передача становится нереальной даже с применением современных FEC с возможностью корректировки ошибок 310 BER, а передача в коде RZ становится труднореализуемой задачей, требующей серьезных вычислительных мощностей при цифровой обработке данных [9].



Рис. 4 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (код NRZ) от уровня канальной мощности при M = 40; 80; 160

Fig. 4 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 10 Gbit/s (NRZ code) on the channel power level at M = 40; 80; 160



Рис. 5 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 10 Гбит/с (код RZ) от уровня канальной мощности при M = 40; 80; 160

Fig. 5 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 10 Gbit/s (RZ code) on the channel power level at M = 40; 80; 160



Рис. 6 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 40 Гбит/с (код NRZ) от уровня канальной мощности при M = 40; 80; 160





Рис. 7 – Зависимость BER для сигнала с битовой скоростью 40 Гбит/с (код RZ) от уровня канальной мощности при M = 40; 80; 160

Fig. 7 – Dependence of BER for a signal with a bit rate of 40 Gbit/s (RZ code) on the channel power level at M = 40; 80; 160

Заключение

Созданная имитационная модель передачи многоканальных спектрально разделенных канальных сигналов по нелинейному волоконно-оптическому тракту позволяет учесть влияние фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции, возникающих в оптическом волокне, на импульсные сигналы в каналах. Учитываются также шумы волоконных усилителей, установленных как на передающей, так и на приемной стороне. Результаты моделирования для 40, 80 и 160канальных систем передачи сигналов на расстояние 100 км показали:

1) необходимость оптимального выбора уровня канальных мощностей для достижения минимального BER. Эти оптимальные уровни канальных мощностей зависят от конкретных характеристик системы передачи – числа каналов, типа линейного кода, типа волокна, количества используемых оптических усилителей;

 улучшенную помехоустойчивость от нелинейных фазовых шумов кода RZ по сравнению с NRZ-кодом. Например, при битовых скоростях передачи 10 Гбит/с (код RZ) можно организовать 80-канальную систему передачи сигналов (суммарная скорость 800 Гбит/с) на 100 км без применения в приемопередающих транспондерах упреждающих методов коррекции ошибок или организовать систему передачи с увеличенной в четыре раза битовой канальной скоростью (суммарная скорость 3,2 Тбит/с), но с применением методов коррекции ошибок;

3) труднореализуемость передачи 160-канального группового сигнала с битовыми скоростями в каналах 40 Гбит/с из-за значительных нелинейных фазовых искажений, так как требуется разработка методик компенсации этих искажений.

Предложенная имитационная программа может использоваться при проектировании высокоскоростных волоконно-оптических систем передачи импульсных сигналов по технологии DWDM, что позволяет намного ускорить и упростить инженерные расчеты по выбору оптимальных величин уровня канальных мощностей. Программу также можно использовать в учебном процессе в высших учебных заведениях для исследования помехоустойчивости импульсных сигналов при их передаче по волокну, функционирующему в нелинейном режиме.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Листвин В.Н., Трещиков В.Н. DWDM-системы. 3-е изд. М.: Техносфера, 2017. 333 с.
- 2. Варданян В.А. DWDM-SCM-PON-сети: монография. СПб.: Лань, 2020. 304 с.
- Тенденции развития оптических систем дальней связи / А.В. Леонов, О.Е. Наний, М.А. Слепцов, В.Н. Трещиков // Прикладная фотоника. – 2016. – Т. 3, № 2. – С. 123–145.
- Schmidt B.J.C., Lowery A.J., Armstrong J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM // Journal of Lightwave Technology. – 2008. – Vol. 26, N 1. – P. 196–203.
- Advanced chromatic dispersion compensation in optical fiber FBMC-OQAM systems / F. Rottenberg, T.-H. Nguyen, S.-P. Gorza, F. Horlin, J. Louveaux // IEEE Photonics Journal. – 2017. – Vol. 9, N 6. – DOI: 10.1109/jphot.2017.2773667.
- 6. Agrawal G. Lightwave technology: telecommunication system. Hoboken, USA: Wiley-Interscience, 2005. – 461 p.
- Schneider T., Nonlinear optics in telecommunications. Berlin; Heidelberg: Springer-Verlag, 2004. – 415 p.
- Принципы проектирования современных волоконно-оптических линий связи / В.А. Конышев, О.Е. Наний, А.Г. Новиков, В.Н. Трещиков, Р.Р. Убайдуллаев // Квантовая электроника. – 2019. – Т. 49, № 12. – С. 1149–1153.
- Chandrasekhar S., Liu X. Experimental study on 42.7-Gb/s Forward-error-correction performance under burst errors // IEEE Photonics Technology Letters. – 2008. – Vol. 20 (11). – P. 927–929. – DOI: 10.1109/LPT.2008.922374.

A SIMULATION PROGRAM FOR ASSESSING THE EFFECT OF NONLINEAR PHASE DISTORTIONS ON THE QUALITY OF SIGNALS IN THE OPTICAL PATH

Vardanyan V.A., Maksimov A.S.

Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia

The influence of nonlinear phase interference of self-phase modulation and phase crossmodulation arising in an optical fiber on multichannel, spectrally separated signals is considered. A simulation program has been created in the environment of the object-oriented programming language C#, which makes it possible to calculate the BER in the receiving part depending on the parameters of the optical path. The program has several degrees of freedom in the following parameters: transmission rate, used linear signal code, optical power level in individual channels, length and type of optical fiber. It is shown that in order to achieve the required BER, it is necessary to limit the optical power levels in the channel signals. The results of simulation of signal transmission over a distance of 100 km for the number of channels 40, 80 and 160 with channel rates of 10 Gbit/s and 40 Gbit/s in NRZ and RZ linear codes are presented.

Keywords: Fiber optic transmission system, DWDM, self-phase modulation, cross-phase modulation, *Q*-factor, BER.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30

REFERENCES

- 1. Listvin V.N., Treshchikov V.N. *DWDM-sistemy* [DWDM systems]. 3rd ed. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2017. 333 p.
- Vardanyan V.A. DWDM-SCM-PON-seti [DWDM-SCM-PON networks]. St. Petersburg, Lan' Publ., 2020. 304 p.
- Leonov A.V., Nanii O.E., Sleptsov M.A., Treshchikov V.N. Tendentsii razvitiya opticheskikh sistem dal'nei svyazi [Trends in the development of backbone optical communication systems]. *Prikladnaya fotonika = Applied Photonics*, 2016, vol. 3, no. 2, pp. 123–145.
- Schmidt B.J.C., Lowery A.J., Armstrong J. Experimental demonstrations of electronic dispersion compensation for long-haul transmission using direct-detection optical OFDM. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, vol. 26, no. 1, pp. 196–203.
- Rottenberg F., Nguyen T.-H., Gorza S.-P., Horlin F., Louveaux J. Advanced chromatic dispersion compensation in optical fiber FBMC-OQAM systems. *IEEE Photonics Journal*, 2017, vol. 9, no. 6. DOI: 10.1109/jphot.2017.2773667.
- 6. Agrawal G. Lightwave technology: telecommunication system. Hoboken, USA, Wiley-Interscience, 2005. 461 p.
- 7. Schneider T. *Nonlinear optics in telecommunications*. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 2004. 415 p.
- Konyshev V.A., Nanii O.E., Novikov A.G., Treshchikov V.N., Ubaydullaev R.R. Printsipy proektirovaniya sovremennykh volokonno-opticheskikh linii svyazi [Design principles for modern fibre-optic communication lines]. *Kvantovaya elektronika = Quantum Electronics*, 2019, vol. 49, no. 12, pp. 1149–1153. (In Russian).
- Chandrasekhar S., Liu X. Experimental study on 42.7-Gb/s forward-error-correction performance under burst errors. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2008, vol. 20 (11), pp. 927–929. DOI: 10.1109/LPT.2008.922374.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Варданян Вардгес Андраникович – родился в 1968 году, д-р техн. наук, профессор кафедры фотоники в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Область научных интересов: волоконно-оптические телекоммуникационные системы и компоненты, нелинейные явления в оптическом волокне. Опубликовано более 90 научных работ. (Адрес: 630102, Россия, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86, E-mail: vardgesvardanyan@mail.ru).

Vardanyan Vardges Andranikovich (b. 1968) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Siberian State University of Telecommunications and Information Science. His research interests are currently focused on fiber-optic telecommunication systems and components, nonlinear fiber-optics. He is author of more than 90 scientific papers. (Address: 86, Kirova Str., Novosibirsk, 630102, Russian Federation, E-mail: vardgesvardanyan@mail.ru). Максимов Артем Сергеевич – родился в 1995 году, аспирант кафедры фотоники в телекоммуникациях Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Область научных интересов: компьютерное моделирование процессов в волоконно-оптических линиях связи. Опубликовано 4 научные работы. (Адрес: 630009, Россия, Новосибирск, ул. Гурьевская, 51. E-mail: artem04.95@gmail.com).

Maksimov Artem Sergeevich (b. 1995) – Postgraduate student at the department of Photonics in Telecommunication, Novosibirsk, Siberian State University of Telecommunications and Information Science. His research interests are currently focused on computer simulation of processes in fiber-optic communication lines. He is author of 4 scientific papers. (Address: 51, Guryevskaya Str., Novosibirsk, 630009, Russia. E-mail: artem04.95@gmail.com).

Статья поступила 09 ноября 2022 г. Received November 09, 2022

To Reference:

Vardanyan V.A., Maksimov A.S. Imitatsionnaya programma dlya otsenki vliyaniya nelineinykh fazovykh iska-zhenii na pokazateli kachestva signalov v opticheskom trakte [A simulation program for assessing the effect of nonlinear phase distortions on the quality of signals in the optical path]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 18–30. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-18-30.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь-март

№ 1 (58)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.372.0

2023

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СИНТЕЗ МНОГОПОЛОСОВЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Г.Н. Девятков

Новосибирский государственный технический университет

При решении ряда технических задач часто появляется необходимость в создании устройств, работающих в нескольких полосах рабочих частот. Это приводит к проблеме синтеза многополосовых фильтров, которая решается достаточно просто при чисто активном внутреннем сопротивлении источника сигнала и нагрузки. В случае же, когда внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки является комплексным, наряду с этим возникает еще проблема согласования. Это приводит к необходимости решения задачи синтеза широкополосных многополосовых цепей, связывающих комплексное внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки. В данной работе использование методов построения хорошего начального приближения, позволяющих получить структуру собственных функций устройства адекватно поставленной задаче с последующей оптимизацией на ЭВМ, позволяет осуществить синтез широкополосных мнгополосовых согласующих цепей в сосредоточенном элементном базисе при произвольных адмитансах источника сигнала и нагрузки.

Ключевые слова: широкополосное согласование, многополосовые устройства, собственные функции, произвольные иммитансы.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38

Введение

При построении радиотехнических трактов, работающих в нескольких полосах рабочих частот, часто возникает необходимость в многополосовых устройствах, задача синтеза которых при активных внутреннем сопротивлении источника сигнала и нагрузки в сосредоточенном элементном базисе решается, как правило, достаточно просто и эффективно с использованием соответствующих реактансных преобразований частоты [1, 2], позволяющих получить любой интересующий класс фильтров. В то же время во многих задачах внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки является комплексным и появляется необходимость предварительного решения задач согласования, что усложняет в целом разрабатываемое устройство. В связи с этим возникает задача синтеза многополосовых фильтрующих устройств, согласующих одновременно внутреннее сопротивление источника сигнала и нагрузки, которые могут быть комплексными. Разработке метода согласования комплексных нагрузок на заданном множестве частот (многочастотных согласующих устройств) в сосредоточенном элементном базисе посвящена работа А. А. Головкова [3], основанная на решении уравнений, вытекающих из равенства реальной и мнимой составляющих иммитанса линии передачи и входного иммитанса согласующего устройства. В работе [4] исследуется возможность использования реактансного преобразования частоты для синтеза двухполосовой согласующей цепи, а в работе [5] - модифицированного частотного преобразования и аналитической методики к решению этой же задачи. Таким образом, проблема синтеза многополосовых устройств, согласующих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки в сосредоточенном электрическом

© 2023 Девятков Г.Н.

элементном базисе и позволяющих расширить полосы рабочих частот за счет более рационального использования площади, определяемой интегральным ограничением, связанным с комплексным характером внутреннего сопротивления источника сигнала и нагрузки, остается открытой.

1. Метод решения

В данной работе ограничим класс решаемых задач сосредоточенным элементным базисом, а также учтем результативность подхода, используемого при автоматизированном синтезе широкополосных реактивных согласующих четырехполюсников, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки и позволяющего найти его собственные функции, имеющие минимальную сложность, при которых коэффициент преобразования мощности удовлетворяет поставленным требованиям с одновременным выполнением ограничений, обеспечивающих физическую реализуемость [6]. Предложенный подход, как и в случае реактивного четырехполюсника, имеет смысл использовать при синтезе многополосовых согласующе-фильтрующих устройств, распространив его на многополосовой случай. Тогда решение задачи синтеза многополосовой согласующей цепи с оптимальной амплитудно-частотной характеристикой может быть также осуществлено в два этапа. Здесь необходимо только учесть, что решение должно строиться на множестве заданных полос рабочих частот.

Для нахождения решения задачи на первом этапе используется система уравнений идеального согласующего четырехполюсника [6]:

$$z_{11}(s) = -j \operatorname{Im} z_{1}(s) + j \operatorname{Re} z_{1}(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) z_{22}(s) = -j \operatorname{Im} z_{2}(s) + j \operatorname{Re} z_{2}(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) z_{21}(s) = \pm j \sqrt{\operatorname{Re} z_{1}(s)} \operatorname{Re} z_{2}(s) / \sin \varphi(\omega) y_{11}(s) = -j \operatorname{Im} y_{1}(s) + j \operatorname{Re} y_{1}(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) y_{22}(s) = -j \operatorname{Im} y_{2}(s) + j \operatorname{Re} y_{2}(s) \operatorname{ctg} \varphi(\omega) z_{21}(s) = \mp j \sqrt{\operatorname{Re} y_{1}(s)} \operatorname{Re} y_{2}(s) / \sin \varphi(\omega)$$
(1)
(2)

где $z_{11}(s)$, $z_{22}(s)$, $z_{21}(s)$ $(y_{11}(s), y_{22}(s), y_{21}(s))$ – собственные функции реактивного согласующего четырехполюсника в виде первой (второй) формы Фостера; $s = j\omega$, $z_1(s)$ и $z_2(s)$ – иммитансы источника сигнала и нагрузки в заданных полосах рабочих частот, которые в общем случае могут носить произвольный характер; $\varphi(\omega)$ – фаза рабочего коэффициента преобразования t(s).

Фаза рабочего коэффициента преобразования t(s) описывается линейной зависимостью $\phi(\omega) = k_0 + k_1 \omega$. Значения коэффициентов k_0 и k_1 определяются из решения системы уравнений

$$\begin{array}{l} \phi_{\rm H} = k_0 + k_1 \omega_{\rm H} \\ \phi_{\rm B} = k_0 + k_1 \omega_{\rm B} \end{array} \right\},$$

где $\omega_{\rm H}$ И $\omega_{\rm B}$ — нижняя граница первой и верхняя граница *n*-й рабочих полос пропускания многополосового устройства.

При этом правые части уравнений позволяют, с одной стороны, обоснованно выбрать структуру функций $z_{11}(s), z_{22}(s), z_{21}(s)$ ($y_{11}(s), y_{22}(s), y_{21}(s)$), ограничиваясь минимальным числом членов, и установить границы изменения фазы $\varphi(\omega)$ рабочего коэффициента преобразования, а с другой – дают информацию об их предельных значениях, к которым они должны стремиться.

Это приводит к следующей аппроксимационной задаче:

$$\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{3} P_j(\omega_i) \delta_j^2(\omega_i, \mathbf{x}_m) \to \min,$$

$$\omega_i \in E_{\omega},$$
(3)

где $P_j(\omega_i)$ – весовые множители; $\delta_j(\omega_i, \mathbf{x}_m) = \frac{b_j(\omega_i, \mathbf{x}_m) - f_j(\omega_i)}{f_j(\omega_i)}$; $b_j(\omega_i, \mathbf{x}_m)$ –

левые части уравнений (1) или (2), соответствующие выбранным функциям $z_{11}(s)$, $z_{22}(s)$, $z_{21}(s)$ ($y_{11}(s)$, $y_{22}(s)$, $y_{21}(s)$); $f_j(\omega_i)$ – правые части уравнений (1) или (2); \mathbf{x}_m – вектор искомых параметров; E_{ω} – область аппроксимации, включающая в себя q заданных полос рабочих частот.

Дифференцируя выражение (3) по компонентам вектора \mathbf{x}_m и приравнивая к нулю, получаем систему *m* нелинейных уравнений с *m* неизвестными

$$\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{3} P_{j}(\omega_{i}) \delta_{j}(\omega_{i}, \mathbf{x}_{m}) \frac{\partial \delta_{j}(\omega_{i}, \mathbf{x}_{m})}{\partial x_{r}} = 0,$$

$$r \in \{1, ..., m\},$$
(4)

решение которой и является решением задачи на первом этапе.

На втором этапе решения задачи синтеза осуществляется минимизация максимального отклонения коэффициента преобразования мощности $G(-s) = t(s)t^*(s)$ в заданной полосе частот от идеальной характеристики:

$$\max(1 - G(\omega_i, \mathbf{x}_m)) \to \min,$$

$$\omega_i \in E_{\omega}$$
(5)

с учетом условий физической и схемной реализуемости многополосового четырехполюсника.

Учитывая достаточно хорошее начальное приближение, получаемое на первом этапе решения задачи, а также необходимость учета ограничений на физическую и схемную реализуемость, целесообразно для решения задачи (5) применить методы, не использующие чебышевской специфики.

В этом плане использование метода возможных направлений [7] становится предпочтительным, так как он базируется в основном на задаче линейного программирования, где достаточно просто и оперативно могут быть учтены ограничения на физическую и схемную реализуемость.

2. Пример, иллюстрирующий работу метода

Рассмотрим эффективность работы предложенного метода синтеза двухполосового устройства, согласующего внутреннее сопротивление источника сигнала с комплексной нагрузкой, в сосредоточенном элементном базисе в заданных диапазонах частот $\omega_1...\omega_2 = 0,646...0,775$, $\omega_3...\omega_4 = 1,292...1,55$ комплексную нагрузку z_2 , состоящую из параллельного соединения сопротивления $R_2 = 3,7$ и емкости $C_2 = 0,63$ с активным внутренним сопротивлением источника сигнала $R_1 = 1,0$.

Учитывая структуру согласуемых иммитансов, будем решать задачу синтеза двухполосовой согласующей цепи с использованием *У*-матричного представления, так как это позволит упростить решение.

Анализируя правую часть уравнения (2) для определения функции $y_{21}(s)$, а также учитывая необходимость нахождения решения в двух заданных полосах частот, устанавливаем возможные структуры функций $y_{21}(s)$, соответствующие сформулированной задаче:

$$y'_{21}(s) = -\frac{k_{21}^0}{s} - \frac{2k_{21}^1s}{s^2 - s_1^2}, \ k_{21}^0 \ge 0, \ k_{21}^1 \ge 0;$$
$$y''_{21}(s) = -\frac{2k_{21}^1s}{s^2 - s_1^2} - \frac{2k_{21}^2s}{s^2 - s_2^2}, \ k_{21}^1 \ge 0, \ k_{21}^2 \ge 0;$$
$$\vdots$$

Из перечисленных функций останавливаемся на функции $y_{21}''(s)$, учитывая одинаковую относительную ширину полос пропускания $W_1 = W_2 = 0,182$.

Анализируя правые части уравнений для определения $y_{11}(s)$ и $y_{22}(s)$ (2) устанавливаем, что в данном случае наиболее простую структуру будет иметь функция $y_{11}(s)$:

$$\mathbf{y}_{11}(s) = \frac{2k_{11}^1 s}{s^2 - s_1^2} + \frac{2k_{11}^2 s}{s^2 - s_2^2}, \ k_{11}^1 \ge 0, \ k_{11}^2 \ge 0,$$

а функция $y_{22}(s)$ является более сложной:

$$y_{22}(s) = \frac{k_{22}^0}{s} + \frac{2k_{22}^1s}{s^2 - s_1^2} + \frac{2k_{22}^2s}{s^2 - s_2^2} + \frac{2k_{22}^3s}{s^2 - s_2^3},$$

$$k_{22}^0 \ge 0, \quad k_{22}^1 \ge 0, \quad k_{22}^2 \ge 0, \quad k_{22}^2 \ge 0,$$

учитывая комплексность нагрузки, а также необходимость выполнения ограничений

$$k_{11}^1 k_{22}^1 - (k_{21}^1)^2 = 0, \quad k_{11}^2 k_{22}^2 - (k_{21}^2)^2 = 0,$$

так как s₁ и s₂ находятся внутри полос пропускания.

Решение задачи на первом этапе находим на дискретном множестве частот $E_{\omega} = \{0, 646, 0, 66, ..., 0, 775, 1, 292, 1, 32, ..., 1, 55\}$, с последующим улучшением решения на втором этапе.

В результате решения получаем следующую У-матрицу двухполосовой согласующей цепи:
$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \frac{2k_{11}^{1}s}{s^{2} + \omega_{1}^{2}} + \frac{2k_{11}^{2}s}{s^{2} + \omega_{2}^{2}} & -\frac{2k_{12}^{1}s}{s^{2} + \omega_{1}^{2}} - \frac{2k_{12}^{2}s}{s^{2} + \omega_{2}^{2}} \\ -\frac{2k_{12}^{1}s}{s^{2} + \omega_{1}^{2}} - \frac{2k_{12}^{2}s}{s^{2} + \omega_{2}^{2}} & \frac{k_{22}^{0}}{s} + \frac{2k_{22}^{1}s}{s^{2} + \omega_{1}^{2}} + \frac{2k_{22}^{2}s}{s^{2} + \omega_{2}^{2}} + \frac{2k_{22}^{3}s}{s^{2} + \omega_{2}^{2}} \end{bmatrix}$$

где

$$k_{11}^1 = 0,0972, \ k_{11}^2 = 0,1922, \ \omega_1^2 = 0,5128, \ \omega_2^2 = 1,9563;$$

 $k_{12}^1 = 0,0587, \ k_{12}^2 = 0,1161; \ \omega_3^2 = 0,9977;$
 $k_{22}^0 = 0,6321, \ k_{22}^1 = 0,0355, \ k_{22}^2 = 0,0701, \ k_{22}^3 = 0,1467$

По найденной У-матрице находим реализацию двухполосовой согласующей цепи (рис. 1).



Рис. 1 – Двухполосовая согласующая цепь *Fig. 1* – Two-way matching circuit

На рис. 2 приведен соответствующий график коэффициента преобразования мощности.



Puc. 2 – Коэффициент преобразования мощности двухполосовой цепи *Fig.* 2 – Power conversion factor of a two-way circuit

В рабочих полосах пропускания минимальный коэффициент преобразования мощности G_{\min} и неравномерность коэффициента преобразования мощности ΔG одинаковы и составляют $G_{\min} = 0,978$, $\Delta G = 0,017$.

Производя эквивалентные преобразования, можно синтезированную двухполосовую согласующую цепь легко привести к виду, не содержащему идеальный трансформатор (рис. 3).



Рис. 3 – Преобразованная двухполосовая согласующая цепь

Fig. 3 - Converted two-way matching network

Заключение

Показано, что в общем случае синтез многополосовой цепи, согласующей произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки с оптимальными частотно-амплитудными характеристиками, базируется на методе синтеза широкополосного согласующего четырехполюсника, предложенного в [6]. Использование двухэтапной процедуры позволяет адекватно поставленной задаче выбрать структуру собственных функций в заданных полосах частот и построить начальное приближение тяготеющего к глобально-оптимальному решению или близкому к таковому с последующим нахождением оптимального решения.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Чавка Г.Г. Многополосовое преобразование частоты // Известия высших учебных заведений СССР. Радиоэлектроника. – 1968. – № 12. – С. 1315–1318.
- 2. Гиллемин Е.А. Синтез пассивных цепей. М.: Связь, 1970. 720 с.
- 3. Головков А.А. Синтез многочастотных амплитудных и фазовых манипуляторов отраженного сигнала на элементах с сосредоточенными параметрами // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1991. – № 11. – С. 22–28.
- 4. Девятков Г.Н. Синтез широкополосных преобразователей частоты: монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1997. 109 с.
- 5. **Янцевич М.А., Филиппович Г.А.** Методика синтеза квазидвухполосовых согласующих устройств // Доклады БГУИР. – 2020. – № 18 (2). – С. 71–79.
- 6. Девятков Г.Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств, связывающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки // Научный вестник НГТУ. 2004. № 1 (16). С. 155–165.
- 7. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез электронных схем. М.: Связь, 1978. 336 с.

AUTOMATED SYNTHESIS OF MULTIBAND MATCHING DEVICES

Devyatkov G.N.

Novosibirsk State Technical Universit, Novosibirsk, Russia

When solving a number of technical problems, it often becomes necessary to create devices that operate in multiple operating frequency bands. This leads to the problem of designing multiband filters, which is solved quite simply with a purely active internal resistance of the signal source and load. In the case when the internal resistance of the signal source and load are complex, Along with this, there is also the problem of coordination. This leads to the need to solve the problem synthesis of broadband multiband circuits connecting complex internal resistance signal source and load. In this paper, the use of methods for constructing a good initial approximations that make it possible to obtain the structure of the eigenfunctions of the device of an adequately problem with subsequent optimization on a computer, allows the synthesis of broadband multiband multiband matching circuits in a lumped element basis for arbitrary admittances signal source and load.

Keywords: broadband matching, multiband devices, eigenfunctions, arbitrary immitances. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38

REFERENCES

- Chavka G.G. Mnogopolosovoe preobrazovanie chastoty [Multiband frequency conversion]. Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii SSSR. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems, 1968, no. 12, pp. 1315–1318. (In Russian).
- Gillemin E.A. Sintez passivnykh tsepei [Synthesis of passive circuits]. Moscow, Svyaz' Publ., 1970. 712 p.
- Golovkov A.A. Sintez mnogochastotnykh amplitudnykh i fazovykh manipulyatorov otrazhennogo signala na elementakh s sosredotochennymi parametrami [Synthesis of multi-frequency amplitude and phase manipulators of the reflected signal on elements with lumped parameters]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika = Radioelectronics and Communications Systems*, 1991, no. 11, pp. 22–28. (In Russian).
- 4. Devyatkov G.N. *Sintez shirokopolosnykh preobrazovatelei chastoty* [Synthesis of broadband frequency converters]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1997. 109 p.
- Yantsevich M.A., Filipovich H.A. Metodika sinteza kvazidvukhpolosovykh soglasuyushchikh ustroistv [The metod of synthesis of quasi-dual-band matching device]. *Doklady BGUIR*, 2020, no. 18 (2), pp. 71–79. (In Russian).
- 6. Devyatkov G.N. Avtomatizirovannyi sintez shirokopolosnykh soglasuyushchikh ustroistv, svyazyvayushchikh proizvol'nye immitansy istochnika signala i nagruzki [Automatic synthesis of broad-band matching devices connecting arbitrary immitance of signals sourse and load]. Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta = Science bulletin of the Novosibirsk state technical university, 2004, no. 1 (16), pp. 155–165.
- Lanne A.A. Optimal'nyi sintez elektronnykh skhem [Optimal synthesis of electronic circuits]. Moscow, Svyaz' Publ., 1978. 336 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Девятков Геннадий Никифорович – родился в 1945 году, д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры конструирования и технологии радиоэлектронных средств Новосибирского государственного технического университетам. Область научных интересов: автоматизированный синтез активных и пассивных устройств СВЧ. Опубликовано 200 научных работ, в том числе две монографии. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: devyatkovgn@mail.ru). **Devyatkov Gennady Nikiforovich** (b. 1945) – Doctor of Sciences (Eng.), Professor, Professor of the Department of Design and Technology of Radioelectronic Means of the Novosibirsk State Technical University. Research interests: automated synthesis of active and passive microwave devices. Published 200 scientific papers, including 2 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: devyatkovgn@mail.ru).

Статья поступила 15 декабря 2022 г. Received December 15, 2022

To Reference:

Devyatkov G.N. Avtomatizirovannyi sintez mnogopolosovykh soglasuyushchikh ustroistv [Automated synthesis of multiband matching devices]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 31–38. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-31-38.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь–март

№ 1 (58)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.391

2023

О ВЫБОРЕ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАДИОСИСТЕМ СО СЛОЖНЫМИ СИГНАЛАМИ

В.Ю. Зубарев¹, Б.В. Пономаренко¹, А.Г. Вострецов^{2,3}

¹АО «Навигатор», Санкт-Петербург, Россия ²Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия ³Институт горного дела им. Н.А. Чинакала СО РАН

В системах цифровой связи и радиолокации широко применяются сложные сигналы, построенные на основе кодовых последовательностей. При разработке таких систем наибольшее внимание уделяется анализу, синтезу и реализации кодовых последовательностей. Значительно меньше внимания уделяется форме элементарных сигналов (ЭС), из которых состоит сложный сигнал. Целью настоящей работы является сравнительный анализ параметров ряда известных ЭС с точки зрения скорости убывания спектра и точности измерения временного положения сложного сигнала. Приводятся рекомендации по выбору наилучшего ЭС на основе безусловного критерия предпочтения.

Ключевые слова: мобильные системы передачи данных, сложные сигналы, формат сигнала, шумы, помехи, модуляция, демодуляция, помехоустойчивость.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-39-55

Введение

В радиотехнических системах передачи информации и в радиолокационных системах широкое распространение получили сложные сигналы, представляющие собой последовательности ЭС фиксированной формы (чипов), повторяющихся с некоторым фиксированным временным интервалом. Комплексная огибающая ЭС $\dot{S}_0(t)$ определяет форму чипа на конечном интервале ($-0.5\tau_{\rm H}, 0.5\tau_{\rm H}$). Как правило, временной интервал Δ между последовательными чипами равен или превосходит длительность чипа $\tau_{\rm H}$. Модуляция всего сигнала заключается в манипулировании амплитудами, фазами и, возможно, частотами отдельных чипов.

Формальное представление комплексной огибающей сигнала дается соотношением [1]

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \dot{S}_0(t - i\Delta) \exp(j2\pi F_i t), \qquad (1)$$

где a_i и F_i – соответственно комплексная амплитуда и частота (в значениях сдвига относительно фиксированной центральной частоты) *i*-го чипа.

Последовательность $\{|a_i|, i = ... - 1, 0, 1, ...\}$ определяет вещественные амплитуды чипов, т. е. их амплитудную модуляцию. Последовательности $\{\phi_i = \arg a_i, i = ... - 1, 0, 1, ...\}$ и $\{F_i, i = ... - 1, 0, 1, ...\}$ задают законы модуляции чипов по фазе и частоте.

Если в модели (1) вещественные амплитуды $|a_i|$ могут принимать ненулевые значения только при попадании *i* в диапазон 0 < i < N-1, а при i < 0 и i > N

© 2023 Зубарев В.Ю., Пономаренко Б.В., Вострецов А.Г.

значения амплитуд $|a_i| = 0$, то сигнал представляет собой пакет конечного числа *N* манипулированных чипов. Подобный сигнал называют импульсным или апериодическим [1], независимым на интервале Δ . Длительность апериодического сигнала определяется как $T = (N-1)\Delta + \tau_{\rm H}$. Другим важным случаем является периодический сигнал, у которого закон модуляции повторяется с периодом *N* чипов: $a_i = a_{i+N}, F_i = F_{i+N}, i = ..., -1, 0, 1, ...$

В рамках описанной обобщенной модели различают несколько категорий сложных сигналов в зависимости от конкретного способа модуляции чипов [1]. Если манипуляции подвергаются только комплексные амплитуды чипов, а все частоты остаются одинаковыми ($F_i = 0, i = 0, 1, ..., N-1$), то сигнал называется амплитудно-фазоманипулированным (АФМ). Последовательность комплексных амплитуд чипов $\mathbf{a} = (a_0, a_1, ..., a_{N-1})$, (i = 0, 1, ..., N-1) называется кодовой последовательностью или просто кодом. Если манипуляция осуществляется только над фазами чипов АФМ сигнала, а амплитуды остаются неизменными ($a_i = 1, i = 0, 1, ..., N-1$), то сигнал является фазоманипулированным (ФМ). ФМ сигналы типичны для широкополосных систем с прямым расширением спектра [1].

Если регулированию подлежат только частоты чипов, а комплексные амплитуды остаются постоянными, то сигнал является частотно-манипулированным (ЧМ). Кодовая последовательность подобного сигнала представляет собой последовательность частот (F_i , i = 0, 1, ..., N-1). Сигналы этого типа используются в частности в системах с прыгающей частотой (frequency hopping systems) [2].

Обобщенное выражение для нормированной автокорреляционной функции (АКФ) АФМ сигнала имеет вид [1]

$$\rho(\tau) = \frac{1}{E} \int_{0}^{T} \dot{S}(t) \dot{S}^{*}(t-\tau) dt = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \rho(m) \dot{\rho}_{0}(\tau - m\Delta) , \qquad (2)$$

где $\dot{\rho}_0(\tau) = \frac{1}{E_0} \int_{-0.5\tau_{\rm H}}^{0.5\tau_{\rm H}} \dot{S}_0(t) \dot{S}_0^*(t-\tau) dt$ – нормированная АКФ одиночного чипа;

$$\rho(m) = \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i-m}^*$$
 – нормированная АКФ кодовой последовательности **a**;

 $\|\mathbf{a}\|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2$ – энергия последовательности \vec{a} ; $E = \|\mathbf{a}\|^2 E_0$ – полная энергия для

апериодического и энергия за период для периодического сигнала; E_0 – энергия чипа; $\|\mathbf{a}\|$ – евклидова норма кодового вектора **a**.

При заданном элементарном сигнале АКФ АФМ сигнала полностью определяется АКФ $\rho(m)$ кода, и синтез АФМ сигналов с хорошими корреляционными свойствами состоит в отыскании последовательностей с хорошими АКФ кода. При заданном коде форма лепестков АКФ АФМ сигнала определяется АКФ одиночного чипа, а спектр ФМ сигнала равен произведению спектров чипа и кода.

Комплексная огибающая ЧМ сигнала может быть представлена в виде (1), где все *a_i* равняются единице в случае периодического сигнала, тогда как для

импульсного сигнала длины $N a_i = 1$ при $0 \le i < N$ и $a_i = 0$ при i вне пределов интервала $0 \le i < N$.

Из универсального выражения для АКФ вида

$$\rho(\tau) = \frac{1}{NE_0} \int_0^T \dot{S}(t) \dot{S}^*(t-\tau) dt =$$
$$= \frac{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_k \exp(j2\pi F_k \tau) \int_0^T \dot{S}_0(t-i\Delta) \dot{S}_0^*(t-k\Delta-\tau) \exp(j2\pi (F_i-F_k)t) dt}{NE_0}$$

где все чипы с ненулевыми амплитудами обладают одинаковыми энергиями E_0 , можно показать [1], что при равномерном частотном алфавите $F_j \in \{0, \pm F, \pm 2F, ...\}$, где частотный шаг F не меньше, чем полоса, занимаемая чипом, и неперекрывающихся спектрах двух элементарных символов, обладающих частотами F_j и F_k , нормированная АКФ ЧМ сигнала равна

$$\rho(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i-k} \exp(j2\pi F_i \tau) \delta(F_i - F_{i-k}) \dot{\rho}_0(\tau - k\Delta), \qquad (3)$$

где $\delta(x-y) = \begin{cases} 1, x = y, \\ 0, x \neq y. \end{cases}$

Выражение (3) показывает, что и в случае ЧМ сигналов АКФ существенно зависит от формы АКФ элементарного сигнала.

Разработке и исследованию кодовых последовательностей, обеспечивающих наилучшие по различным критериям свойства сложных сигналов, посвящено огромное число работ, например [1–4]. В то же время, как следует из выражений (1)–(3), существенное влияние на характеристики указанных систем со сложными сигналами оказывают форма и характеристики элементарных сигналов.

При выборе элементарных сигналов возникает ряд проблем.

1. В условиях ограничения частотного диапазона многоканальной системы с несколькими рабочими частотами желательно, чтобы в заданной полосе частот содержалась максимальная доля полной энергии спектра ЭС. Однако, как было показано в [5], сигналы, занимающие наименьшую полосу частот, не всегда являются наилучшими для практического применения. Формы сигналов следует выбирать, исходя из требуемого ослабления внеполосных излучений. В соответствии с международным определением, шириной полосы, занимаемой излучением, называется полоса частот, содержащая 99 % излучаемой мощности, а под внеполосными излучениями понимается мощность, излучаемая за пределами занимаемой полосы [5]. При таком определении мощность внеполосного излучения всегда постоянна и составляет 1 % всей мощности, излучаемой передатчиком.

В первом приближении можно считать, что взаимные помехи создают лишь внеполосные излучения соседних каналов. Но поскольку процентное содержание мощности во внеполосном излучении постоянно, то уменьшить взаимные помехи посредством воздействия на спектр сигнала можно, лишь распределяя соответствующим образом внеполосное излучение в полосах частот, занимаемых соседними каналами. Практически желательно, чтобы спектр внеполосного излучения убывал с наибольшей скоростью. 2. В соответствии с нормативными документами, например [6], спектр излучения сложного сигнала должен располагаться ниже установленных уровней побочного и внеполосного излучения. Для обеспечения этого требования часто требуется уменьшение максимального уровня боковых лепестков спектра сигнала.

3. Наибольшее использование получили ЭС в виде импульсов прямоугольной формы. Это связано с тем, что, во-первых, такие импульсы обладают наибольшей энергией среди сигналов конечной длительности; во-вторых, они просто формируются; в-третьих, в передатчике сложного сигнала не требуется обеспечение линейного режима усиления мощности; в-четвертых, обеспечивается наилучшее соотношение между мгновенной и средней мощностью передатчика. Однако эти сигналы обладают высоким уровнем внеполосных излучений, а их использование в системах с ограничением полосы частот вызывает межсимвольную интерференцию.

Естественным путем снижения уровня внеполосных излучений является уменьшение амплитуды огибающей ЭС в моменты перескока фазы несущего колебания. Такие методы называют амплитудными. Методы, при которых обеспечивается постоянство амплитуды излучаемых колебаний, а уровень внеполосных излучений снижается за счет выбора определенной фазовой структуры, называют фазовыми. Ограничение спектра сигналов с помощью избирательных цепей высоких порядков приводит как к амплитудным, так и к фазовым изменениям. Подобные методы называют амплитудно-фазовыми [7].

Для реализации амплитудных методов требуется использовать последовательности сигналов специальной формы.

4. Выбор ЭС специальной формы влияет не только на уровень внеполосных излучений, но и на помехоустойчивость приема сложных сигналов. В частности показано, что при оценке перспективности использования независимых [7] элементарных сигналов, отличающихся по форме от прямоугольных, важны условия сравнения сигналов. При неизменной средней мощности помехоустойчивость оптимальных методов приема не зависит от формы ЭС, при фиксации пиковой мощности возникает снижение помехоустойчивости, вызванное уменьшением энергии излучаемых сигналов [7]. Это вызвано тем, что вероятностные характеристики приема дискретных сообщений зависят от энергетического отношения сигнал/шум (или сигнал/помеха при помехах, отличных от аддитивного белого гауссовского шума – АБГШ). Уменьшение энергии сложного сигнала ухудшает эти характеристики.

5. В радиолокации при синхронизации приема дискретных сообщений, при использовании сигналов сотовой связи для локализации абонентов и в ряде других приложений [2, 3, 8] важным свойством системы является точность измерения временного положения сложного сигнала. Понятно, что точность измерения временного положения при действии различных помех будет не выше, чем при АБГШ. Поэтому целесообразно сравнить различные ЭС по потенциальной точности измерения временного положения.

При использовании согласованной фильтрации или корреляционной обработки временное положение сжатого сложного сигнала определяется по максимуму АКФ. При действии АБГШ потенциальную точность измерения временного положения можно оценить, используя формулу Вудворда [9]. Для симметричных импульсов в регулярном случае при отсутствии частотной модуляции ЭС дисперсию несмещенной оценки временного положения представим в виде

$$\sigma^{2} = \frac{1}{4\pi^{2}q^{2}\beta^{2}} = \frac{N_{0}}{8\pi^{2} \|\mathbf{a}\|^{2}} k_{\Phi} , \qquad (4)$$

где $q^2 = 2E / N_0$ – отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра; $\beta^2 = E_{\Pi} / E$ – квадрат эффективной ширины спектра сложного сигнала (в Гц²); $E_{\Pi} = \|\mathbf{a}\|^2 E_{0\Pi}$ – энергия производной сложного сигнала; $E_{0\Pi}$ – энергия производной ЭС; $k_{\Phi} = 1 / E_{0\Pi}$ – коэффициент, зависящий от формы ЭС.

Для выбора ЭС по указанным критериям требуется знание их количественных характеристик:

- скорость V убывания спектра ЭС;
- максимальный уровень бокового лепестка (УБЛ_{тах}) спектра ЭС;

 $-E_0, E_{0\pi};$

– нормированный коэффициент формы $k_{\phi H} = 1/(E_{0\pi}\tau_{H})$.

Настоящая статья посвящена вычислению этих характеристик ЭС.

1. Анализируемые сигналы

Для анализа выбраны сигналы, форма которых описывается функциями классических окон спектрального анализа [10, 11]. Временные функции ЭС и спектры этих сигналов приведены в табл. 1.

Для сигналов из табл. 1 в табл. 2 приведены значения указанных параметров, как известные из литературы [5, 10, 11], так и рассчитанные авторами.

Для прямоугольного ЭС, который является разрывным сигналом, формула (4) не имеет смысла. Как показано, например, в [12–14], дисперсия измерения временного положения этого сигнала не зависит от энергии ЭС $E = \tau_u$, а определяет-

ся соотношением $\sigma^2 = \frac{\alpha}{q_0^2}$, где $q_0^2 = A^2 / N_0$; A – амплитуда ЭС; коэффициент α

разными авторами оценивается в пределах 0,5...6,5 [12-14].

Следует отметить, что практически не бывает идеально прямоугольных импульсов при их излучении. Прием ЭС осуществляется приемником с ограниченной полосой, вследствие чего на его выходе наблюдаются импульсы с фронтами ненулевой длительности, аппроксимируемые в частности некоторыми из сигналов табл. 1. Поэтому далее нет смысла сравнивать прямоугольные ЭС с другими сигналами по точности измерения временного положения.

Таблица 1 / Table 1

Элементарные сигналы и их спектры Elementary signals and their spectra

№ п/п	Элементарный сигнал (окно) $S_0(x)$, $x = t / \tau_{\rm H}$, $ x \le 0,5$	Спектр сигнала $S_0(y)$, $y = \omega \tau / (2\pi)$
1	Прямоугольное окно (окно Дирихле) $S_0(x) = 1$	$S_0(y) = \tau_{\rm H} \sin c(\pi y)$
2	Треугольное окно (Файера или Бартлетта) $S_0(x) = 1 - 2 x $	$S_0(y) = 0,5\tau_{\rm H}\sin c^2(0,5\pi y)$

№	Элементарный сигнал (окно)	Спектр сигнала
Π/Π	$S_0(x)$, $x = t / \tau_{\mu}$, $ x \le 0,5$	$S_0(y)$, $y = \omega \tau / (2\pi)$
3	Трапецеидальное окно $S_{0}(x) = \begin{cases} \frac{1+2x}{1-\tau_{1}/\tau_{H}}, & -0.5 < x < -0.5\tau_{1}/\tau_{H} \\ 1, & -0.5\tau_{1}/\tau_{H} < x < 0.5\tau_{1}/\tau_{H} \\ \frac{1-2x}{1-\tau_{1}/\tau_{H}}, & 0.5\tau_{1}/\tau_{H} < x < 0.5 \end{cases}$	$S_{0}(y) = \frac{0,5(\tau_{\rm H} - \tau_{\rm I})}{\left[0,5\pi\left(y - \frac{\omega\tau_{\rm I}}{2\pi}\right)\right]^{2}} \times \sin\left[0,5\pi\left(y + \frac{\omega\tau_{\rm I}}{2\pi}\right)\right] \times \sin\left[0,5\pi\left(y - \frac{\omega\tau_{\rm I}}{2\pi}\right)\right] \times \sin\left[0,5\pi\left(y - \frac{\omega\tau_{\rm I}}{2\pi}\right)\right]$
4	Косинусоидальное окно (Хеннинга) $S_0(x) = \cos(\pi x)$	$S_0(y) = \frac{\tau_{\mu}}{2} \begin{cases} \sin[\pi(y+0,5)] + \\ +\sin[\pi(y-0,5)] \end{cases}$
5	Косинус-квадратичное окно (Ханна) $S_0(x) = \cos^2(\pi x)$	$S_0(y) = \frac{\tau_{\mathrm{H}}}{4} \begin{cases} 2\mathrm{sinc}(\pi y) + \\ +\mathrm{sinc}[\pi(y+1)] + \\ +\mathrm{sinc}[\pi(y-1)] \end{cases}$
6	Косинус-кубическое окно (Хеннинга) $S_0(x) = \cos^3(\pi x)$	$S_{0}(y) = \frac{3\tau_{\text{H}}}{8} \begin{cases} \operatorname{sinc}[\pi(y+0,5)] + \\ +\operatorname{sinc}[\pi(y-0,5)] + \\ +0,33\operatorname{sinc}[\pi(y+1,5)] + \\ +0,33\operatorname{sinc}[\pi(y-1,5)] \end{cases}$
7	Квадрат-косинус-квадратичное окно (Хеннинга) $S_0(x) = \cos^4(\pi x)$	$S_{0}(y) = \frac{\tau_{H}}{8} \{ 3\operatorname{sinc}(\pi y) + 2 [\operatorname{sinc}(\pi (y+1)) + \operatorname{sinc}(\pi (y-1))] + [\operatorname{sinc}(\pi (y+2)) + \operatorname{sinc}(\pi (y-2))] / 2 \}$
8	Окно Хэмминга $S_0(x) = \alpha + (1 - \alpha)\cos(2\pi x), \ \alpha = 25/46$	$S_0(y) = \tau_{\mu} \left\{ \begin{array}{c} \alpha \cdot \operatorname{sinc}(\pi y) + \\ + \frac{(1-\alpha)\operatorname{sinc}(\pi(y+1))}{2} + \\ + \frac{(1-\alpha)\operatorname{sinc}(\pi(y-1))}{2} \end{array} \right\}$
9	Окна Блэкмана, Блэкмана – Харриса, Наталла, Блэкмана – Наталла $S_0(x) = b_0 + 2 \sum_{m=1}^M b_m \cos(2\pi m x);$ $b_0 + 2 \sum_{m=1}^M b_m = 1$	$S_0(y) = b_0 \tau_{\mu} \sin c(\pi y) +$ $+ \tau_{\mu} \sum_{m=1}^{M} b_m \begin{bmatrix} \sin c(\pi(y+m)) + \\ +\sin c(\pi(y-m)) \end{bmatrix}$

Продолжение табл. 1 / Continuation of table 1

Mo	Элементарный сигнал (окно)	Спектр сигнала
л⊻ п/п	$S_0(x)$, $x = t / \tau_{\rm H}$, $ x \le 0.5$	$S_0(y)$, $y = \omega \tau / (2\pi)$
10	Окна Кайзера – Бесселя $S_0(x) = \frac{I_0 \left[\pi \alpha \sqrt{1 - (2x)^2} \right]}{I_0(\pi \alpha)} \approx$ $\approx b_0 + 2 \sum_{m=1}^M b_m \cos(2\pi mx)$	$S_0(y) = b_0 \tau_{\mu} \operatorname{sinc}(\pi y) + + \tau_{\mu} \sum_{m=1}^{M} b_m \begin{bmatrix} \operatorname{sinc}(\pi(y+m)) + \\ + \operatorname{sinc}(\pi(y-m)) \end{bmatrix}$
11	Гибридное окно Бартлетта – Ханна $S_0(x) = a_0 + a_1 x + a_2 \cos(2\pi x)$	$S_{0}(y) = = \tau_{H} \begin{cases} a_{0} \operatorname{sinc}(\pi y) + \\ +a_{1} \frac{1 - \cos(\pi y) - \pi y \sin(\pi y)}{2\pi^{2} y^{2}} + \\ +a_{2} \frac{\operatorname{sinc}[\pi(y+1)]}{2} + \\ +a_{2} \frac{\operatorname{sinc}[\pi(y-1)]}{2} \end{cases}$
12	Окно Рисса (Бохнера, Парзена) $S_0(x) = 1 - (2x)^2$	$S_0(y) = \frac{2\tau_{\mu}}{(\pi y)^3} \begin{bmatrix} \sin(\pi y) - \\ -(\pi y)\cos(\pi y) \end{bmatrix}$
13	Окно Римана $S_0(x) = \operatorname{sinc}(2\pi x)$	$S_0(y) = \frac{\tau_{\rm H}}{2\pi} \Big[\operatorname{Si}(\pi(y+1)) - \operatorname{Si}(\pi(y-1)) \Big],$ где Si(z) = $\int_0^z (\sin(t)/t) dt$
14	Окно Валле – Пуссена (Парзена) $S_0(x) = \begin{cases} 1 - 6(2x)^2(1 - 2 x), & 0 \le x \le 0, 25 \\ 2(1 - 2 x)^3, & 0, 25 \le x \le 0, 5 \end{cases}$	$S_0(y) = 0.375 \tau_{\mu} \text{sinc}^4 (\pi y / 4)$
15	Окно Бомана $S_0(x) = \left(1 - 2 x \right)\cos(2\pi x) + \frac{1}{\pi}\sin\left(2\pi x \right)$	$S_{0}(y) = \frac{\tau_{u}}{4} \left[\frac{\operatorname{sinc}(0, 5\pi(y+1)) +}{+\operatorname{sinc}(0, 5\pi(y-1))} \right]$
16	Окно Пуассона $S_0(x) = \exp(-2\alpha x)$	$S_{0}(y) = \frac{\tau_{H} \left[1 - e^{-\alpha} \cos(\pi \alpha y) + \right] + \frac{\pi y}{2\alpha} e^{-\alpha} \sin(\pi \alpha y)}{\alpha \left[1 + \left(\frac{\pi y}{2\alpha}\right)^{2} \right]}$
17	Окно Хеннинга-Пуассона $S_0(x) = 0,5[1 + \cos(2\pi x)]\exp(-2\alpha x)$	$S_{0}(y) = \frac{S_{0}(y) = \left[\alpha \left[\nu_{1} \cos(\pi y) + \frac{1}{2} \left[\alpha^{2}(1 + e^{-\alpha}) + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sin(\pi y)\right] \left[\alpha^{2}(1 - e^{-\alpha})\right]}{2P(y)P(1 - y)P(1 + y) \left[\alpha^{2} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} + \frac{1}{2}$

Продолжение табл. 1	l / Continuation o	f table 1
---------------------	--------------------	-----------

N₂	Элементарный сигнал (окно)	Спектр сигнала
п/п	$S_0(x)$, $x = t / \tau_{_{\rm H}}$, $ x \le 0,5$	$S_0(y)$, $y = \omega \tau / (2\pi)$
		где $P(y) = \alpha^{2} + (\pi y)^{2};$ $v_{1} = 2P^{2}(y) + \pi^{2} \Big[4\alpha^{2} - P(y) \Big] + \pi^{2} e^{-\alpha} \Big[\pi^{2} (3y^{2} - 1) - \alpha^{2} \Big];$ $v_{2} = e^{-\alpha} (\pi^{3} y) \Big[\pi^{2} (1 - y^{2}) + 3\alpha^{2} \Big]$
18	Окно Хеннинга–Пуассона $S_0(x) = 0,5[1 + \cos(2\pi x)]\exp(-2\alpha x)$	$S_{0}(y) = \frac{S_{0}(y) =}{\left(\frac{v_{1}\cos(\pi y) + v_{2}\sin(\pi y)}{v_{1}\cos(\pi y)} \right) \left[\frac{\alpha^{2}(1 + e^{-\alpha}) + v_{2}\sin(\pi y)}{(1 - e^{-\alpha})^{2}} \right]}$ $\frac{2P(y)P(1 - y)P(1 + y) \left[\frac{2\alpha^{2} - v_{1}}{-\pi^{2}(1 + e^{-\alpha})} \right]}{P(y) = \alpha^{2} + (\pi y)^{2};}$ $v_{1} = 2P^{2}(y) + \pi^{2} \left[4\alpha^{2} - P(y) \right] + \pi^{2} e^{-\alpha} \left[\pi^{2}(3y^{2} - 1) - \alpha^{2} \right];$ $v_{2} = e^{-\alpha} (\pi^{3}y) \left[\pi^{2}(1 - y^{2}) + 3\alpha^{2} \right]$
19	Окно Тьюки $S_0(x) = \begin{cases} 1 \text{ при } 0 \le x \le (0, 5 - \alpha); \\ \cos^2 \left(\frac{\pi}{2\alpha} (\alpha + 0, 5 - x) \right), \\ \text{при } (0, 5 - \alpha) \le x \le 0, 5 \end{cases}$	$S_{0}(y) = \frac{\pi(1-\alpha)\tau_{\mu}}{4}\operatorname{sinc}[\pi y(1-\alpha)] \times \left\{ \operatorname{sinc}\left[\pi\left(\alpha y + \frac{1}{2}\right)\right] + \operatorname{sinc}\left[\pi\left(\alpha y - \frac{1}{2}\right)\right] \right\}$

2. Результаты вычислений

Результаты вычислений приведены в табл. 2. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

– наихудшими коэффициентами формы $k_{\phi H}$ обладают сигналы Римана (0,571)

и Хэмминга (0,763); для остальных сигналов значения $k_{\phi H} = 0,050 - 0,313;$

– наибольшую скорость убывания спектра имеют сигналы $\cos^4 x$ (–30 дБ), $\cos^3 x$, Валле–Пуссена, Бомана (–24 дБ).

Интересно сравнить исследуемые параметры для трапецеидальных сигналов и сигналов Тьюки. Последние представляют собой импульсы с плоской вершиной и косинус-квадратным скруглением фронтов. Сравнительное исследование ширины полосы и затухания спектра этих сигналов проведено в [5]. Показано, что ширина полосы сигналов Тьюки с ростом ξ растет быстрее, чем у трапецеидальных импульсов. Однако и скорость убывания спектра у сигналов Тьюки больше. В то же время, как следует из табл. 2, значения $k_{\phi H}$, определяющие погрешности измере-

ния временного положения, у обоих сигналов близки. Следовательно, с точки зрения ослабления внеполосных излучений применение сигналов Тьюки предпочтительнее, чем трапецеидальных сигналов.

Таблица 2 / Table 2

№ п/п	Элементарный сигнал	Скорость убывания спектра V, дБ/октава	УБЛ _{тах} спек- тра, дБ	E ₀	<i>Е</i> _{0п}	$k_{ m \phi H}$
1	Прямоугольное окно	-6	-13,3	τ _и		
2	Треугольное окно	-12	-26,6	0,33т _и	4 / τ _и	0,25
3	Трапецеидальное окно (параметр окна $\xi = \tau_1 / \tau_\mu$)			$\frac{\tau_{_{\rm H}}(1+\xi-2\xi^2)}{3(1-\xi)}$	$\frac{4}{\tau_{_{\rm H}}(1-\xi)}$	
3.1	$\xi = 0,3$	-12		0,53τ _и	5,7 / τ _и	0,175
3.2	$\xi = 0, 5$	-12		0,67т _и	8,0/τ _и	0,125
3.3	$\xi = 0, 8$	-12		0,87т _и	20,0 / т _и	0,050
4	Косинусоидальное окно	-12	-23	0,5t _и	$\frac{\pi^2}{2\tau_{_{\rm H}}}\approx\frac{4,94}{\tau_{_{\rm H}}}$	0,202
5	Косинус- квадратичное окно	-18	-31,5	0,375т _и	$\frac{\pi^2}{2\tau_{_{\rm H}}}\approx\frac{4,94}{\tau_{_{\rm H}}}$	0,202
6	Косинус- кубическое окно	-24	-39,3	5,0т _и /16	$\frac{9\pi^2}{16\tau_{_{\rm H}}}\approx\frac{5,55}{\tau_{_{\rm H}}}$	0,180
7	Квадрат-косинус- квадратичное окно	-30	-46,8	35,0т _и /128	$\frac{80\pi^2}{128\tau_{_{\rm H}}}\approx\frac{6,17}{\tau_{_{\rm H}}}$	0,162
8	Окно Хэмминга	-6	-42,7	$\tau_{\rm H} \begin{bmatrix} \alpha^2 + \\ + \frac{(1-\alpha)^2}{2} \end{bmatrix} = 0,40\tau_{\rm H}$	$\frac{2\pi^2(1-\alpha)^2}{\tau_{\mu}} \approx 1.31/\tau_{\mu}$	0,763
9	Окна Блэкмана, Блэкмана – Харри- са, Наталла, Блэк- мана – Наталла			$\tau_{\rm H} \left[b_0^2 + 2 \sum_{m=1}^M b_m^2 \right]$	$\frac{8\pi^2}{\tau_{\rm H}} \times \\ \times \sum_{m=1}^M m^2 b_m^2$	

Параметры элементарных сигналов Parameters of elementary signals

Nº ¤∕¤	Элементарный	Скорость убывания	УБЛ _{тах} спек-	E_0	<i>Е</i> 0п	$k_{ m \phi H}$
11/11	Сигнал	спектра <i>v</i> , дБ/октава	тра, дБ			
9.1	Точное окно Блэкмана $b_0 = 7938/18608;$ $2b_1 = 9240/18608;$ $2b_2 = 1430/18608$	-6	-51	0,30822τ _и	5,333 / T _H	0,188
9.2	Окно Блэкмана $b_0 = 0,42;$ $2b_1 = -0,5;$ $2b_2 = 0,08$	-18	-58,2	0,30460τ _и	5,440 / τ _и	0,184
9.3	$b_0 = 0,44959;$ $2b_1 = 0,49364;$ $2b_2 = 0,05677$	-6	-61	0,32508t _и	5,064 / т _и	0,198
9.4	$b_0 = 0,42323;$ $2b_1 = 0,49755;$ $2b_2 = 0,07922$	-6	-67	0,30604τ _и	5,382 / т _и	0,186
9.5	$b_0 = 0,40243;$ $2b_1 = 0,49804;$ $2b_2 = 0,09831;$ $b_3 = 0,00122$	6	-74	0,29080τ _и	5,658 / т _и	0,177
9.6	$b_0 = 0.35875;$ $2b_1 = 0.48829;$ $2b_2 = 0.14128;$ $b_3 = 0.01168$	-6	-92	0,25788τ _и	6,280 / τ _и	0,159
9.7	Окно Наталла $b_0 = 0,355768;$ $b_1 = 0,487396;$ $2b_2 = 0,144232;$ $b_3 = 0,012604$	-6	-93,8	0,25510τ _и	6,332 / τ _μ	0,158
9.8	Окно Блэкмана – Наталла $b_0 = 0,363582;$ $b_1 = 0,489178;$ $2b_2 = 0,136600;$ $b_3 = 0,010641$	-6	-98,7	0,26123т _и	6,196 / τ _и	0,161

Продолжение табл. 2 / Continuation of Table 2

		Скорость	УБЛ _{max}			
Nº ⊐/⊐	Элементарный	убывания	спек-	E_0	$E_{0\pi}$	$k_{\phi H}$
11/11	сигнал	спектра V, дБ/октава	тра, дБ	, , , , , , , , , , , , , , , , , , ,		
9.9	Окно с плоской вершиной спектра $b_0 = 0,21552;$ $2b_1 = 0,41638;$ $b_2 = 0,27802;$ $2b_3 = 0,08362;$ $2b_4 = 0,00646$	-6	-82,6	0,17877τ _и	9,522 / т _и	0,105
10	Окна Кайзера – Бесселя			$\tau_{\rm H} \left[b_0^2 + 2\sum_{m=1}^M b_m^2 \right]$	$\frac{8\pi^2}{\tau_{_{\rm H}}}\sum_{m=1}^M m^2 b_m^2$	
10.1	$\begin{array}{c} \alpha = 2,0 \\ b_0 = 0,48919357; \\ b_1 = 0,24342205; \\ b_2 = 0,01147993; \\ b_3 = 0,00110388; \\ b_4 = 0,00104817; \\ b_5 = 0,00077072; \\ b_6 = -0,00056912; \\ b_7 = 0,00043230 \end{array}$	-6	-46,8	0,35809τ _и	4,996 / τ _и	0,20
10.2	$\begin{array}{c} \alpha = 2,5\\ b_0 = 0,43963077;\\ b_1 = 0,24899254;\\ b_2 = 0,03166106;\\ b_3 = -0,00045224;\\ b_4 = -0,00010259;\\ b_5 = 0,00016966;\\ b_6 = -0,00015484;\\ b_7 = 0,00012956 \end{array}$	-6	-57,8	0,31927τ _и	5,212 / τ _и	0,192
10.3	$\begin{array}{c} \alpha = 3,0 \\ b_0 = 0,40254800; \\ b_1 = 0,24905998; \\ b_2 = 0,04899625; \\ b_3 = 0,00061234; \\ b_4 = 0,00006608; \\ b_5 = 0; \\ b_6 = -0,0000217; \\ b_7 = 0,00002625 \end{array}$	-6	-70,5	0,29091τ _и	5,656 / τ _н	0,177

Продолжение табл. 2 / Continuation of Table 2

№	Элементарный	Скорость	УБЛ _{тах}			
JNO		VOLIDOILLIA	011016			
п/п	сигнал	уоывания спектра V.	спек- тра.	E_0	$E_{0\pi}$	$k_{ m \phi H}$
		дБ/октава	дБ			
	$\alpha = 3,5$					
	$b_0 = 0,37347736;$					
	$b_1 = 0,24643151;$					
10.4	$b_2 = 0,06333748;$	-6	-8,5	0,26899τ _и	$6,062/\tau_{_{I\!I}}$	0,165
	$b_3 = 0,00350536;$					
	$b_4 = -0,00000449;$					
	$b_5 = 0,00001198$					
	Гибридное окно					
	Бартлетта – Ханна $a = 0.62$					
11	$u_0 = 0.02$,	-6	-35,6	0,4623т _и	4,54 / τ _и	0,220
	$a_1 = 0,48,$					
10	$a_2 = 0,38$	10	21.2	0.52	2 20 / -	0.212
12	Окно Рисса	-12	-21,3	0,53t _u	3,207 т _и	0,313
13	Окно Римана	-12	-26	0,4515t _и	l, 75 / τ _и	0,571
14	Окно Валле – Пус- сена	-24	-53	0,449т _и	4,16 / τ _и	0,240
15	Окно Бомана	-24	-46,2	0,293т _и	τ _и	0,101
16				$\tau_{_{\rm H}}(1-e^{-lpha})$	$2\alpha(1-e^{-2\alpha})$	
10	Окно Пуассона			2α		
16.1	$\alpha = 2,0$	-6	-31,3	0,216τ _и	3,92 / т _и	0,255
16.2	$\alpha = 3,0$	-6	-24,0	0,238t _и	5,99 / т _и	0,166
16.3	$\alpha = 4,0$	-6	-19,2	0,245τ _и	8,0 / τ _и	0,125
17	Окно Хеннинга– Пуассона					
17.1	$\alpha = 0,5$	-18	-39,8	0,32т _и	3,42 / т _и	0,094
17.2	$\alpha = 1,0$	-18	-35,4	0,25т _и	3,05 / т _и	0,082
17.3	$\alpha = 2,0$	-18	БЛ нет	0,18τ _и	2,98 / т _и	0,060
				- /-	$\frac{\alpha}{\pi} \int \sqrt{\pi} erf(\alpha) -$	
18	Окно Гаусса			$\frac{\tau_{\rm H}\sqrt{\pi}}{2\alpha}erf(\alpha)$	$-2\alpha \exp(-\alpha^2)$	
18.1	$\alpha = 2,5$	-6	-43,5	0,3694т _и	4,593 / τ _и	0,218
18.2	$\alpha = 3,0$	-6	-56,2	0,3695т _и	5,543 / т _и	0,181
18.3	$\alpha = 3,5$	-6	-71,1	0,3696т _и	6,468 / т _и	0,155
19	Окно Тьюки			$\tau_{_{\rm H}}(1-1,25\alpha)$	$\pi^2/(4\alpha\tau_{_{\rm H}})$	
19.1	$\alpha = 0,375$	-18	-13,7	0,531 τ _и	6,61 / т _и	0,152
19.2	$\alpha = 0,250$	-18	-15,2	0,688 τ _и	9,87 / т _и	0,101
19.3	$\alpha = 0,125$	-18	-19,5	0,843 τ _и	19,74 / т _и	0,050

Окончание табл. 2 / End of Table 2

3. Рекомендации по выбору ЭС

Если критерий предпочтения при выборе элементарных сигналов не очевиден, то можно предложить выбор сигнала по двум показателям: наибольшей скорости убывания спектра и наименьшему значению $k_{\phi H}$. Для решения этой задачи множество значений $\{V, k_{\phi H}\}$ разбивается на множества худших и нехудших вариантов путем применения безусловного критерия предпочтения, и далее используется метод прямоугольников [15], который заключается в следующем.

1. Показатели V и $k_{\phi H}$ откладывают по осям координатной плоскости в возрастающем порядке.

2. Точки множества {V, k_{фн}} располагают на этой плоскости.

3. Проводят вертикальную прямую через самую левую точку множества. Если на этой прямой оказалось несколько точек, выбирают самую нижнюю (*A*₁).

4. Проводят горизонтальную прямую через самую нижнюю точку множества. Если на этой прямой оказалось несколько точек, выбирают самую левую (A_2) . Найденные таким образом точки (A_1, A_2) являются крайними точками левой нижней границы. Точку пересечения проведенных прямых назовем B.

5. Через точки (A_1, A_2) проводят соответственно горизонтальную и вертикальную линии до их пересечения в точке C. Все точки, лежащие вне получившегося прямоугольника, исключаются из дальнейшего отбора.

6. Внутри прямоугольника (A_1CA_2B) проводят вертикальную прямую через самую левую точку (или точки) и горизонтальную прямую через самую нижнюю точку (или точки). Тогда самая левая точка на горизонтальной прямой (A_3) и самая нижняя точка на вертикальной прямой (A_4) будут следующими точками нижней левой границы.



Puc. 1 – Пример поиска элементарного сигнала с минимальными V и $k_{\phi H}$ *Fig. 1* – Example of searching for an elementary signal with minimal V and $k_{\phi H}$

7. Пункты 3–6 повторяют, пока не будет продолжений. Таким образом, находят точку множества с минимальными значениями V и $k_{\phi H}$. Если при вычисле-

нии получается несколько пар показателей с одинаковыми значениями, то считается, что сигналы идентичны по своим характеристикам и можно выбрать любой из них.

Решение этой задачи для сигналов из табл. 1 иллюстрируется рисунком. Результат решения – выбор по двум критериям сигнала № 15 (Бомана) со значениями V = -24 дБ/октава и $k_{dhh} = 0,101$.

Метод выбора ЭС может быть использован и для других приводимых в литературе сигналов, например, описанных в [11].

Заключение

Из приведенных результатов следует вывод, что применение тех или иных элементарных сигналов зависит от критериев предпочтения. Если более важным требованием к системе является обеспечение меньших внеполосных излучений, то можно пойти на некоторое увеличение погрешности измерения временного положения, используя сигналы $\cos^4 x$, $\cos^3 x$, $Bалле - Пуссена или Бомана вместо, например, сигнала Тьюки со значением <math>\alpha = 0,125$. Следует, однако, иметь в виду, что каждый из этих сигналов имеет примерно в 3 раза меньшую энергию, чем прямоугольный импульс той же длительности.

При необходимости выбор сигнала по двум показателям: наибольшей скорости убывания спектра и наименьшему значению $k_{\phi h}$ может быть осуществлен на основе безусловного критерия предпочтения.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. **Ипатов В.П.** Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
- Помехоустойчивость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон; под ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
- Sarwate D., Pursley M. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences // Proceeding of the IEEE. – 1980. – Vol. 68, N 12. – P. 593–619. – DOI: 10.1109/PROC.1980.11697.
- Fan P., Darnell M. Sequence design for communications applications. New York: John Wiley & Sons, 1996. – 493 p.
- 5. Гуревич М.С. Спектры радиосигналов. М.: Связьиздат, 1963. 312 с.
- FOCT P 50016–92. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к ширине полосы радиочастот и внеполосным излучениям радиопередатчиков. Методы измерений и контроля. – М.: Изд-во стандартов, 1993. – 61 с.
- 7. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
- Хайло Н.С., Кривецкий А.В., Вострецов А.Г. Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции DPSK-сигналов при воздействии внешних помех с априорно неопределенными параметрами // Доклады АН ВШ РФ. – 2022. – № 2 (55). – С. 46–59. – DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-46-59.
- Справочник по радиолокации. В 4 т. Т. 1. Основы радиолокации / ред. М. Сколник; пер. с англ. под ред. Я.С. Ицхоки. – М.: Советское радио, 1976. – 456 с.

- Harris F. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform // Proceeding of the IEEE. – 1978. – Vol. 66, N 1. – P. 51–83. – DOI: 10.1109/PROC.1978.10837.
- 11. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Техносфера, 2016. 208 с.
- Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. – М.: Советское радио, 1961. – 312 с.
- 13. Ширман Я.Д., Голиков В.Н. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерения их параметров. М.: Советское радио, 1963. 278 с.
- 14. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
- Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. – М.: Советское радио, 1975. – 368 с.

ON THE CHOICE OF ELEMENTARY SIGNALS FOR COMPLEX SIGNAL RADIO SYSTEMS

Zubarev V.Yu.¹, Ponomarenko B.V.¹, Vostretsov A.G.^{2,3}

¹Russia Navigator Company, Saint-Petersburg, Russia ²Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia ³Chinakal Institute of Mining of the Siberian Branch of the RAS, Novosibirsk, Russia

It widely uses complex signals based on code sequences in digital communication and radar systems. It pays most attention to code sequences analysis, synthesis, and implementation while developing such systems. Significantly less attention is paid to the shape of elementary signals (ES) constituting a complex signal. This work aims at a comparative analysis of the parameters of several known ES in terms of the rate of spectrum decrease and the accuracy of measuring the time position. Recommendations are given for choosing the best ES based on the criterion of unconditional preference. This paper aims in comparative parameter analysing of several known ESs from spectrum decrease rate and time position measurement accuracy points of view. Recommendations are given on choosing the best ES based on the unconditional preference criterion.

Keywords: mobile data transmission systems, complex signals, signal format, noise, interference, modulation, demodulation, noise immunity.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-39-55

REFERENCES

- 1. Ipatov V.P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov: printsipy i prilozheniya* [Broadband systems and code separation of signals. Principles and applications]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2007. 488 p.
- Borisov V.I., ed. Pomekhoustoichivost' sistem radiosvyazi s rasshireniem spektra signalov modulyatsiei nesushchei psevdosluchainoi posledovatel'nost'yu [Noise immunity of radio communication systems with the expansion of the signal spectrum by carrier modulation pseudorandom sequence]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2003. 640 p.
- 3. Sarwate D., Pursley M. Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences. *Proceeding of the IEEE*, 1980, vol. 68, no. 12, pp. 593–619. DOI: 10.1109/PROC.1980.11697.
- 4. Fan P., Darnell M. *Sequence design for communications applications*. New York, John Wiley & Sons, 1996. 493 p.
- 5. Gurevich M.S. *Spektry radiosignalov* [Radio signal spectra]. Moscow, Svyaz'izdat Publ., 1963. 312 p.
- 6. State Standard R 50016–92. *Electromagnetic compatibility of technical means. Requirements for the bandwidth of radio frequencies and out-of-band radiations of radio transmitters. Measurement and control methods.* Moscow, Standards Publ., 1993. 61 p. (In Russian).

- Makarov S.B., Tsikin I.A. Peredacha diskretnykh soobshchenii po radiokanalam s ogranichennoi polosoi propuskaniya [Transmission of discrete messages over radio channels with limited bandwidth]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1988. 304 p.
- Khailo N.S., Krivetsky A.V., Vostretsov A.G. Asimptoticheski robastnyi invariantnyi algoritm demodulyatsii DPSK-signalov pri vozdeistvii vneshnikh pomekh s apriorno neopredelennymi parametrami [An asymptotically robust invariant algorithm for demodulation of DPSK signals under external interference with a priori uncertain parameters]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 2 (55), pp. 46–59. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-2-46-59.
- Skolnik M., ed. Spravochnik po radiolokatsii. V 4 t. T. 1. Osnovy radiolokatsii [Radar handbook. In 4 vols. Vol. 1]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1976. 456 p. (In Russian).
- Harris F. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. *Proceeding of the IEEE*, 1978, vol. 66, no. 1, pp. 51–83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837.
- 11. Dvorkovich V.P., Dvorkovich A.V. *Okonnye funktsii dlya garmonicheskogo analiza signalov* [Window functions for harmonic signal analysis]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2016. 208 p.
- Fal'kovich S.E. Priem radiolokatsionnykh signalov na fone fluktuatsionnykh pomekh [Receiving of radar signals against the background of fluctuation interference]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1961. 312 p.
- 13. Shirman Ya.D., Golikov V.N. *Osnovy teorii obnaruzheniya radiolokatsionnykh signalov i izmereniya ikh parametrov* [Fundamentals of the theory of radar signal detection and measurement of their parameters]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1963. 278 p.
- Trifonov A.P., Shinakov Yu.S. Sovmestnoe razlichenie signalov i otsenka ikh parametrov na fone pomekh [Joint discrimination of signals and evaluation of their parameters against the background of interference]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986. 264 p.
- Gutkin L.S. Optimizatsiya radioelektronnykh ustroistv po sovokupnosti pokazatelei kachestva [Optimization of radio-electronic devices based on a set of quality indicators]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1975. 368 p.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Зубарев Владимир Юрьевич – родился в 1976 году, начальник сектора, АО «Навигатор». Область научных интересов: радионавигационные системы, синтез и обработка сигналов. Опубликовано 5 научных работ (Адрес: 199106, Россия, г. Санкт-Петербург, Шкиперский проток, д. 14, литера 3, корпус 19. E-mail: vzubarev@navigat.ru).

Zubarev VladimirYurievich (b. 1976) – Head of the Sector, Navigator JSC. Research interests: radio navigation systems, signal synthesis and processing. 5 scientific papers have been published (Address: letter Z, block 19, 14, Shkiperskiy protok, Saint-Petersburg, 199106, Russia. E-mail: vzubarev@navigat.ru).



Пономаренко Борис Викторович – родился в 1947 году, д-р техн. наук, старший научный сотрудник, главный научный сотрудник, АО «Навигатор». Область научных интересов: радионавигационные системы, обработка сигналов. Опубликовано 140 научных работ. (Адрес: 199106, Россия, г. Санкт-Петербург, Шкиперский проток, д. 14, литера 3, корпус 19. E-mail: bereza51@mail.ru).

Ponomarenko Boris Viktorovich (b. 1947) – Doctor of Sciences (Eng.), Chief Researcher, Navigator JSC. Research interests: radio navigation systems, signal processing. 140 scientific papers have been published. (Address: letter Z, block 19, 14, Shkiperskiy protok, Saint-Petersburg, 199106, Russia. E-mail: bereza51@mail.ru.)



Вострецов Алексей Геннадьевич – родился в 1955 году, д-р техн. наук, профессор, советник ректората Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: теория устойчивого обнаружения, различения и оценки сигналов в условиях априорной неопределенности. Опубликовано более 150 научных работ, в том числе 3 монографии. (Адрес: Россия, 630073, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru).

Vostretsov Aleksey Gennadevich (b. 1955) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, rector's adviser at Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on the statistical theory of signal processing in condition of a priori uncertainty. He has above 150 publications including 5 monographs. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: vostreczov@corp.nstu.ru.)

Статья поступила 01 февраля 2023 г. Received February 01, 2023

To Reference:

Zubarev V.Yu., Ponomarenko B.V., Vostretsov A.G. O vybore elementarnykh signalov dlya radiosistem so slozhnymi signalami [On the choice of elementary signals for complex signal radio systems]. Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences, 2023, no. 1 (58), pp. 39–55. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-39-55.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь–март

№ 1 (58)

519.6:621.391

2023

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИНТЕРПОЛИРОВАННЫХ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ НЕЧЕТНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЗОН

Е.Г. Скулина, И.С. Савиных

Новосибирский государственный технический университет

Рассмотрены интерполированные полосно-заграждающие КИХ-фильтры. Предложена структурная схема интерполированного полосно-заграждающего КИХ-фильтра для нечетных спектральных зон. Использование предложенной структуры позволит уменьшить количество коэффициентов фильтра по сравнению с референсным фильтром, рассчитанным классическим методом, а именно позволит уменьшить требования к вычислительным ресурсам. Для предложенной структуры получены соотношения для определения коэффициента вычислительной эффективности и коэффициента увеличения количества регистров. В предложенной работе были определены следующие значения: оптимальный коэффициент интерполяции, максимальный коэффициент вычислительной эффективности и коэффициент увеличения количества регистров при оптимальном коэффициенте интерполяции. В полученных соотношениях для синтеза интерполированного полосно-заграждающего КИХ-фильтра используются значения полосы заграждения и центральной частоты режекции. Также было проведено сравнение интерполированного полосно-заграждающего фильтра для нечетных спектральных зон, синтезированного по предложенной структуре и референсного полосно-заграждающего фильтра, рассчитанного классическим методом. В результате исследования было установлено, что предложенную структуру рационально применять при определенных условиях. Полученная структура интерполированного полосно-заграждающего КИХ-фильтра является эффективной с вычислительной точки зрения, однако данная структура не является универсальной. Основным ограничением для применения полученной структуры является дискретность переключения между спектральными зонами и необходимость точной подстройки центральной частоты режекции.

Ключевые слова: конечная импульсная характеристика, интерполированный фильтр, коэффициент интерполяции, полосно-заграждающий фильтр, метод частотного маскирования, амплитудно-частотная характеристика.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-56-66

Введение

Полосно-заграждающие фильтры (ПЗФ) широко применяются для подавления помех в цифровой обработке сигналов [1]. Цифровые фильтры часто делят на два типа: фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) и с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) [2–4].

КИХ-фильтры предпочтительнее БИХ-фильтров по следующим причинам. Во-первых, КИХ-фильтры реализуются с действительно линейной фазочастнотной характеристикой, а именно могут не вносить фазовых искажений. Во-вторых, КИХ-фильтры всегда устойчивы, т. е. нет необходимости в проверке их на устойчивость. В-третьих, КИХ-фильтры в меньшей степени подвержены эффектам конечной разрядности, т. е. ошибки округления в КИХ-фильтрах накапливаются в меньшей степени, чем в БИХ-фильтрах [2–5].

Определяющим для цифровой обработки сигналов является отсутствие фазовых искажений [1]. Поэтому, несмотря на высокие требования к вычисли-

© 2023 Скулина Е.Г., Савиных И.С.

тельном ресурсам для расчета отклика фильтра, применяют именно КИХфильтры [2-4].

Для уменьшения вычислительных затрат при расчете отклика фильтра широко применяются интерполированные фильтры [3–4].

1. Постановка проблемы

В [6–8] предложены каскадные структуры интерполированных фильтров нижних частот (ФНЧ). Использование этих структур позволяет уменьшить вычислительную сложность расчета отклика. Однако данные структуры не применимы для реализации ПЗФ из-за узкой полосы (полос) пропускания.

В [10] предложена структура ФНЧ, которая предположительно может быть использована для реализации фильтра с широкой полосой (полосами) пропускания. Поэтому необходимо рассмотреть эту структуру и на ее основе предложить структуру для синтеза ПЗФ. Кроме того, для оценки целесообразности применения предложенной структуры необходимо определить ее оптимальные параметры и эффективность с вычислительной точки зрения. А также необходимо провести экспериментальную оценку полученных соотношений и синтезировать ПЗФ.

2. Структурная схема

При синтезе КИХ-фильтра определяются отсчеты его импульсной характеристики (ИХ), они же являются коэффициентами этого фильтра. Отсчеты выходного сигнала находят из следующего соотношения:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] x[n-k].$$
(1)

Отклик классического КИХ-фильтра, как правило, вычисляется непосредственно через выражение линейной свертки (1), и его структура показана на рис. 1.



Рис. 1 – Структура классического фильтра с вычислительной точки зрения

Fig. 1 – The structure of a classical filter from a computational point of view

Для этой структуры чем больше порядок фильтра, тем больше операций сложения и умножения необходимо осуществить, что приводит к бо́льшим временным и/или финансовым затратам.

Для ФНЧ предложена структура, которая потенциально может быть использована для реализации фильтра с широкой полосой пропускания и которая в сравнении с классическим методом позволяет уменьшить количество операций сложения и умножения за счет интерполяции [10]. Данная структура представлена на рис. 2.

На основании структуры, рассмотренной в [10], предлагается структура интерполированного ПЗФ для нечетных спектральных зон (рис. 3), которая по количеству каскадов и по идее совпадает со структурой, предложенной в [10], но с другими типами блоков внутри.



Рис. 2 – Структура фильтра, синтезированного с использованием метода частотного маскирования (Y. C. Lim)

Fig. 2 – The structure of a filter synthesized using the frequency masking method (Y. C. Lim)



Puc. 3 – Структура интерполированного полосно-заграждающего фильтра *Fig. 3* – The structure of an interpolated band-stop filter

Эта структура состоит из ФНЧ с интерполированной ИХ, фильтра, подавляющего побочную полосу пропускания и двух линий задержки, необходимых для организации синфазной обработки сигнала.

Промежуточные и результирующая передаточные функции изображены на рис. 4. Предполагается, что все частоты нормированы на частоту дискретизации.

Из рис. 4 видно, что классический и интерполированный ПЗФ имеют близкие частотные характеристики, когда полоса заграждения численно равна двум полосам пропускания ФНЧ с интерполированной ИХ и когда центральная частота полосы заграждения определяется выражением

$$\Delta f_{SB} = 2\Delta f_{BW} \quad \text{i} \quad f_0 = \frac{k+1}{2L}.$$

где Δf_{SB} – полоса заграждения; Δf_{BW} – полоса пропускания ФНЧ с интерполированной ИХ; f_0 – центральная частота полосы заграждения; L – коэффициент интерполяции; k < L/2 (на рис. 4 k = 1, но нет препятствий для подавления любой из полос пропускания, меньшей половины частоты дискретизации), причем k и L – целые числа.



Fig. 4 – Intermediate and resulting transfer functions in the proposed structure

3. Вычислительная эффективность

Количество коэффициентов, требуемых для реализации импульсной характеристики классического КИХ-фильтра, определяется соотношением (3). При этом будем считать, что количество коэффициентов фильтра заметно больше единицы:

$$N = \frac{K_{met}}{\Delta f_{trans}},\tag{3}$$

где Δf_{trans} — полоса перехода исходного фильтра; K_{met} — коэффициент, определяемый используемым методом синтеза фильтра.

Тогда количество коэффициентов, требуемых для реализации ИХ предложенного КИХ-фильтра, определяется соотношением

$$M = M_1 + M_2 = \frac{K_{met}}{L\Delta f_{trans}} + \frac{K_{met}}{\Delta f_{transmf}},$$
(4)

где $\Delta f_{transmf}$ – полоса перехода фильтра, подавляющего выбранную полосу пропускания.

Коэффициент вычислительной эффективности интерполированного фильтра определим по соотношению требуемого количества операций умножения для референсного фильтра и интерполированного:

$$E = E_* = \frac{N}{M}.$$
(5)

Подставим (3) и (4) в (5) и получим

$$E = \frac{1}{\frac{1}{L} + \frac{\Delta f_{trans}}{\Delta f_{transmf}}}.$$
(6)

Из рис 4 следует, что

$$\Delta f_{transmf} = \frac{1}{L} - \Delta f_{SB} - \Delta f_{trans}.$$
(7)

Подставим значение (7) в (6) и получим соотношение для нахождения коэффициента вычислительной эффективности интерполированного фильтра

$$E = \frac{L(1 - L(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}))}{1 - L(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}) + \Delta f_{trans}^{2}}.$$
(8)

Для того чтобы произвести оценку увеличения требуемой памяти, определим коэффициент увеличения регистров как соотношение минимально необходимого количества ячеек памяти для предложенной структуры и референсной:

$$U_{\min} = \frac{2LM_1 + 2M_2}{N}.$$
 (9)

Подставляя значения M_1 , M_2 и N в (9), получим

$$U = 2 \left(1 + \frac{\Delta f_{trans} L}{1 - L(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans})} \right).$$
(10)

Будем рассматривать случай, когда увеличение вычислительной эффективности предпочтительнее уменьшения объема памяти. Предположим, что полосы перехода и заграждения задаются в качестве исходных данных при расчете коэффициентов фильтра. Поэтому определим коэффициент интерполяции исходя из условия минимизации вычислительных затрат, требуемых для расчета отклика интерполированного ПЗФ.

4. Оптимальный коэффициент интерполяции

Для определения оптимального коэффициента интерполяции L_{opt} найдем производную по L из (8) для коэффициента вычислительной эффективности и приравняем ее к нулю.

В результате получим

$$\left(\left(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}\right)^2 - \Delta f_{trans}\right)L^2 - 2L\left(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}\right) + 1 = 0.$$
(11)

Найдя корни уравнения (11), получим

$$L_{1,2} = \frac{1}{(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}) \mp \sqrt{\Delta f_{trans}}}.$$
 (12)

Коэффициент интерполяции должен быть положительным числом, поэтому оптимальный коэффициент интерполяции

$$L_{opt} = \frac{1}{\left(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}\right) + \sqrt{\Delta f_{trans}}}.$$
(13)

В (8) подставляем найденный оптимальный коэффициент интерполяции (13), упрощая, получаем максимальный коэффициент вычислительной эффективности

$$E_{\max} = \frac{1}{(\Delta f_{SB} + \Delta f_{trans}) + 2\sqrt{\Delta f_{trans}}}.$$
 (14)

Подставив (14) в (10) и упростив, получим коэффициент увеличения регистров при оптимальном коэффициенте интерполяции

$$U(L = L_{opt}) = 2\left(1 + \sqrt{\Delta f_{trans}}\right).$$
(15)

5. Экспериментальные результаты

Для того чтобы оценить полученные ранее результаты, было рассмотрено два фильтра. Один был рассчитан референсным методом, второй был рассчитан с помощью предложенной структуры. Коэффициенты фильтров были найдены методом взвешивания (взвешивающая функция Хэмминга).

Для примера были приняты следующие исходные данные: центральная частота 50 Гц, ширина полосы заграждения 10 Гц, ширина полосы пропускания 5 Гц, частота дискретизации 500 Гц, минимальное затухание в полосе заграждения 40 дБ, максимальная неравномерность в полосе пропускания 0,1 дБ.

В ходе работы были получены следующие результаты.



Рис. 5 – Амплитудно-частотная характеристика полосно-заграждающего фильтра, рассчитанного по предложенной структуре, и амплитудно-частотная характеристика полосно-заграждающего фильтра, рассчитанного классическим методом в логарифмическом масштабе



Из рис. 5 видно, что неравномерность в полосе пропускания для интерполированного фильтра становится больше, чем у референсного, однако это увеличение не превышает двух раз. Если перевести в относительные единицы, то пульсации в полосе пропуская и в полосе заграждения равны и соответствуют уровню бокового лепестка Функции Хэмминга –43 дБ.

При вычислении предложенного интерполированного полосно-заграждающего фильтра теоретический коэффициент интерполяции $L_{opt} = 8,33$, а фактически применимый коэффициент интерполяции L = 10.

Максимальная теоретически достижимая вычислительная эффективность составила $E_{\rm max} = 4,348$, а фактически полученное значение E = 4,118.

Коэффициент увеличения регистров при оптимальном коэффициенте интерполяции $U(L = L_{opt}) = 2.2$, а полученное значение U = 2,278.

При этом количество коэффициентов референсного фильтра составило N = 331, а количество коэффициентов интерполированного фильтра $M_1 = 33$ и $M_2 = 43$.

По количеству операций умножений и сложений выигрыш составляет 411 %. Это фактически разновидность алгоритма, который позволяет обеспечить бо́льшую вычислительную эффективность за счет увеличения объема памяти.

6. Обсуждение результатов

Анализируя (2), можно прийти к выводу, что для предложенной структуры центральная частота полосы режекции изменяется дискретно, что накладывает определенные ограничения на реализуемость предложенной структуры. Также из (2) и рис. 4 можно получить соотношение для определения максимального значения коэффициента интерполяции

Кроме того, анализируя (15) и (16), можно прийти к выводу, что максимально возможный коэффициент вычислительной эффективности увеличивается при уменьшении ширины полосы заграждения и ширины полосы перехода интерполированного фильтра.

Следует отметить, что оптимальный коэффициент интерполяции, приведенный в (13), в общем случае является дробным, однако это физически нереализуемо. Поэтому при реализации фильтра следует выбирать округленное значение оптимального коэффициента интерполяции. Вследствие этого максимальное значение коэффициента вычислительной эффективности, приведенное в соотношении (14), фактически является теоретическим пределом для заданной ширины полос заграждения и перехода, так как после округления коэффициент вычислительной эффективности станет меньше.

Заключение

Предложена структура интерполированного ПЗФ для нечетных спектральных зон.

Использование предложенной структуры позволит сократить количество коэффициентов фильтра по сравнению с референсным фильтром, рассчитанным классическим методом.

Для предложенной структуры были получены соотношения вычислительной эффективности, увеличения количества регистров и оптимальный коэффициент интерполяции, в зависимости от ширин полос заграждения и перехода.

Также было синтезировано два фильтра. Первый был рассчитан по предложенной структуре, второй фильтр был рассчитан классическим методом. В результате сравнения была продемонстрирована работоспособность соотношений, которые наглядно показали целесообразность использования данной структуры.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Sklar B. Digital communications: fundamentals and applications. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall PTR, 2001. 1079 p.
- 2. Ifeachor E.C., Jervis B.W. Digital signal processing: a practical approach. New York: Prentice Hall, 2002. 933 p.
- Lyons R.G. Understanding digital signal processing. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2011. – 954 p.
- 4. Antoniou A. Digital signal processing. McGraw-Hill, 2006. 966 p.
- 5. Harris F. Multirate signal processing for communication systems. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004. 478 p.
- Neuvo Y., Dong C.Y., Mitra S.K. Interpolated finite impulse response filters // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1984. – Vol. ASSP-32. – P. 563–570.
- Saramaki T., Neuvo Y., Mitra S.K. Design of computationally efficient interpolated FIR filters // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1988. – Vol. 35, N 1. – P. 70–88.
- Mehrnia A., Willson A.N. On optimal IFIR filter design // 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). IEEE, 2004. Vol. 3. P. 133–136.
- Rajan G., Neuvo Y., Mitra S.K. On the design of sharp cutoff wide-band FIR filters with reduced arithmetic complexity // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1988. – Vol. 35, N 11. – P. 1447–1454.
- Lim Y.C. Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 1986. – Vol. 33, N 4. – P. 357– 364.
- Skulina E.G., Savinykh I.S. Computational efficiency of interpolated band-stop filters // 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE). – Novosibirsk, Russia, 2020. – P. 13–16.

COMPUTATIONAL EFFICIENCY OF INTERPOLATED BAND STOP FILTERS FOR ODD SPECTRAL BANDS

Skulina E.G., Savinykh I.S.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

Interpolated band stop FIR filters are excluded. A block diagram of an interpolated band stop FIR filter for odd spectral regions is proposed. The use of the proposed maximum allowable value of the filter coefficient in comparison with the reference filter calculated by the classical method, namely the maximum allowable value of the quantitative limitation to the computing resource. For the proposed structure, relations are obtained to determine the coefficient of computational efficiency and the coefficient of increase in the number of registers. In the proposed work, the following values were determined: the optimal interpolation coefficient, the maximum coefficient of computational efficiency and the coefficient of increase in the number of registers at the optimal interpolation coefficient. In the obtained relations for the synthesis of the interpolated bandstop FIR filter, the values of the stop band and the central frequency of the rejection are used. We also compared the interpolated band stop filter for odd spectral zones, synthesized according to the proposed structure, and the reference band stop filter calculated by the classical method. As a result of the study, it was found that the proposed nature is used under specific conditions. The obtained structure of the interpolated band stop FIR filter is optimal from a computational point of view, however, the calculated structure is not universal. The main limitation for the application of the resulting structure is the discreteness of switching between spectral zones and the need for fine tuning of the center rejection frequency.

Keywords: finite impulse response, interpolated filter, interpolation coefficient, Band Stop Filter, frequency masking method, frequency response.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-56-66

REFERENCES

- 1. Sklar B. *Digital communications: fundamentals and applications*. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall PTR, 2001. 1079 p.
- 2. Ifeachor E.C. Jervis B.W. *Digital signal processing: a practical approach*. New York, Prentice Hall, 2002. 933 p.
- 3. Lyons R.G. *Understanding digital signal processing*. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2011. 954 p.
- 4. Antoniou A. Digital signal processing. McGraw-Hill, 2006. 966 p.
- 5. Harris F. *Multirate signal processing for communication systems*. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2004. 478 p.
- Neuvo Y., Dong C.Y., Mitra S.K. Interpolated finite impulse response filters. *IEEE Transac*tions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1984, vol. ASSP-32, pp. 563–570.
- 7. Saramaki T., Neuvo Y., Mitra S.K. Design of computationally efficient interpolated FIR filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1988, vol. 35, no. 1, pp. 70–88.
- Mehrnia A., Willson A.N. On optimal IFIR filter design. 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 23–26 May, 2004, vol. 3, pp. 133–136.
- Rajan G., Neuvo Y., Mitra S.K. On the design of sharp cutoff wide-band FIR filters with reduced arithmetic complexity. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1988, vol. 35, no. 11, pp. 1447–1454.
- 10. Lim Y.C. Frequency-response masking approach for the synthesis of sharp linear phase digital filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1986, vol. 33, no. 4, pp. 357–364.
- 11. Skulina E.G., Savinykh I.S. Computational efficiency of interpolated band-stop filters. 2020 Ist International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, Russia, 2020, pp. 13–16.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Скулина Елена Георгиевна – родилась в 1996 году, получила степень бакалавра в области радиотехники в Новосибирском государственном техническом университете в 2020 году. С 2020 года учится по программе магистратуры в области радиотехники в Новосибирском государственном техническом университете, Россия. Автор более 10 статей, участник научных конференций. Ее исследовательские интересы включают проектирование и синтез фильтров, передачу электрической энергии. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Е-mail: Dream.len@yandex.ru).

Skulina Elena Georgievna (b. 1996) – She received the B.S. degree in Radio Engineering from the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia, in 2020. Since 2020, she has been studying for M.S. degree in Radio Engineering from the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia. She is the author of more than10 articles, participant of scientific conferences. Her research interests include filter design and synthesis, transmission of electrical energy. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: Dream.len@yandex.ru).



Савиных Иван Сергеевич – родился в 1976 году, получил степень бакалавра и магистра в области радиотехники в Новосибирском государственном техническом университете в 1997 и 1999 годах соответственно и степень кандидата наук в области радиолокации и навигации в Новосибирском государственном техническом университете в 2005 году. С 2006 года работает на кафедре радиоприемных и радиопередающих устройств в Новосибирском государственном техническом университете. В 2005 году. С 2006 года работает на кафедре радиоприемных и радиопередающих устройств в Новосибирском государственном техническом университете, Россия. Автор более 60 статей. Его исследовательские интересы включают цифровую обработку сигналов и вычислительную эффективность цифровых фильтров. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Е-mail: isavinykh@mail.ru).

Savinykh Ivan Sergeevich (b. 1976) – He received the B.S. degree in Radio Engineering from the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia, in 1997, the M.S. degree in Radio Engineering from the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia, in 1999 and the Ph.D. degree in Radar and Navigation from the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia, in 2005. Since 2006, he has been an Assistant Professor with the Department of Radio Receiving and Radio Transmitting Devices, at the Novosibirsk State Technical University of Novosibirsk, Russia. He is the author of more than 60 articles. His research interests include digital data processing and computational efficiency of digital filters. (Address: 20, K. Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: isavinykh@mail.ru).

Статья поступила 06 ноября 2022 г. Received November 06, 2022

To Reference:

Skulina E.G., Savinykh I.S. Vychislitel'naya effektivnosť interpolirovannykh polosnozagrazhdayushchikh fil'-trov dlya nechetnykh spektral'nykh zon [Computational efficiency of interpolated band stop filters for odd spectral bands]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 56–66. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-56-66.

ДОКЛАДЫ АН ВШ РФ

январь–март

№ 1 (58)

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

УДК 621.396.67

2023

КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ЗОНДА ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ АНТЕННЫ НА ПЛОСКОСТИ

А.А. Слободяненко, В.Б. Ромодин, Л.В. Шебалкова

Новосибирский государственный технический университет

В статье для компенсации влияния зонда при измерениях ближнего поля на плоскости рассматривается теория плоских волн, благодаря которой установлено, что коррекция может быть достигнута делением спектров измеренных плоских волн на функцию спектрального отклика зонда при его работе в режиме передачи. Для определения спектральной характеристики зонда предлагается использовать электродинамическую калибровочную структуру, состоящую из трехмерной модели эталонной антенны, дополненной моделью измерительного зонда. Продемонстрирована способность предложенного подхода корректировать измерения, выполненные с помощью дипольного зонда и открытого конца волновода.

Ключевые слова: антенные измерения, ближнее поле, коррекция, компенсация зонда, теория плоских волн.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-67-78

Введение

Любая разработка радиотехнической системы не обходится без проектирования антенны с заданными характеристиками излучения, которые уже на этапе изготовления прототипа необходимо измерять и контролировать. Для ряда антенн, используемых в радиолокации, радионавигации и спутниковой связи, ключевой характеристикой является пространственное распределение напряженности электрического поля в дальней зоне, также известное как диаграмма направленности (ДН), которую можно определить путем непосредственного измерения сигнала приемной антенной, находящейся на расстоянии, превышающем расстояние дальней зоны исследуемой антенны [1]. При этом важным требованием является воссоздание условий работы антенны, в частности условий свободного пространства, что в полной мере может быть реализовано проведением измерений в безэховых камерах. Однако в силу указного выше требования к условиям размещения в случае антенны большого электрического размера необходимо создание безэховой камеры колоссальных размеров, что является экономически нецелесообразным. Эти, а также другие ограничения измерения ДН в дальней зоне привели к необходимости использования альтернативного подхода в основе которого лежит общая голографическая концепция [2, 3], предполагающая полное или частичное восстановление (воссоздание, реконструкция) ДН исследуемой антенны по данным ее ближнего поля [4].

Восстановление осуществляется с помощью специально разработанных методов и алгоритмов, которые можно разделить на два класса: методы модального разложения [5–7], наиболее распространенные на практике, и методы реконструкции источников [8, 9]. Широкое распространение методов модального разложения обусловлено простотой его математической формулировки, а также алгоритмической реализации. Другой причиной является низкая стоимости вычислений, необ-

© 2023 Слободяненко А.А., Ромодин В.Б., Шебалкова Л.В.

ходимых для выполнения преобразования ближнего поля в дальнее по сравнению с методом реконструкции источников [10]. Однако, как было показано в ряде статей, методы реконструкции источников имеют более высокую точность восстановления, в особенности при планарном сканировании ближнего поля [11, 12].

Метод реконструкции источников, по сути, численно решает обратную задачу, представленную интегральным уравнением [13], связывающим эквивалентные источники тока, распределенные по поверхности антенны с значениями касательных составляющих измеренного электромагнитного поля. Поскольку эта задача обратная, стабильность ее решения определяется алгоритмом инверсии [14–16], а также точностью исходных данных, которые представляют собой значения касательных составляющих электрической напряженности поля в точках, принадлежащих заданной поверхности сканирования. Однако, на практике измерения осуществляются с помощью специальных датчиков – зондов [17], преобразующих электрические и магнитные поля в уровни мощности (напряжения), которые затем фиксируются с помощью измерительного приемника. При этом имеется существенное различие между измеренными и реальными значениями поля [18]. Подобные отклонения напрямую зависят от приемной характеристики зонда, носят систематический характер и могут привести к значительным ошибкам в решении обратной задачи. Поэтому важным шагом стабильного решения обратной задачи является преобразование измеренных S-параметров к фактическим значениям электрической напряженности поля в точке измерения.

Поставленная задача напрямую связана с задачей компенсации влияния зонда. В первых работах [19, 20] эффект компенсации достигался путем введения в интегральное уравнение коэффициента, соответствующего ДН зонда в направлении элементарного излучающего элемента поверхности, представленного RWGфункцией электрического или магнитного поверхностного тока [21]. Данный подход продемонстрировал хорошие результаты, однако он не учитывает того факта, что датчик ближнего поля не измеряет поле в одной точке, а фактически измеряет средневзвешенное значение полей в его окрестности. Учет этого эффекта был реализован в последующих работах посредством введения в интегральное уравнения коэффициента, соответствующего мультипольному разложению [22-24], и его решению относительно данных, полученных в результате измерений (т. е. S₂₁). Такой подход известен как метод быстрых мультиполей [25, 26] и применим лишь для измерений на сферических поверхностях, а также имеет ограничения на тип применяемых зондов (зонды первого порядка). Последнее ограничение является критическим для планарных сканеров ближнего поля, к тому же большинство измерений проводится с помощью зондов (например, открытого конца волновода), лишь частично подпадающих под данную категорию. Помимо этого, данный подход является чисто аналитическим и не учитывает специфику реальных измерений (различного рода переотражения), а также физические особенности используемого зонда (неоднородности, дефекты и т. д.).

В данной работе в соответствии с теорией плоских волн для коррекции измерений ближнего поля (компенсации влияния зонда) предлагается использовать приемную характеристику зонда (спектральный отклик), определенную с помощью электродинамического моделирования калибровочной структуры, состоящей из трехмерной модели эталонной антенны, дополненной моделью измерительного зонда. Эффективность предложенного подхода продемонстрирована на примере коррекции поля асимметричной рупорной антенны, полученного с помощью двух типов зондов.

1. Математическая теория измерения ближнего поля

Ближнее электромагнитное поле антенны формируется из бесконечного числа плоских волн, распространяющихся в различных направлениях. Пусть $T_{0\omega}(k_x, k_y)$ обозначает амплитуду плоской волны (спектр), соответствующей направлению распространения (k_x, k_y) , тогда электрическое поле $E_{\omega}(r)$ антенны, работающей на частоте ω , в любой точке r ближнего поля может быть выражено как

$$\mathbf{E}_{\omega}(r) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{T}_{0\omega}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y \,. \tag{1}$$

В свою очередь, амплитудные значения $T_{0\omega}(k_x, k_y)$ плоских электромагнитных волн, излученных антенной (иначе спектр) определяются из пространственного распределения поля известного на некоторой поверхности согласно формуле

$$\mathbf{T}_{0\omega}(k_x, k_y) = \frac{e^{-i\gamma z}}{2\pi a_{0\omega}} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{E}_{\omega}(r) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} dx dy.$$
(2)

Когда в точку r поверхности измерения помещается зонд, каждая плоская волна наводит на выходе зонда элементарное напряжение прямо пропорциональное ее амплитуде с учетом запаздывающего потенциала и некоторому комплексному коэффициенту, характеризующему отклик зонда. В соответствии с этим приращение напряжения, обусловленное влиянием плоской электромагнитной волны, распространяющейся в направлении (k_x , k_y), записывается в следующем виде:

$$db_{p\omega}(\mathbf{r}_0) = a_{0\omega} \mathbf{R}_{p\omega}(k_x, k_y) \mathbf{T}_{0\omega}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y.$$
 (3)

Итоговое напряжение $b_p(\mathbf{r}_0)$ на выходе зонда, впоследствии фиксируемое измерительной аппаратурой (измеритель мощности, векторный анализатор цепей, спектроанализатор), является суперпозицией напряжений (4) и представляет собой интеграл вида

$$\mathbf{b}_{p\omega}(\mathbf{r}_0) = a_{0\omega} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{R}_{p\omega}(k_x, k_y) \mathbf{T}_{0\omega}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y.$$
(4)

Применив к (4) обратное преобразование Фурье, получим уравнение

$$\mathbf{R}_{p\omega}(k_x, k_y)\mathbf{T}_{0\omega}(k_x, k_y) = \frac{e^{i\gamma z_0}}{(2\pi)^2 a_{0\omega}} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{b}_{p\omega}(\mathbf{r}_0) e^{-i(k_x x + k_y y + k_z z)} dx_0 dy_0, \quad (5)$$

выражающее спектр поля, излучаемого тестовой антенной через выходной сигнал зонда в плоскости сканирования. Правая часть полученного уравнения аналогична уравнению (2), и, следовательно, определяет спектральное представление измеренного поля, в дальнейшем обозначаемое как $S(k_x, k_y)$. Следовательно, урав-

нение (5) может быть переписано в виде

$$\mathbf{S}(k_x, k_y) = \mathbf{E}(k_x, k_y) \mathbf{R}(k_x, k_y), \tag{6}$$

где $\mathbf{E}(k_x, k_y)$ и $\mathbf{S}(k_x, k_y)$ называются спектрами плоских волн и соответственно рассчитываются по измеренному напряжению и реальным значениям электрического поля по формулам (3) и (4) при постоянной высоте, отнесенной к нулю. Из спектрального уравнения (5) естественным образом вытекает как возможность расчета реального электрического поля исследуемой антенны по результатам его измерения зондом с известным спектральным откликом, так и возможность определения самого отклика, необходимая информация для определения которого может быть эффективным образом получена из электродинамического моделирования калибровочной структуры, состоящей из трехмерной модели эталонной антенны, дополненной моделью измерительного зонда.

2. Выбор калибровочной модели, расчет спектрального отклика

Ввиду того, что отклик зонда зависит только от его характеристик [27], выбор калибровочной антенны в целом может носить произвольный характер, однако особенности расчета спектров плоских волн (2,5) все же накладывают ряд требований на ее ближнее поле. Так, конечность размера области определения полей может привести к ошибке усечения, что в свою очередь приведет к ошибке в спектральном отклике. Поэтому выбор антенны, входящей в состав калибровочной структуры, следует вести из требования на равенство нулю поля антенны на краях измерительной области. Другим требованием, также вытекающим из уравнения (5), является требование на отсутствие нулей в спектре волновых чисел антенны.

В силу указанных требований в качестве калибровочной антенны для проведения коррекции измерений ближнего поля антенн X диапазона может быть выбрана пирамидальная рупорная антенна с линейными размерами апертуры 40 и 20 мм. Что касается зонда, то его выбор определяется различными факторами, как правило, связанными с конкретными измерительными задачами, в связи с этим с помощью выбранной эталонной модели был определен спектральный отклик двух наиболее используемых зондов – открытого конца волновода и антенны Вивальди (рис. 1).



Puc. 1 – Трехмерная электродинамическая модель зонда:
 a – открытый конец волновода (WR-90); *б* – антенна Вивальди
 Fig. 1 – Three-dimensional electrodynamic model of the probe:
 a – open-ended waveguide (WR-90); *b* – Vivaldi antenna
Для этого в программном комплексе HFSS рассчитывалось распределение электрической напряженности поля калибровочной антенны E(x, y), а также проводилось моделирование измерений калибровочной антенны путем последовательного расчета коэффициента передачи (S₂₁) модели «калибровочная антенназонд». Для каждой точки измерительной поверхности было выполнено одно полноволновое электромагнитное моделирование, т.е. при расстоянии между измерительными точками менее половины длины волны – 12 мм, для области в 504 × 504мм было проведено 1764 моделирований. Полученные данные были переведены в спектральную область после чего в соответствии с уравнением (5) был определен спектральный отклик для каждого зонда (рис. 2).



Рис. 2 – Спектральный отклик зонда:
а – открытый конец волновода (WR-90); *δ* – антенна Вивальди
Fig. 2 – Spectral response of the probe:
a – open-ended waveguide (WR-90); *b* – Vivaldi antenna

3. Коррекция

Чтобы показать эффективность коррекции измерений с помощью спектральных откликов, рассчитанных по электродинамической калибровочной структуре, в качестве тестовой модели был выбран рупор с размерами апертуры 100×60 мм, сдвинутой в положительном направлении оси *OX* на 20 мм. Данный выбор был продиктован желанием продемонстрировать возможность коррекции измерений произвольной антенны. Как и в предыдущем разделе, измерительные данные были получены с помощью программы HFSS путем расчета коэффициента передачи между волновыми портами, установленными на модели антенны и зонда (рис. 3).

Результаты коррекции поля основной поляризации по уравнению (5) с помощью полученных спектральных откликов совместно с точными $E_y(x, y)$ и измеренными полями $S_y(x, y)$ приведены на рис. 4, 5. Можно отметить, что скорректированное поле сильно зашумлено в зонах малых амплитуд, в то время как в зонах с относительным уровнем сигнала, превышающем значение –30 дБ, имеется полное совпадение точных и скорректированных полей.





Fig. 4 – Contour plot of the accurate (solid line), open-ended waveguide (dotdashed line), and corrected (dashed line) main polarization near field of the asymmetric horn antenna

-0.2



Рис. 5 – Контурный график точного (сплошная линия), измеренного антенной Вивальди (штрихпунктир) и скорректированного (пунктир) ближнего поля основной поляризации асимметричной рупорной антенны

Fig. 5 – Contour plot of the accurate (solid line), Vivaldi probe (dot-dashed line), and corrected (dashed line) main polarization near field of the asymmetric horn antenna

Количественные показатели коррекции оценивались средним значением отношения сингал-шум, определенным по всей измерительной области. Данный показатель составил для измерений поля основной поляризации, проводимых открытым концом волновода, 29,78 дБ до коррекции и 40,78 дБ после, а для измерений антенной Вивальди – значения в 32,32 и 38,97 дБ соответственно. При таких значениях методы восстановления источников излучения [28, 29] обеспечивают устойчивое решение обратной задачи восстановления источников, следовательно, предложенный подход может использоваться в качестве алгоритма предварительной обработки измерительных данных, обеспечивающего устранение систематической ошибки измерений, обусловленной влиянием зонда.

Заключение

Представленная теория плоских электромагнитных волн совместно с предложенным подходом определения спектрального отклика измерительного зонда позволяет эффективным образом устранять влияние зонда при измерениях в ближнем поле антенны и может быть использована в качестве алгоритма предварительной коррекции в задачах определения дальнего поля с помощью метода восстановления источников.

ЛИТЕРАТУРА

- Antenna measuments / J. Appel-Hansen, J.D. Dyson, E.S. Gillespie, and T.G. Hickman // The Handbook of Antenna Design / A.W. Rudge, K. Milne, A.D. Olver, and P. Knight, eds. – London, UK: Peter Peregrinus, 1986. – Ch. 8.
- Yaccarino R.G., Rahmat-Samii Y., Williams L.I. Bi-polar planar near-field measurement technique. Pt. 2. Near-field to far-field transformation and holographic imaging methods // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1994. – Vol. 42, N 2. – P. 196–204.
- Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. М.: Наука: Физматлит, 1995. – 352 с.
- 4. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин, В.А. Усин, Я.С. Шифрин. – Л.: Наука, 1985. – 272 с.
- 5. Yaghjian A.D. An overview of near-field antenna measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, N 1. P. 30–45.
- Spherical near-field antenna measurements / ed. by J.E. Hansen. London, UK: Peter Peregrinus, 1988. – 387 p. – (IEE Electromagnetic Waves Series; 26).
- 7. Wang J.J.H. An examination of the theory and practices of planar near-field measurement // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1988. Vol. 36, N 6. P. 746–753.
- An improved super-resolution source reconstruction method / Y. Álvarez, F. Las-Heras, M.R. Pino, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009. – Vol. 58 (11). – P. 3855–3866.
- Recent advances in near-field to far-field transformation techniques / C. Gennarelli, A. Capozzoli, L. Foged, J. Fordham, D.J. van Rensburg // International Journal of Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 2012. – Art. 243203. – P. 1–3.
- Eibert T.F., Vojvodi'c D., Hansen T.B. Fast inverse equivalent source solutions with directive sources // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – Vol. 64, N 11. – P. 4713–4724.
- Petre P., Sarkar T.K. Theoretical comparison of modal expansion and integral equation methods for near-field to far-field transformation // AMPC Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 1992. – Vol. 2. – P. 713–716. – DOI: 10.1109/APMC.1992.672205.
- Álvarez Y., Las-Heras F., Pino M.R. On the comparison between the spherical wave expansion and the sources reconstruction method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56 (10). P. 3337–3341.
- Stratton J.A., Chu L.J. Diffraction theory of electromagnetic waves // Physical Review. 1939. – Vol. 56. – P. 99–107.
- An improved super-resolution source reconstruction method / Y. Álvarez, F. Las-Heras, M.R. Pino, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009. – Vol. 58 (11). – P. 3855–3866.
- Araque J., Vecchi G. Field and source equivalence in source reconstruction on 3D surfaces // Progress in Electromagnetics Research. – 2010. – Vol. 103. – P. 67–100.
- Romodin V.B., Slobodyanenko A.A., Shebalkova L.V. Projection method for inverse problem in antenna measurement // 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai, Russian Federation, 2022. – P. 152–156.
- Theory and practice of modern antenna range measurements / C. Parini, S. Gregson, J. McCormick, D.J. van Rensburg. – London, UK: IET, 2014.
- Probes correction for planar near field antennas measurements / C. Taybi, M.A. Moutaouekkil, K.K. Rodrigues, B. Elmagroud, A. Ziyyat // 2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS). – Lecce, Italy, 2015. – P. 1–4. DOI: 10.1109/MMS.2015.7375494.
- Paris D.T., Leach W.M. Jr., Joy E.B. Basic theory of probe-compensated near-field measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1978. Vol. 26, N 3. P. 373–379.
- Applications of probe-compensated near-field measurements / E.B. Joy, W.M. Leach Jr., G.P. Rodrigue, D.T. Paris // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1978. – Vol. 26, N 3. – P. 379–389.

- Rao S.M., Wilton D.R., Glisson A.W. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1982. – Vol. 30, N 3. – P. 409– 418.
- Coifman R., Rokhlin V., Wandzuraz S. The fast multipole method for the wave equation: a pedestrian prescription // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1993. – Vol. 35 (3). – P. 7–11.
- The Fast Multipole Method (FMM) for electromagnetic scattering problems / N. Engheta, W.D. Murphy, V. Rokhlin, M.S. Vassiliou // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. – Vol. 40 (6). – P. 634–641.
- Laitinen T., Pivnenko S., Breinbjerg O. Iterative probe correction technique for spherical near-field antenna measurements // Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2005. – Vol. 4, N 1. – P. 221–223.
- A succinct way to diagonalize the translation matrix in three dimensions / W. Chew, S. Koc, J. Song, C. Lu, E. Michielssen // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest. – Montreal, QC, Canada, 1997. – Vol. 3. – P. 2072–2075.
- Schmidt C.H., Leibfritz M.M., Eibert T.F. Fully probe-corrected near-field far-field transformation employing plane wave expansion and diagonal translation operators // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – Vol. 56 (3). – P. 737–746.
- 27. IEC/TS 61967-3. Integrated Circuits Measurement of electromagnetic emissions part 3: Measurement of radiated emissions Surface scan method. 2013.
- Hansen P.C. Rank-deficient and discrete ill-posed problems: numerical aspects of linear inversion. – Philadelphia: SIAM, 1998. – 247 p.
- Hybrid Tikhonov source current reconstruction method for large-scale problems / M. Bod, R. Sarraf, G. Moradi, A. Jafargholi, A. Moallemizadeh // IET Microwaves, Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 12 (1). – P. 77–81.

COMPENSATION FOR THE INFLUENCE OF THE PROBE IN MEASUREMENTS OF THE NEAR FIELD OF THE ANTENNA ON THE PLANE

Slobodyanenko A.A., Romodin V.B., Shebalkova L.V.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

In the article, to compensate for the probe effect o during near-field measurements on the plane, the theory of plane waves is considered, thanks to which it is established that the correction can be achieved by dividing the spectra of the measured plane waves by the function of the spectral response of the probe when it operates in transmission mode. To determine the spectral characteristics of the probe, it is proposed to use an electrodynamic calibration structure consisting of a three-dimensional model of a reference antenna supplemented by a model of a measuring probe. The ability of the proposed approach to correct measurements made using a dipole probe and the open end of the waveguide is demonstrated.

Keywords: antenna measurement, Near-Field measurement, correction, probe compensation, Plane Wave Spectrum Theory.

DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-67-78

REFERENCES

- Appel-Hansen J., Dyson J.D., Gillespie E.S., Hickman T.G. Antenna measuments. *The Handbook of Antenna Design*. Ch. 8. Ed by A.W. Rudge, K. Milne, A.D. Olver, P. Knight London, UK, Peter Peregrinus, 1986.
- Yaccarino R.G., Rahmat-Samii Y., Williams L.I. Bi-polar planar near-field measurement technique. Pt. 2. Near-field to far-field transformation and holographic imaging methods. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1994, vol. 42, no. 2, pp. 196–204.
- 3. Voronin E.H., Hechaev E.E., Shashenkov B.F. *Rekonstruktivnye antennye izmereniya* [Reconstructive antenna. measurements]. Moscow, Nauka Publ., Fizmatlit Publ., 1995. 352 p.

- 4. Bakhrakh L.D., Kremenetskii S.D., Kurochkin A.P., Usin V.A., Shifrin Ya.S. *Metody izmerenii parametrov izluchayushchikh sistem v blizhnei zone* [Methods for measuring radiating systems in the near zone]. Leningrad, Nauka Publ., 1985. 272 p.
- 5. Yaghjian A.D. An overview of near-field antenna measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, vol. 34, no. 1, pp. 30–45.
- 6. Hansen J.E., ed. *Spherical near-field antenna measurements*. London, UK, Peter Peregrinus, 1988. 387 p.
- 7. Wang J.J.H. An examination of the theory and practices of planar near-field measurement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1988, vol. 36, no. 6, pp. 746–753.
- Álvarez Y., Las-Heras F., Pino M.R., Sarkar T.K. An improved super-resolution source reconstruction method. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2009, vol. 58 (11), pp. 3855–3866.
- Gennarelli C., Capozzoli A., Foged L., Fordham J., Rensburg D.J. van. Recent advances in near-field to far-field transformation techniques. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, vol. 2012, art. 243203, pp. 1–3.
- Eibert T.F., Vojvodi'c D., Hansen T.B. Fast inverse equivalent source solutions with directive sources. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, vol. 64, no. 11, pp. 4713–4724.
- 11. Petre P., Sarkar T.K. Theoretical comparison of modal expansion and integral equation methods for near-field to far-field transformation. *AMPC Asia-Pacific Microwave Conference*. IEEE, 1992, vol. 2, pp. 713–716. DOI: 10.1109/APMC.1992.672205.
- Álvarez Y., Las-Heras F., Pino M.R. On the comparison between the spherical wave expansion and the sources reconstruction method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, vol. 56 (10), pp. 3337–3341.
- 13. Stratton J., Chu L. Diffraction theory of electromagnetic waves. *Physical Review*, 1939, vol. 56, pp. 99–107.
- Álvarez Y., Las-Heras F., Pino M.R., Sarkar T.K. An improved super-resolution source reconstruction method. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2009, vol. 58 (11), pp. 3855–3866.
- 15. Araque J., Vecchi G. Field and source equivalence in source reconstruction on 3D surfaces. *Progress in Electromagnetics Research*, 2010, vol. 103, pp. 67–100.
- Romodin V.B., Slobodyanenko A.A., Shebalkova L.V. Projection method for inverse problem in antenna measurement. 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2022, pp. 152– 156.
- 17. Parini C., Gregson S., McCormick J., Rensburg D.J. van. *Theory and practice of modern antenna range measurements*. London, UK, IET, 2014.
- Taybi C., Moutaouekkil M.A., Rodrigues K.K., Elmagroud B., Ziyyat A. Probes correction for planar near field antennas measurements. 2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Lecce, Italy, 2015, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MMS.2015.7375494.
- 19. Paris D.T., Leach W.M. Jr., Joy E.B. Basic theory of probe-compensated near-field measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1978, vol. 26, no. 3, pp. 373–379.
- Joy E.B., Leach W.M. Jr., Rodrigue G.P., Paris D.T. Applications of probe-compensated near-field measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1978, vol. 26, no. 3, pp. 379–389.
- 21. Rao S.M., Wilton D.R., Glisson A.W. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1982, vol. 30, no. 3, pp. 409–418.
- 22. Coifman R., Rokhlin V., Wandzuraz S. The fast multipole method for the wave equation: a pedestrian prescription. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 1993, vol. 35 (3), pp. 7–11.
- 23. Engheta N., Murphy W.D., Rokhlin V., Vassiliou M.S. The Fast Multipole Method (FMM) for electromagnetic scattering problems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1992, vol. 40 (6), pp. 634–641.
- 24. Laitinen T., Pivnenko S., Breinbjerg O. Iterative probe correction technique for spherical near-field antenna measurements. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, vol. 4, no. 1, pp. 221–223.

- Chew W., Koc S., Song J., Lu C., Michielssen E. A succinct way to diagonalize the translation matrix in three dimensions. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest*, Montreal, QC, Canada, 1997, vol. 3, pp. 2072–2075.
- 26. Schmidt C.H., Leibfritz M.M., Eibert T.F. Fully probe-corrected near-field far-field transformation employing plane wave expansion and diagonal translation operators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, vol. 56 (3), pp. 737–746.
- 27. IEC/TS 61967-3. Integrated Circuits Measurement of electromagnetic emissions part 3: Measurement of radiated emissions – Surface scan method. 2013.
- 28. Hansen P.C. Rank-deficient and discrete ill-posed problems: numerical aspects of linear inversion. Philadelphia, SIAM, 1998. 247 p.
- 29. Bod M., Sarraf R., Moradi G., Jafargholi A., Moallemizadeh A. Hybrid Tikhonov source current reconstruction method for large-scale problems. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 2018, vol. 12 (1), pp. 77–81.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Слободяненко Александр Александрович – родился в 1993 году, окончил магистратуру в Новосибирском государственном техническом университете в 2017 году, в 2021 завершил обучение в аспирантуре, имеет квалификацию преподавателя-исследователя, ассистент кафедры автономных информационно-управляющих систем НГТУ. Область научных интересов: численные методы решения обратных задач электродинамики. (Адрес: Россия, 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: sepwood@gmail.com).

Slobodyanenko Alexandr Alexandrovich (b. 1993) – he obtained the Master's degree from Novosibirsk State Technical University in 2017, in 2021 he completed postgraduate studies, qualified as a teacher-researcher, now, he is an assistant of autonomic information-control systems department, NSTU. His research interests are currently focused on numerical methods for solving inverse problems of electrodynamics. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: sepwood@gmail.com).



Ромодин Валерий Борисович – родился в 1945 году, закончил Новосибирский государственный университет в 1967 году, доцент кафедры автономных информационно-управляющих систем НГТУ, канд. техн. наук, старший научный сотрудник. Область научных интересов: волноводно-щелевые и микрополосковые антенные решетки, СВЧ-датчики, антенные измерения. (Адрес: Россия, 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: romodin@corp.nstu.ru).

Romodin Valerij Borisovich (b. 1945) – he graduated from Novosibirsk State University in 1967. At present he is an Associate Professor of AIUS, NSTU, Candidate of Sciences (Eng.), Senior Researcher. Research interests are slot waveguide and microstrip antenna arrays, microwave sensors, antenna measurements. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: romodin@corp.nstu.ru).



Шебалкова Любовь Васильевна – родилась в 1966 году, в 1989 году получила диплом инженера-радиотехника Новосибирского электротехнического института (ныне Новосибирский государственный технический университет). С 2000 года – старший преподаватель кафедры летательных аппаратов. Ее профессиональные и исследовательские интересы: микрополосковые и волноводно-щелевые антенные решетки, СВЧдатчики, антенные измерения, моделирование антенн и СВЧ-устройств. (Адрес: Россия, 630073, г. Новосибирск, проспект Карла Маркса, 20. E-mail: shebalkova@corp.nstu.ru). Shebalkova Lyubov Vasilievna (b. 1966) – in 1989 she received the Engineer degree in honor in radio engineering from Novosibirsk Institute of Electrical Engineering (Novosibirsk State Technical University at present). Since 2000 she is a professor assistant in Aircraft department. Her professional and research interests are microstrip and slot waveguide arrays, microwave sensors, antenna measurements, antennas and microwave unit simulation (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: shebalkova@corp.nstu.ru).

Статья поступила 17 февраля 2023 г. Received February 17, 2023

To Reference:

Slobodyanenko A.A., Romodin V.B., Shebalkova L.V. Kompensatsiya vliyaniya zonda pri izmereniyakh blizhnego polya antenny na ploskosti [Compensation for the influence of the probe in measurements of the near field of the antenna on the plane]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2023, no. 1 (58), pp. 67–78. DOI: 10.17212/1727-2769-2023-1-67-78.

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

ДОКЛАДЫ АКАДЕМИИ НАУК ВЫСШЕЙ ШКОЛЫ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Выпуск 1 (58) январь-март 2023

Выпускающий редактор И.П. Брованова Корректор И.Е. Семенова Компьютерная верстка Н.В. Гаврилова

Налоговая льгота – Общероссийский классификатор продукции Издание соответствует коду 95 2000 ОК 005-93 (ОКП)

Подписано в печать 22.03.2023. Выход в свет 29.03.2023. Бумага офсетная. Формат 70×108 1/16 Тираж 300 экз. Уч.-изд. л. 7,0. Печ. л. 5,0. Изд. № 60. Заказ № 106. Цена свободная

> Отпечатано в типографии Новосибирского государственного технического университета 630073, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20

16+

Индекс журнала в Роспечати 82961