

ISSN 1810-3189 (print)
ISSN 2782-294X (online)
Подписной индекс 72674

**ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**

**PHYSICS OF WAVE PROCESSES
AND RADIO SYSTEMS**

2022

**Том 25 | Vol. 25
№ 2 | No. 2**

ФИЗИКА ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Периодический теоретический и научно-практический журнал
2022. Том 25, № 2

Журнал включен в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Журнал включен в библиографические базы данных ВИНТИ (<http://www.viniti.ru>), ULRICHS Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>) и РИНЦ (<http://www.elibrary.ru>).

Учредитель и издатель журнала:

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева

Соучредитель и издатель журнала:

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

Главный редактор:

д.ф.-м.н., доц. *Клюев Д.С.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

Зам. главного редактора:

д.ф.-м.н., проф. *Завершинский И.П.*

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева (г. Самара, Россия)

Редакционная коллегия:

д.ф.-м.н., проф. *Бобрешов А.М.*

Воронежский государственный университет (г. Воронеж, Россия)

д.т.н., проф. *Бузов А.Л.*

АО «Самарское Инновационное Предприятие Радиосистем» (г. Самара, Россия)

проф. *Ван Лил Э.*

Лёвенский католический университет (г. Лёвен, Бельгия)

д.т.н., проф. *Волобуев А.Н.*

Самарский государственный медицинский университет (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Воскресенский Д.И.*

Московский авиационный институт (государственный технический университет) (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., акад. РАН *Гуляев Ю.В.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.т.н., проф. *Дмитриков В.Ф.*

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича (г. Санкт-Петербург, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Ивахник В.В.*

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева (г. Самара, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Ильинский А.С.*

Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова (г. Москва, Россия)

проф. *Кузаев Г.А.*

Норвежский университет естественных и технических наук (г. Тронхейм, Норвегия)

д.т.н., проф. *Мещанов В.П.*

Саратовский национальный исследовательский государственный университет имени Н.Г. Чернышевского (г. Саратов, Россия)

д.т.н., проф. *Морозов Г.А.*

Казанский национальный исследовательский технический университет имени А.Н. Туполева (г. Казань, Россия)

д.ф.-м.н., чл.-корр. РАН *Никитов С.А.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н. *Осипов О.В.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

д.т.н., проф. *Пихтелев А.И.*

Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» (г. Нижний Новгород, Россия)

д.т.н., проф. *Пономарев Л.И.*

Московский авиационный институт (государственный технический университет) (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Потапов А.А.*

Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН (г. Москва, Россия)

д.ф.-м.н., проф. *Просвирнин С.Л.*

Радиоастрономический институт Национальной академии наук Украины (г. Харьков, Украина)

лект. *Сидоров К.А.*

Кардиффский университет (г. Кардифф, Великобритания)

н.с. *Чернокожин Е.В.*

Тель-Авивский университет (г. Тель-Авив, Израиль)

проф. *Черняков М.С.*

Бирмингемский университет (г. Бирмингем, Великобритания)

д.ф.-м.н., проф. *Шевяхов Н.С.*

Саровский физико-технический институт НИЯУ МИФИ (г. Саров, Россия)

д.т.н., проф. *Яцьишен В.В.*

Волгоградский государственный университет (г. Волгоград, Россия)

д.т.н., проф. *Яшин А.А.*

Медицинский институт Тульского государственного университета (г. Тула, Россия)

Ответственный секретарь:

д.ф.-м.н. *Табаков Д.П.*

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (г. Самара, Россия)

Выпускающий редактор: *Мурзинова Т.А.*

Лит. редактирование и корректура: *Мурзиновой Т.А.*

Информация на английском языке: *Стрельникова М.С.*

Компьютерный набор и верстка: *Градинарь И.М.*

Адрес редакции:

443010, Россия, Самарская обл., г. Самара, ул. Л. Толстого, 23

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, к. 342

Тел. (846) 339-11-21, e-mail: klyuevd@yandex.ru

URL: <https://journals.ssau.ru/pwp>

Адрес издателя:

443086, Россия, Самарская обл., г. Самара, Московское шоссе, 34, корп. 22а, 312б,

Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева,

Центр периодических изданий Самарского университета.

Тел. (846) 334-54-06, e-mail: murzinova.tatjana@yandex.ru

Издается с 1998 г. Выходит 4 раза в год.

Издание зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций – ПИ № ФС 77-68199 от 27.12.2016



Все статьи распространяются по лицензии Creative Commons «Attribution» («Атрибуция»)

4.0 Всемирная. Для подробной информации посетите <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

© Самарский национальный исследовательский университет

имени академика С.П. Королева, 2022

© Поволжский государственный университет

телекоммуникаций и информатики, 2022

Подписано в печать 25.06.2022. Дата выхода в свет 30.06.2022

Формат 60 × 84/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Печ. л. 11,5

Цена свободная. 0+. Тираж 100 экз. Заказ №

Отпечатано с готового оригинала-макета в типографии Самарского университета

443086, Россия, Самарская обл., г. Самара, Московское шоссе, 34.

URL: <https://ssau.ru/info/struct/otd/common/edit>

PHYSICS OF WAVE PROCESSES AND RADIO SYSTEMS

**Fizika volnovykh processov
i radiotekhnicheskie sistemy**

Theoretical and Scientific Journal

2022, vol. 25, no. 2

The journal is included by the Higher Attestation Commission into the List of leading scientific journals and publications in the Russian Federation, where basic scientific results of doctoral theses should be published (Bulletin of the Higher Attestation Commission of the Ministry of Education and Science).

The journal is included in bibliographic databases VINITI (<http://www.viniti.ru>), ULRICH'S Periodical Directory (<http://www.ulrichsweb.com>), and the Russian Science Citation Index (<http://www.elibrary.ru>).

Journal Founders and Publishers

Samara National Research University

and

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics

Editor in Chief:

asst. prof. *D.S. Klyuev*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

Deputy Chief Editor:

prof. *I.P. Zavershinsky*

Samara National Research University (Samara, Russia)

Editorial Board:

prof. *A.M. Bobreshov*

Voronezh State University (Voronezh, Russia)

prof. *A.L. Buzov*

Samara Innovative Radio Systems Enterprise (Samara, Russia)

prof. *M.S. Cherniakov*

University of Birmingham (Birmingham, UK)

researcher *E.V. Chernokozhin*

Tel Aviv University (Tel Aviv, Israel)

prof. *V.F. Dmitrikov*

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications (Saint Petersburg, Russia)

academician of RAS *Yu.V. Gulyaev*

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

prof. *A.S. Ilyinsky*

Lomonosov Moscow State University (Moscow, Russia)

prof. *V.V. Ivakhnik*

Samara National Research University (Samara, Russia)

prof. *G.A. Kouzaev*

Norwegian University of Science and Technology (Trondheim, Norway)

prof. *V.P. Meshchanov*

Saratov State University (Saratov, Russia)

prof. *G.A. Morozov*

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI (Kazan, Russia)

corresp. member of RAS *S.A. Nikitov*

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

prof. *O.V. Osipov*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

prof. *A.I. Pikhteleev*

Nizhny Novgorod Research Instrument Engineering Institute «Quartz» (Nizhny Novgorod, Russia)

prof. *L.I. Ponomarev*

Moscow Aviation Institute (State Technical University) (Moscow, Russia)

prof. *A.A. Potapov*

Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS (Moscow, Russia)

prof. *S.L. Prosvirnin*

Radio Astronomy Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine (Kharkiv, Ukraine)

prof. *N.S. Shevyakhov*

Sarov Physics and Technology Institute of the National Research Nuclear University MEPhI (Sarov, Russia)

lecturer *K.A. Sidorov*

Cardiff University (Cardiff, UK)

prof. *E. Van Lil*

KU Leuven (Leuven, Belgium)

prof. *A.N. Volobuev*

Samara State Medical University (Samara, Russia)

prof. *D.I. Voskresensky*

Moscow Aviation Institute (State Technical University) (Moscow, Russia)

prof. *A.A. Yashin*

Medical Institute of Tula State University (Tula, Russia)

prof. *V.V. Yatsyshen*

Volgograd State University (Volgograd, Russia)

Executive Editor:

asst. prof. *D.P. Tabakov*

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (Samara, Russia)

Commissioning Editor: *T.A. Murzinova*

Proofreading: *T.A. Murzinova*

Language Editor: *M.S. Strelnikov*

Typesetting: *I.M. Gradinar*

Editorial Office: 23, L. Tolstoy St., Rm. 342, Samara, 443010, Samara Region, Russia

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatic.

Tel. (846) 339-11-21, e-mail: klyuevd@yandex.ru

URL: <https://journals.ssau.ru/index.php/pwp>

Publisher Office: 34, bldg. 22a, Moskovskoye shosse, rm. 312b, Samara, 443086, Samara Region, Russia, Samara National Research University, Center of Periodical Publications of Samara University. Tel. (846) 334-54-06, e-mail: murzinova.tatjana@yandex.ru

Published since 1998. Frequency 4 times a year.

Edition is registered by The Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology, and Mass Media – PI N° FS 77-68199 of 27.12.2016



All articles are licensed under the Creative Commons Attribution 4.0 International License.

For more information, see <https://creativecommons.org/licenses/by/4.0>

© Samara National Research University, 2022

© Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 2022

Содержание

<i>Д.П. Табаков, С.В. Морозов, Д.С. Ключев</i> Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задачи дифракции электромагнитных волн на проводящих телах	7
<i>А.В. Баранов</i> Особенности применения преобразований Нортон при согласовании импедансов с различными коэффициентами трансформации	15
<i>Д.Н. Панин, О.В. Осипов, К.О. Безлюдников</i> Расчет отражений плоской электромагнитной волны линейной поляризации от границы раздела «воздух – влажная почва» на основе гетерогенных моделей Максвелла Гарнетта и Бруггемана	22
<i>А.С. Койгеров</i> Сравнение основных аспектов современных подходов к разработке фильтров на поверхностных акустических волнах: модель связанных мод и метод конечных элементов.....	28
<i>А.А. Головков, В.А. Головков</i> Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиопуправления с общей обратной связью	40
<i>А.А. Головков, В.А. Головков</i> Параметрический синтез комплексных четырехполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей с общей обратной связью	51
<i>Д.В. Мишин, А.И. Тяжев</i> Описание цифровых систем различными схемами построения	60
<i>С.Н. Елисеев, Л.Н. Филимонова</i> Влияние быстрых релеевских замираний и частотного рассогласования частот субканалов приема и передачи на характеристики OFDM-сигналов	67
<i>Ю.Б. Нечаев, И.В. Пешков</i> Исследование цифрового диаграммообразования для оптимального помехо- и шумоподавления в антенных решетках различной формы с направленными излучателями	73
<i>Д.Д. Габриэлян, В.И. Демченко, А.Е. Коровкин, С.И. Бойчук</i> Способы частотно-поляризационного разделения сигналов в зеркальных антеннах систем спутниковой связи	83
К сведению авторов	91

Contents

<i>Dmitry P. Tabakov, Sergey V. Morozov, Dmitriy S. Klyuev</i> Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on conducting bodies	7
<i>Aleksander V. Baranov</i> Peculiarities of the Norton conversions application when matching impedances with different transformation coefficients	15
<i>Dmitry N. Panin, Oleg V. Osipov, Kirill O. Bezlyudnikov</i> The calculation of reflections of linear polarization plane electromagnetic wave from the boundary of the «air – wet soil» based on heterogeneous Maxwell Garnett and Brughehman models	22
<i>Aleksey S. Koigerov</i> Comparison of the main aspects of modern approaches to the development of surface acoustic wave filters: model of the coupling of mode and the finite element method	28
<i>Alexander A. Golovkov, Vladimir A. Golovkov</i> Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback	40
<i>Alexander A. Golovkov, Vladimir A. Golovkov</i> Parametrical synthesis of the complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set characteristics amplifiers with the general feedback.....	51
<i>Dmitry V. Mishin, Anatoly I. Tyazhev</i> Description of digital systems by various construction schemes	60
<i>Sergey N. Eliseev, Lyudmila N. Filimonova</i> The effect of fast relay fading and frequency mismatch of the frequencies of the receiving and transmitting channels on the characteristics of the OFDM signal.....	67
<i>Yury B. Nechaev, Ilya V. Peshkov</i> Study of digital diagram formation for optimum interference and noise reduction in antenna arrays of different shapes with directional radiators	73
<i>Dmitry D. Gabriel'ean, Valentin I. Demchenko, Alexander E. Korovkin, Sergey I. Boychuk</i> Receiving and transmitting feed of reflector antennas for satellite communication systems.....	83
Information for authors	91

Применение тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля к решению задачи дифракции электромагнитных волн на проводящих телах

Д.П. Табаков, С.В. Морозов, Д.С. Ключев 

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – Статья посвящена численным методам решения задачи дифракции электромагнитных волн на проводящих телах. Рассмотрены два подхода к решению задачи. Первый основан на использовании тонкопроволочного интегрального представления электромагнитного поля (ТП-метод) для сеточной модели поверхности тела. Второй подход связан с использованием базисных функций Рао – Уилтона – Глиссона при решении векторного интегрального уравнения, сформулированного относительно плотности электрического тока на поверхности тела (RWG-метод). В качестве тестовой задачи рассмотрена дифракция плоской линейно поляризованной электромагнитной волны на сфере. Приведены результаты расчетов нормированных диаграмм рассеянного поля. Показано, что для результатов, полученных с помощью обоих подходов, визуальные отличия практически отсутствуют. При этом следует отметить, что ТП-метод гораздо проще в численной реализации, чем RWG-метод.

Ключевые слова – интегральные представления электромагнитного поля; метод моментов; тонкопроволочное приближение; дифракция электромагнитных волн; сеточные структуры.

Введение

Термин «дифракция» дословно означает «отклонение». В электродинамике в «широком» смысле слова под дифракцией принято понимать все явления, связанные с распространением электромагнитных полей, создаваемых когерентными источниками, при наличии препятствий различных электрических размеров [1]. Благодаря явлению дифракции электромагнитные волны могут попадать в область геометрической тени, огибать препятствия, стлаться вдоль поверхности, проникать через малые отверстия в экранах и т. д.

Интерес к подобным задачам возник довольно давно. Традиционная теория дифракции создавалась на протяжении нескольких столетий Х. Гюйгенсом, О. Френелем, Г. Гельмгольцем, Г.Р. Кирхгофом и другими авторами. Для понимания волновых процессов и расчета дифракционных полей большое значение имеет принцип Гюйгенса, согласно которому распространение волн обусловлено действием вторичных источников. Френель уточнил принцип Гюйгенса, приняв во внимание интерференцию сферических волн, излучаемых вторичными источниками. Дальнейшее уточнение принципа Гюйгенса – Френеля принадлежит Кирхгофу, который дал его строгую формулировку, основываясь на уравнении Гельмгольца. В случае, когда тело, на которое падает

электромагнитная волна, обладает бесконечно большой проводимостью, строгое решение задачи дифракции заключается в ее сведении к векторному интегральному уравнению (ИУ) на поверхности тела. Этот подход часто называют методом поверхностных токов. Здесь можно выделить два этапа. Первый заключается в вычислении распределения поверхностных токов (внутренняя задача электродинамики), а второй – в вычислении поля рассеяния, создаваемого поверхностными токами. Решение внутренней задачи представляет собой достаточно серьезную проблему, в наиболее основательном случае требующую исследований разрешимости ИУ, корректного выбора пространств для решений и т. д. [2].

В современных условиях для решения задачи дифракции используются системы автоматизированного проектирования, такие как CST STUDIO, HFSS и FEKO. Они используют разные методы, среди которых можно отметить метод моментов [3]. С помощью метода моментов исходное векторное ИУ сводится к СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов разложения токовой функции в ряд по заранее выбранной системе базисных функций. В наиболее популярном на сегодняшний день варианте поверхность тела подвергается процедуре триангуляции, позволяющей затем использовать в качестве базисных функции Рао – Уилтона – Глиссона [4]. Определение коэф-

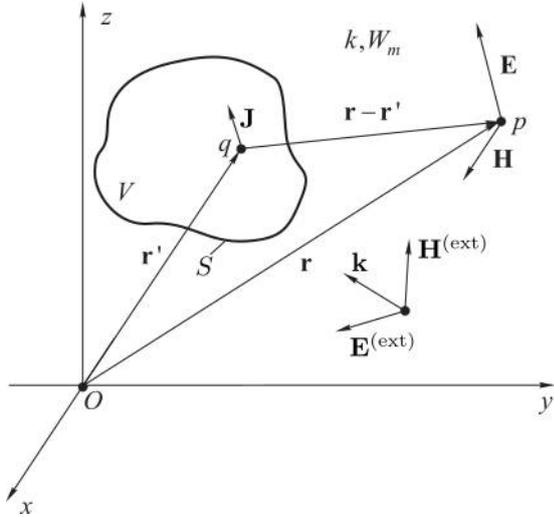


Рис. 1. Общая постановка задачи
 Fig. 1. General statement of the problem

фициентов матрицы СЛАУ при этом в общем случае предполагает вычисление интегралов четвертой степени кратности в локальных координатах треугольников, что представляет собой довольно сложную в вычислительном плане задачу. Особым образом производится вычисление диагональных элементов матрицы СЛАУ.

Решение задачи дифракции можно существенно упростить, применяя тонкопроволочное интегральное представление электромагнитного поля (ИП ЭМП) [5]. В этом случае следует использовать ранее осуществленную триангуляцию, заменив грани треугольников на тонкие проводники малого электрического радиуса. При малых электрических размерах треугольников сетка проводников будет эквивалентна сплошной металлической поверхности, вследствие чего можно ожидать хорошей аппроксимации решения исходной задачи дифракции. Внутренняя задача в данном случае с помощью метода коллокаций также сводится к СЛАУ, нахождение элементов матрицы которой заключается в вычислении довольно простых одномерных интегралов. Здесь также следует отметить, что сеточные структуры – это отдельный класс электродинамических структур, а решение для них задач дифракции и излучения имеет очень важное теоретическое и прикладное значение. Ранее в [6; 7] было показано, что с помощью тонкопроволочного ИП ЭМП можно успешно решать задачи дифракции на некоторых классах метаструктур [8; 9].

В настоящей статье в качестве тестовой задачи рассмотрена задача дифракции плоской электромагнитной волны на сфере. Проведено сравнение

результатов, полученных с использованием RWG-базиса и с помощью тонкопроволочного ИП ЭМП. Также рассмотрено влияние размеров сетки на характеристики рассеяния структуры.

1. Основные расчетные выражения

В наиболее общем виде ЭМП в точке наблюдения \mathbf{r} , создаваемое идеально проводящим телом V , ограниченным поверхностью S (рис. 1) и находящемся в однородной изотропной среде, можно описать интегральным представлением следующего вида [1]:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \frac{W_m}{ik} \int_S (k^2 + \nabla \nabla \cdot) \mathbf{G} \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}'; \quad (1)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \nabla \times \int_S \mathbf{G} \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}'.$$

Здесь W_m и k – волновое сопротивление и волновое число среды соответственно; $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ – поверхностная плотность электрического тока на $S \supset \mathbf{r}'$; \mathbf{r}' – точка источника; ∇ – оператор набла, применяющийся к точке наблюдения,

$$G = G(R) = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-ikR}}{R}, \quad R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \quad (2)$$

– функция Грина для свободного пространства. Решение внутренней задачи подразумевает определение функции \mathbf{J} при заданном распределении сторонних источников электрического поля $\mathbf{E}^{(ext)}$ на S . Сформулировать внутреннюю задачу в общем случае можно с помощью граничного условия для идеально проводящей поверхности S :

$$\forall \mathbf{r}' \in S: \boldsymbol{\tau} \cdot (\mathbf{E}^{(ext)} + \mathbf{E}) = 0, \quad (3)$$

здесь $\boldsymbol{\tau}$ – вектор касательной к S в точке \mathbf{r}' .

Отметим, что аналитически решить внутреннюю задачу можно только в ряде наиболее простых случаев, поэтому на практике используют метод моментов [3], в рамках которого неизвестная токовая функция $\mathbf{J}(\mathbf{r})$ представляется в виде конечного ряда:

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N a_n \mathbf{f}_n(\mathbf{r}). \quad (4)$$

Здесь $\mathbf{f}_n(\mathbf{r})$ – известные векторные базисные функции; a_n – неизвестные коэффициенты, подлежащие определению в процессе решения внутренней задачи.

После подстановки (4) в первое выражение (1), скалярного умножения обеих частей на $\mathbf{f}_m(\mathbf{r})$, переноса операции дивергенции поля с точки наблюдения на точку источника и интегрирования по точкам источника получаем формулировку

внутренней задачи в виде СЛАУ относительно неизвестных коэффициентов a_n :

$$\sum_n^N z_{m,n} a_n = b_m, \quad m = 1 \dots N. \quad (5)$$

Здесь

$$z_{m,n} = \int_S \int_S (\mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{f}_n(\mathbf{r}') k^2 - [\nabla \cdot \mathbf{f}_m(\mathbf{r})][\nabla' \cdot \mathbf{f}_n(\mathbf{r}')] G d\mathbf{r} d\mathbf{r}'; \quad (6)$$

$$b_m = -\frac{W_m}{ik} \int_S \mathbf{f}_m(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}^{(ext)}(\mathbf{r}) d\mathbf{r}$$

– матричные коэффициенты и коэффициенты правой части СЛАУ соответственно, оператор ∇' применяется к точке источника. Как правило, в современных САПР сначала осуществляется триангуляция поверхности S , а затем в качестве базисных используются функции Рао – Уилтона – Глиссона (RWG), носителем которых является пара треугольных элементов, имеющих общую грань. Следует отметить, что определение элементов $z_{m,n}$ в этом случае представляет собой довольно сложную вычислительную процедуру.

Альтернативный подход к решению задачи дифракции на проводящем теле V можно реализовать на основе тонкопроволочного ИП ЭМП. Для этого необходимо использовать полученную ранее триангуляцию исходной поверхности S , при которой образуется N_B граней. Каждую грань можно заменить на тонкий проводник L_j радиуса $\epsilon \ll \lambda$, имеющий соответствующую его обозначению длину ($j = 1 \dots N_B$). Под действием стороннего поля на каждом проводнике возникнет распределение полного тока $I_j(l)$. ЭМП, создаваемое такой структурой можно записать в виде [5]:

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^{N_B} \int_{L_j} I_j(l') \mathbf{K}^{(F)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_j(l')) dl', \quad F \equiv E, H; \quad (7)$$

здесь $I_j(l')$ – распределение полного тока по образующей L_j ,

$$\mathbf{K}^{(E)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{W_m}{ik} \left[k^2 \mathbf{l}' G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dl' - \frac{\partial}{\partial l'} ((\mathbf{r} - \mathbf{r}') B(\mathbf{r}, \mathbf{r}')) \right]; \quad (8)$$

$$\mathbf{K}^{(H)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \mathbf{l}' \times (\mathbf{r} - \mathbf{r}') B(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$$

– ядра ИП ЭМП, $\mathbf{r}' = \mathbf{r}_j(l')$ – векторное уравнение образующей L_j ; $\mathbf{l}' = \mathbf{l}_j(l') = d\mathbf{r}_j(l')/dl'$ – единичный вектор касательной, определенный в точке l' на образующей L_j ;

$$B = \frac{1}{R} \frac{\partial G}{\partial R} = -\frac{ikR+1}{R^2} G$$

– производная функции Грина по R ;

$$R = \sqrt{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^2 + \epsilon^2}$$

– расстояние, регуляризованное радиусом проводников ϵ .

Представим каждый проводник в виде совокупности $D+1$ узлов:

$$L_j^{(D)} : \mathbf{r}_{j,1}, \mathbf{r}_{j,2}, \dots, \mathbf{r}_{j,D+1}.$$

Уравнение сегмента, соединяющего соседние узлы с номерами m и $m+1$, может быть записано в следующем виде:

$$\mathbf{r}_{i,m}^{(s)}(l) = \mathbf{r}_{i,m}^* + \mathbf{l}_{i,m} l, \quad l \in [-\Delta_{i,m}/2, \Delta_{i,m}/2].$$

Здесь $\mathbf{r}_{i,m}^* = (\mathbf{r}_{i,m} + \mathbf{r}_{i,m+1})/2$ – центр сегмента; $\Delta_{i,m} = |\mathbf{r}_{i,m+1} - \mathbf{r}_{i,m}|$ – длина сегмента, $\mathbf{l}_{i,m} = (\mathbf{r}_{i,m+1} - \mathbf{r}_{i,m})/\Delta_{i,m}$ – единичный вектор касательной на сегменте. Распределение тока на каждом сегменте при $\Delta \ll \lambda$ можно считать равномерным: $I_{i,m}(l) = I_{i,m}$. После сегментации всех L_j можно ввести сквозной индекс k для сегментов и переписать (7) в виде

$$\mathbf{F}(\mathbf{r}) = \sum_{k=1}^{N_s} I_k \int_{\Delta_k} \mathbf{K}^{(F)}(\mathbf{r}, \mathbf{r}_k^{(s)}(l')) dl', \quad F \equiv E, H. \quad (9)$$

Применяя граничное условие вида (3) в центре каждого сегмента, получаем СЛАУ для вычисления неизвестных амплитуд токов I_k :

$$\sum_{k=1}^{N_s} z_{p,k} I_k = E_k, \quad p = 1 \dots N_s, \quad (10)$$

в которой:

$$z_{p,k} = \mathbf{l}_p \cdot \int_{\Delta_k} \mathbf{K}^{(E)}(\mathbf{r}_p, \mathbf{r}_k^{(s)}(l')) dl', \quad (11)$$

$$E_k = -\frac{W_m}{ik} \mathbf{l}_p \cdot \mathbf{E}^{(ext)}(\mathbf{r}_p^*).$$

Корректное и устойчивое решение СЛАУ в рамках метода коллокаций достигается при выполнении условия:

$$2\epsilon \leq \Delta \leq 12\epsilon \quad (12)$$

для любого сегмента [10]. Вне всякого сомнения, решение (11) гораздо проще в численном плане, чем решение (6). При этом интересным моментом является сравнение результатов, полученных двумя описанными методами.

2. Исследуемые переизлучающие структуры

В качестве тестовых структур рассмотрим три объекта сферической формы (рис. 2), центр O которых совпадает с центром декартовой системы

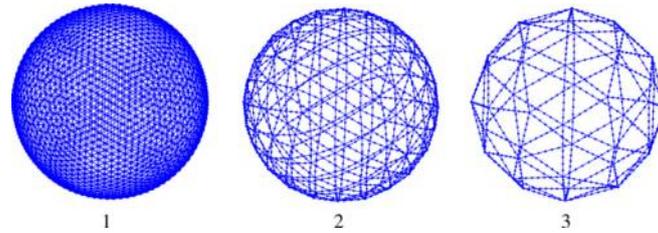


Рис. 2. Геометрия исследуемых переизлучающих структур
 Fig. 2. Geometry of the studied reradiating structures

Таблица. Параметры численного моделирования
 Table. Numerical simulation parameters

№ структуры	D	Δ/r	ϵ/r	N_s
1	1	0,075	0,01	7680
2	4	0,075	0,01	1920
3	8	0,073	0,01	960

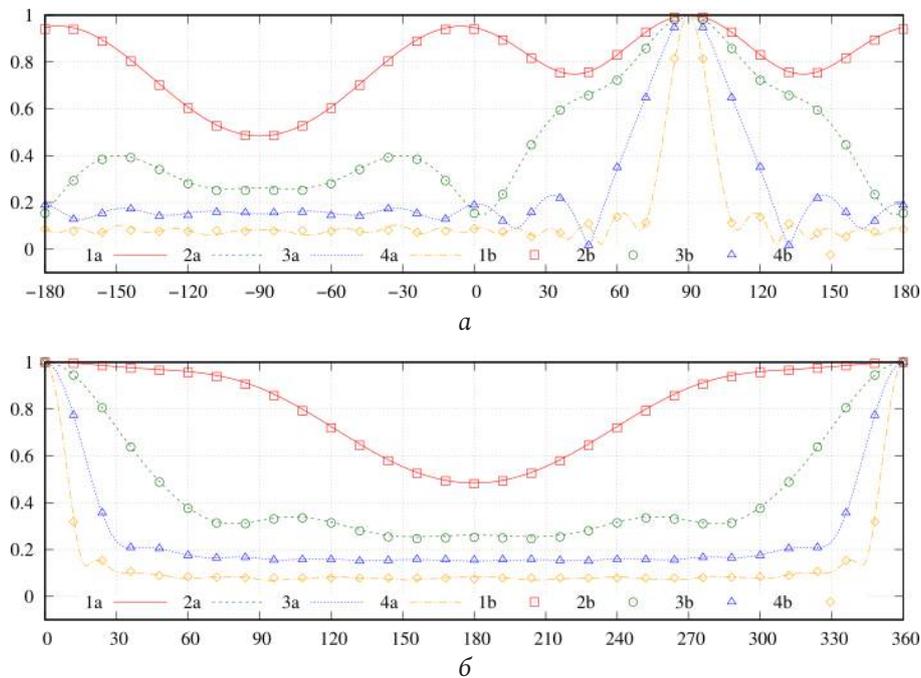


Рис. 3. Сравнение нормированных ДР в меридианной и азимутальной плоскостях: а – ТП-метод; б – МКЭ; RWG-метод; 1 – $r=0,25\lambda$; 2 – $r=0,5\lambda$; 3 – $r=1\lambda$; 4 – $r=2\lambda$
 Fig. 3. Comparison of normalized DR in the meridian and azimuth planes: a – TP method; b – FEM; RWG method; 1 – $r=0,25\lambda$; 2 – $r=0,5\lambda$; 3 – $r=1\lambda$; 4 – $r=2\lambda$

координат. Объекты образованы тонкими металлическими проводниками радиуса L_j , $\epsilon \ll \lambda$. Радиус сферы, описанной вокруг рассматриваемых объектов, обозначим как r . Возбуждение структур будем осуществлять плоской электромагнитной волной (ПЭМВ), распространяющейся вдоль оси Ox и поляризованной в направлении оси Oz , имеющей единичную амплитуду и нулевую начальную фазу. Совокупность проводников L_j образует поверхность-сетку с ячейками треугольной формы, имеющими незначительные отличия по

форме от равностороннего треугольника, длину грани которого мы обозначим как d . Будем считать, что каждый проводник можно представить в виде D сегментов s равной длины $\Delta \ll \lambda$, а распределение полного тока на каждом из них можно считать равномерным ($\forall s: I(l) = I$, здесь l – продольная координата на s). Таким образом, от совокупности проводников мы переходим к совокупности сегментов, ЭМП которых описывается выражением (9), а решение внутренней задачи – выражением (11).

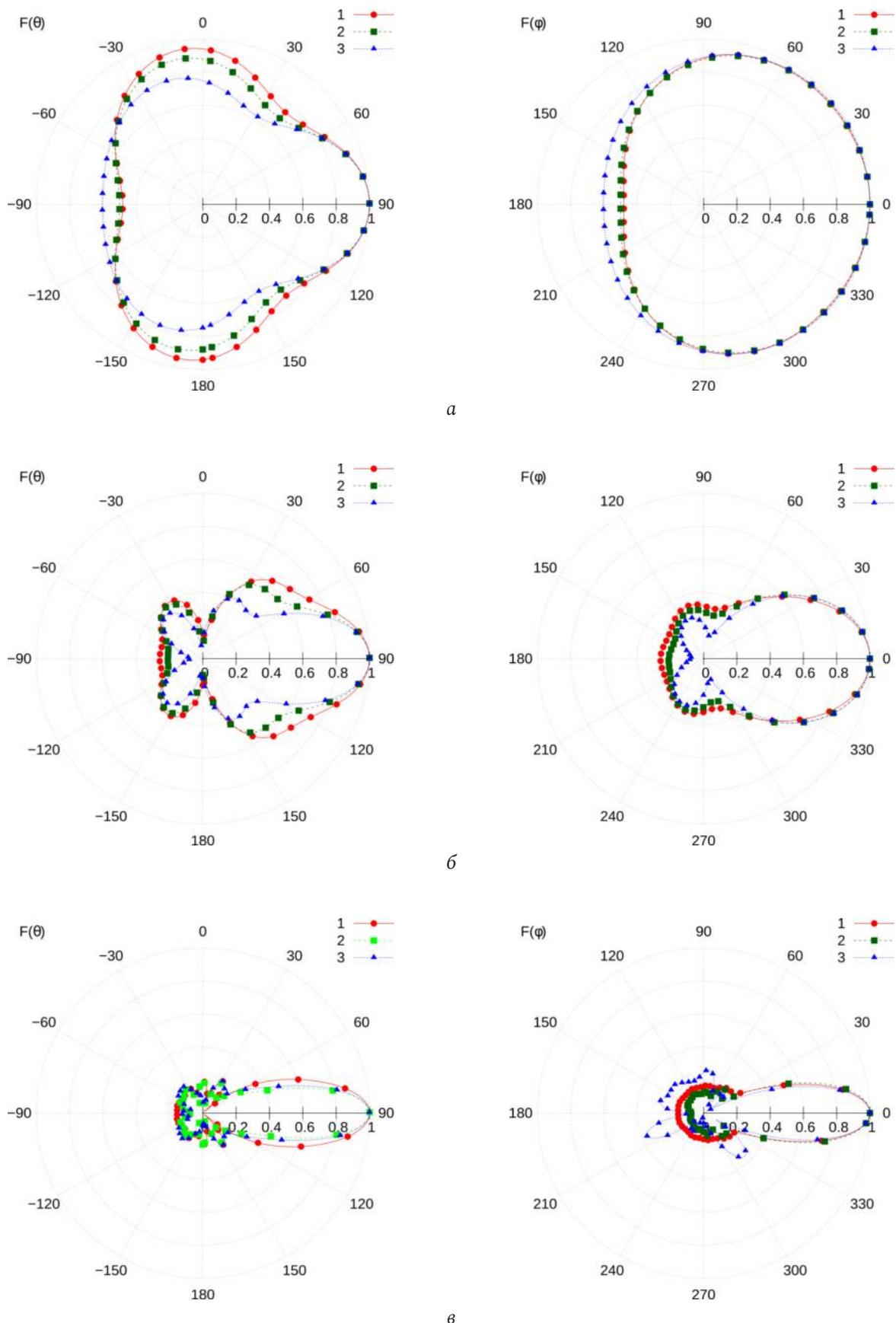


Рис. 4. Нормированные меридианные (слева) и азимутальные (справа) ДН для структур 1-3 (номер кривой соответствует номеру структуры): а - $r = 0,25\lambda$; б - $r = 0,5\lambda$; в - $r = 1,0\lambda$.
 Fig. 4. Normalized meridian (left) and azimuthal (right) RPs for structures 1-3 (curve number corresponds to structure number): а - $r = 0,25\lambda$; б - $r = 0,5\lambda$; в - $r = 1,0\lambda$.

В случае когда $d \ll \lambda$, рассматриваемая сетка становится подобна сплошной металлической поверхности, образованной треугольными элементами T_k , на которых можно ввести распределения плотности эквивалентных поверхностных электрических токов $\mathbf{J}_k(\mathbf{r})$; ($\mathbf{r} \in T_k$). В этом случае для представления поверхностных токов можно использовать RWG-базис, ЭМП структуры будет определяться выражением (1), а решение внутренней задачи – выражением (6).

Здесь также следует отметить, что в работе Дж. Ми [11] представлено строгое решение задачи дифракции ПЭМВ на однородной сфере произвольного диаметра и состава, находящейся в однородной среде.

3. Результаты численного моделирования

Параметры численного моделирования удобно представить в виде таблицы.

На рис. 3 показано сравнение результатов расчета нормированных диаграмм рассеяния в меридианной ($\varphi = 0$) и азимутальной плоскостях для первой структуры при различных соотношениях r/λ . Графики типа *a* получены на основе тонкопроволочного ИП ЭМП (ТП-метод), графики типа *b* – на основе решения с помощью эквивалентных токов, представленных в RWG-базисе (RWG-метод). Как видно из представленных рисунков, полученные результаты практически не имеют визуальных отличий. Небольшие отличия можно заметить лишь при максимальном отношении r/λ для значений θ и φ , соответствующих боковым лепесткам излучения.

На рис. 4 показано сравнение результатов расчета нормированных ДР в меридианной и азимутальной плоскостях для структур 1–3, полученных при различных соотношениях r/λ . Представленные результаты позволяют оценить влияние размеров ячейки на характеристики излучения структуры. Из рисунка видно, что наибольшие отличия наблюдаются в меридианной плоскости в направлениях, отличных от направления главного лепестка. При этом при увеличении размеров ячейки увеличивается число лепестков бокового излучения, а с ростом частоты их распределение

становится асимметричным, что связано с погрешностями в геометрии рассматриваемых структур.

Заключение

Таким образом, в статье проведено сравнение двух подходов к решению задачи дифракции на проводящих телах. Первый подход предполагает замену поверхности тела на совокупность проводников, образующих треугольную сетку, размер ячейки которой гораздо меньше длины падающей волны. В данном случае сетка становится эквивалентом непрерывной металлической поверхности. Решение внутренней задачи сводится к определению амплитуд полных токов на коротких сегментах, образующих проводники (ТП-метод).

В рамках второго подхода поверхность заменяется на совокупность треугольных элементов, являющихся носителями поверхностной плотности электрического тока. Решение внутренней задачи сводится к вычислению распределений тока на треугольных элементах с использованием базисных RWG-функций (RWG-метод). Данный подход широко используется в основе современных САПР.

Результаты расчетов полей рассеяния на первой структуре подтвердили адекватность ТП-метода к решению задачи дифракции: визуальные отличия для приведенных диаграмм рассеяния практически отсутствуют. При этом следует отметить, что ТП-метод гораздо проще в численной реализации как с точки зрения решения внутренней, так и с точки зрения решения внешней задачи электродинамики. Определение элементов матрицы моментов в данном случае сводится к вычислению однократных интегралов, в то время как в рамках RWG-метода необходимо вычислять интегралы четвертой степени кратности. Число базисных функций в рамках обоих методов является соизмеримым.

ТП-метод также можно использовать непосредственно для расчета сеточных структур. Соответствующие результаты были приведены в статье. Показано, что с ростом размеров ячейки сетки меняются характеристики поля рассеяния – происходит деформация основного лепестка, появляются дополнительные лепестки, число которых увеличивается с ростом частоты.

Список литературы

1. Электродинамика и распространение радиоволн / В.А. Неганова [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. М.: Радио и связь, 2005. 648 с.

- Ильинский А.С., Смирнов Ю.Г. Дифракция электромагнитных волн на проводящих тонких экранах (Псевдодифференциальные операторы в задачах дифракции). М.: ИПРЖР, 1996. 176 с.
- Harrington R.F. *Field Computation by Moment Method*. New York: Macmillan, 1968. 150 p.
- Rao S., Wilton D., Glisson A. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1982. Vol. 30, no. 3. P. 409–418. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.1982.1142818>
- Интегральное представление электромагнитного поля геометрически киральной структуры / В.А. Капитонов [и др.] // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2012. Т. 15, № 4. С. 6–13.
- Неганов В.А., Марсаков И.Ю., Табаков Д.П. Расчет взаимодействия элементов метаструктуры на основе метода Гаусса – Зейделя // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. 2013. Т. 16, № 3. С. 7–16. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7346>
- Табаков Д.П. Применение итерационных процедур к электродинамическому анализу метаматериалов // *Радиотехника*. 2015. № 7. С. 86–94.
- Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // *Успехи физических наук*. 1967. Т. 92, вып. 3. С. 517–526. DOI: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0092.196707d.0517>
- Ивченко Е.Л., Поддубный А.Н. Резонансные трехмерные фотонные кристаллы // *Физика твердого тела*. 2006. Т. 48, вып. 3. С. 540–547. URL: <https://journals.ioffe.ru/articles/3354>
- Стрижков В.А. Математическое моделирование электродинамических процессов в сложных антенных системах // *Математическое моделирование*. 1989. Т. 1, № 8. С. 127–138. URL: <http://mi.mathnet.ru/mm2614>
- Mie G. Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidaler Metallösungen // *Annalen der Physik*. 1908. Vol. 330, no. 3. P. 377–445. DOI: <https://doi.org/10.1002/andp.19083300302>

References

- Neganov V.A. et al. *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Ed. by V.A. Neganov, S.B. Raevsky. Moscow: Radio i svjaz', 2005, 648 p. (In Russ.)
- Il'inskij A.S., Smirnov Yu.G. *Diffraction of Electromagnetic Waves on Conducting Thin Screens (Pseudodifferential Operators in Diffraction Problems)*. Moscow: IPRZhR, 1996, 176 p. (In Russ.)
- Harrington R.F. *Field Computation by Moment Method*. New York: Macmillan, 1968, 150 p.
- Rao S., Wilton D., Glisson A. Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1982, vol. 30, no. 3, pp. 409–418. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.1982.1142818>
- Kapitonov V.A. et al. Integral representation of the electromagnetic field of a geometrically chiral structure. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2012, vol. 15, no. 4, pp. 6–13. (In Russ.)
- Neganov V.A., Marsakov I.Yu., Tabakov D.P. Calculation of the interaction of metastructure elements based on the Gauss-Seidel method. *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, 2013, vol. 16, no. 3, pp. 7–16. URL: <https://journals.ssau.ru/pwp/article/view/7346> (In Russ.)
- Tabakov D.P. Application of iterative procedures to the electrodynamic analysis of metamaterials. *Radiotekhnika*, 2015, no. 7, pp. 86–94. (In Russ.)
- Veselago V.G. Electrodynamics of substances with both negative values ϵ and μ . *Uspehi fizicheskikh nauk*, 1967, vol. 92, no. 3, pp. 517–526. DOI: <https://doi.org/10.3367/UFNr.0092.196707d.0517> (In Russ.)
- Ivchenko E.L., Poddubnyj A.N. Resonant 3D photonic crystals. *Fizika tverdogo tela*, 2006, vol. 48, no. 3, pp. 540–547. URL: <https://journals.ioffe.ru/articles/3354> (In Russ.)
- Strizhkov V.A. Mathematical modeling of electrodynamic processes in complex antenna systems. *Matematicheskoe modelirovanie*, 1989, vol. 1, no. 8, pp. 127–138. URL: <http://mi.mathnet.ru/mm2614> (In Russ.)
- Mie G. Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidaler Metallösungen. *Annalen der Physik*, 1908, vol. 330, no. 3, pp. 377–445. DOI: <https://doi.org/10.1002/andp.19083300302>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 7–14

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.7-14

Received 14 March 2022
Accepted 15 April 2022

Application of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field to solving the problem of diffraction of electromagnetic waves on conducting bodies

Dmitry P. Tabakov, Sergey V. Morozov, Dmitriy S. Klyuev 

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – The article is devoted to numerical methods for solving the problem of diffraction of electromagnetic waves by conducting bodies. Two approaches to solving the problem are considered. The first one is based on the use of the thin-wire integral representation of the electromagnetic field (TP-method) for a grid model of the body surface. The second approach is associated with the use of the basis functions of Rao–Wilton–Glisson when solving a vector integral equation formulated with respect to the electric current density on the body surface (RWG-method). The diffraction of a plane linearly polarized electromagnetic wave by a sphere is considered as a test problem. The results of calculations of the normalized diagrams of the scattered field are presented. It is shown that there are practically no visual differences for the results obtained using both approaches. At the same time, it should be noted that the TP method is much simpler in numerical implementation than the RWG method.

Keywords – integral representations of the electromagnetic field; the method of moments; thin-wire approximation; diffraction of electromagnetic waves; grid structures.

Информация об авторах

Табакон Дмитрий Петрович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ и антенны, оптика, численные методы математического моделирования.

E-mail: illuminator84@yandex.ru

Морозов Сергей Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ и антенны, оптика, численные методы математического моделирования.

E-mail: grimmxxx@gmail.com

Ключев Дмитрий Сергеевич, доктор физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. Автор более 200 научных работ.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны, метаматериалы.

E-mail: klyuevd@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9125-7076>

Information about the Authors

Dmitry P. Tabakov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices and antennas, optics, numerical methods of mathematical modeling.

E-mail: illuminator84@yandex.ru

Sergey V. Morozov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices and antennas, optics, numerical methods of mathematical modeling.

E-mail: grimmxxx@gmail.com

Dmitriy S. Klyuev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Head of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. Author of over 200 scientific papers.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas, metamaterials.

E-mail: klyuevd@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9125-7076>

Особенности применения преобразований Нортон при согласовании импедансов с различными коэффициентами трансформации

А.В. Баранов 

АО «НПП «Салют»
603950, Россия, г. Нижний Новгород,
ул. Ларина, 7

Аннотация – В работе изучаются особенности и следствия применения преобразований Нортон в процессе широкополосного и узкополосного согласований импедансов цепей на основе теории фильтров в случаях с различными коэффициентами трансформации. Для преобразований Нортон цепей с различными (больше и меньше единицы) коэффициентами трансформации сформулировано дополнительное правило. С использованием обобщенной формы записи преобразований Нортон на двух примерах продемонстрировано уменьшение числа элементов в полосовых фильтрах. Установлены следствия, которые характерны для узкополосных применений преобразований. Для прямых и зеркальных Г-образных цепей на разнотипных реактивностях получены формулы для расчета коэффициентов трансформации, которые зависят от частоты. Показано, что данные цепи могут комбинироваться с однотипными реактивностями Г-образных цепей с частотно независимыми коэффициентами трансформации. На основе полученных для преобразований Нортон следствий синтезированы повышающие и понижающие согласующие цепи комбинированного типа.

Ключевые слова – преобразование Нортон; согласующие цепи; коэффициент трансформации.

В процессе проектирования усилительно-преобразовательных устройств СВЧ-диапазона важной задачей является согласование сопротивлений их цепей, особенно с высоким коэффициентом трансформации в широком диапазоне рабочих частот, который можно достичь в пределах установленных Боде – Фано ограничений на полосы согласований произвольных импедансов [1; 2]. Широкополосное согласование цепей можно обеспечить, например, с помощью инвертирующих трансформаторов импедансов (K -, J -инвертеров) [3; 4], а также его можно выполнить, используя преобразования Нортон [5; 6] или метод крайних импедансов [7]. Чаще широкополосное согласование осуществляется на основе теории фильтров [3; 8] в сочетании с трансформацией оконечного импеданса с помощью преобразования Нортон [9–12]. К сожалению, наличие различных, но правильных по сути форм записи преобразований Нортон [2; 5; 6; 8–13] может привести к ошибкам в процессе их применения в случаях повышающего или понижающего идеального трансформатора, то есть когда его коэффициенты трансформации больше или меньше единицы. В частности, коэффициенты пересчета элементов, стоящих за идеальным трансформатором, могут не соответствовать выбранной форме записи преобразований Нортон, как в публикации [9]. Цель данной статьи – при

выполнении на основе теории фильтров широкополосного и узкополосного согласования импедансов в случаях с различными коэффициентами трансформации изучить особенности и следствия применения преобразований Нортон.

По аналогии с работой [8] рассмотрим на рис. 1 и 2 соответственно дуальные П- и Т-образные фильтровые структуры, в которых трансформация импедансов достигается путем включения идеальных трансформаторов в любую точку схем в соответствии с правилами 1 и 2.

Правило 1. Если используется повышающий трансформатор с соотношением напряжений в обмотках $1:m$, то все расположенные после него последовательные импедансы умножаются на величину m^2 , а параллельные проводимости делятся на m^2 . На рис. 1 и 2 предполагается, что $m > 1$.

Правило 2. Если используется понижающий трансформатор с соотношением $1:(1/m)$, то все расположенные после него параллельные проводимости умножаются на m^2 , а последовательные импедансы делятся на m^2 . Схемы, содержащие проводимость, параллельную Y , и последовательное сопротивление Z вместе с соответствующими идеальными трансформаторами $1:m$ и $1:(1/m)$ заменяются во всей полосе рабочих частот эквивалентными схемами на рис. 3 и 4 соответственно.

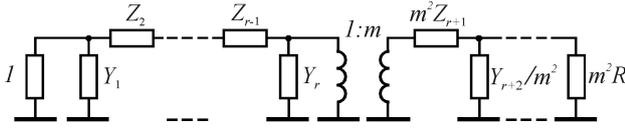


Рис. 1. Трансформация сопротивлений с использованием П-образной фильтровой структуры
Fig. 1. Transformation of resistances using a U-shaped filter structure

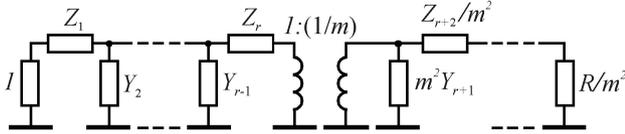


Рис. 2. Трансформация сопротивлений с использованием Т-образной фильтровой структуры
Fig. 2. Transformation of resistances using a T-shaped filter structure

По сравнению с исходными моделями [5; 6] приведенные схемы имеют более обобщенный, дуальный вид [8]. Все элементы схем и формулы их расчета являются взаимно дуальными. Так, величины элементов на рис. 3 находятся из выражений:

$$Z_A = \frac{1-m}{Y}; \quad Z_C = \frac{m(m-1)}{Y}; \quad Y_B = \frac{Y}{m}, \quad (1)$$

а величины элементов на рис. 4 рассчитываются следующим образом:

$$Y_A = \frac{1-m}{Z}; \quad Y_C = \frac{m(m-1)}{Z}; \quad Z_B = \frac{Z}{m}. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) представляют собой обобщенную форму записи исходных формул, которые получены впервые Нортон [5] и чуть позже – Шеа [6] для преобразования схем полосовых фильтров. Сущность данных преобразований заключается в том, что каждый идеальный трансформатор вместе с частью схемы фильтра заменяется эквивалентной схемой без такого трансформатора. Полученные эквивалентные схемы всегда содержат элементы, которые имеют отрицательные величины сопротивления или проводимости. Поэтому преобразование осуществляют так, чтобы указанные сопротивления или проводимости в новой схеме оказались бы соединенными последовательно или параллельно с реактивными элементами такой положительной величины, при которой суммарные элементы становятся уже физически реализуемыми.

Обобщенные системы уравнений (1) и (2) справедливы как в случае $m > 1$, так и тогда, когда $0 < m < 1$. В зависимости от первоначального выбора m уравнения (1) и (2) могут быть представлены в разной форме записи. Так, в книге [13] соотношения Нортон для схемы на рис. 3, а также в публи-

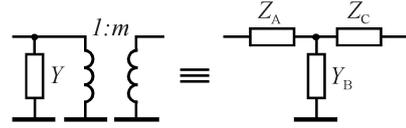


Рис. 3. Эквивалентные преобразования Нортон идеального повышающего трансформатора с проводимостью Y в Т-образную цепь
Fig. 3. Norton equivalent transformations of an ideal step-up transformer with conductance Y into a T-shaped circuit

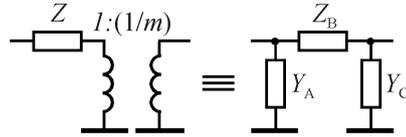


Рис. 4. Эквивалентные преобразования Нортон идеального понижающего трансформатора с импедансом Z в П-образную цепь
Fig. 4. Norton equivalent transformations of an ideal step-down transformer with impedance Z into a U-shaped circuit

кации [9] эти преобразования для схемы на рис. 4 полностью совпадают с обобщенными формулами (1) и (2). Вместе с тем существуют и другие формы записи преобразований Нортон. Например, если в выражениях (2) сделать замены $m = 1/n_T$ и $Z = 1/Y$, то получим представленные в работах [2; 5; 6; 10; 13] формулы для импедансов схемы на рис. 4 в зависимости от нового коэффициента трансформации n_T :

$$Z_A = \frac{n_T}{n_T - 1} Z; \quad Z_C = \frac{n_T^2}{1 - n_T} Z; \quad Z_B = n_T Z. \quad (3)$$

Если же в уравнениях (1) сделать те же замены, то для сопротивлений элементов схемы на рис. 3 справедливы соотношения, как в работах [2; 9; 10]:

$$Z_A = \frac{n_T - 1}{n_T} Z; \quad Z_C = \frac{1 - n_T}{n_T^2} Z; \quad Z_B = \frac{Z}{n_T}. \quad (4)$$

С учетом произведенных замен m на n_T трансформация импедансов достигается здесь путем включения идеальных трансформаторов в любую точку схем в соответствии с новым правилом 3.

Правило 3. Если $n_T = 1/m$ при $0 < n_T < 1$, то для повышающего и понижающего трансформаторов правила 1 и 2 меняются местами. То есть при использовании понижающего трансформатора с соотношением напряжений в обмотках $1:n_T$, ($0 < n_T < 1$) все расположенные после него последовательные импедансы умножаются на $(n_T)^2$, а параллельные проводимости делятся на $(n_T)^2$. Если применяется повышающий трансформатор типа $1:(1/n_T)$ ($0 < n_T < 1$), то расположенные после него последовательные импедансы делятся на величину $(n_T)^2$, а параллельные проводимости умножаются

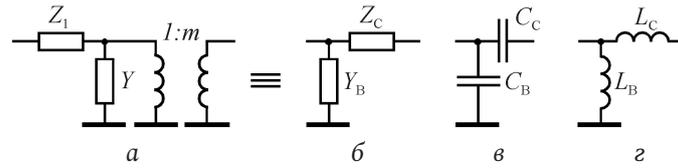


Рис. 5. Эквивалентная замена идеального понижающего трансформатора с импедансом Z и проводимостью Y_1 (а) на зеркальную Г-образную цепь (б) и ее разновидности (в, г)
 Fig. 5. Equivalent replacement of an ideal step-down transformer with impedance Z and conductivity Y_1 (a) for a mirror L-shaped circuit (b) and its varieties (c, d)

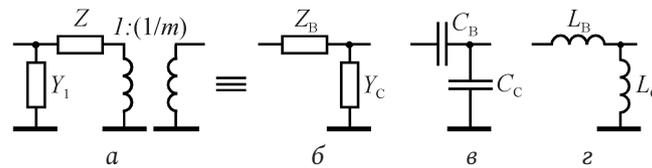


Рис. 6. Эквивалентная замена идеального повышающего трансформатора с проводимостью Y и импедансом Z_1 (а) на Г-образную цепь (б) и ее разновидности (в, г)
 Fig. 6. Equivalent replacement of an ideal step-up transformer with conductivity Y and impedance Z_1 (a) with an L-shaped circuit (b) and its varieties (c, d)

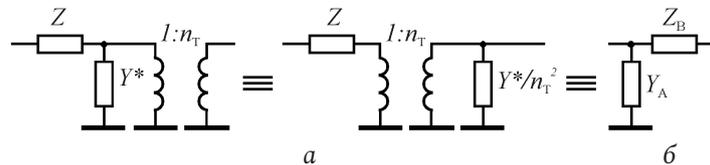


Рис. 7. Эквивалентные замены идеального повышающего трансформатора с импедансом Z и с проводимостью Y^* на аналогичную схему с проводимостью $Y^*/(n_T)^2$ (а) и на обобщенную Г-образную цепь (б)
 Fig. 7. Equivalent replacements of an ideal step-up transformer with impedance Z and conductivity Y^* for a similar circuit with conductivity $Y^*/(n_T)^2$ (a) and for a generalized L-shaped circuit (b)

на $(n_T)^2$. Таким образом, в зависимости от выбора m и ему соответствующих форм записи равнозначных по сути формул (1), (2) или (3), (4) преобразования Нортона предполагают применение разных правил 1, 2 и 3.

Преобразования Нортона могут быть также использованы для уменьшения числа элементов в полосовых фильтрах. Рассмотрим примеры уменьшения элементов, которые являются следствиями преобразований Нортона.

Для начала перед сопротивлением Z в схеме понижающего трансформатора на рис. 4 введем параллельно входу проводимость Y_1 . Выберем ее величину равной значению Y_A в выражении (2) из условия $Y_1 + Y_A = 0$. В этом случае полученная схема будет эквивалентна зеркальной Г-образной цепи на рис. 5, а, два элемента которой находятся по формулам:

$$Z_B = \frac{Z}{m}, \quad Y_C = \frac{m(m-1)}{Z}, \quad m = 1 + ZY_1. \quad (5)$$

Вместе с тем, если на вход повышающего трансформатора с проводимостью Y (см. рис. 3) подключим последовательный импеданс Z_1 , величину которого выберем так, чтобы скомпенсировать сопротивление Z_A в выражении (1), тогда новая

схема становится эквивалентной Г-образной цепи на рис. 6, а, два элемента которой рассчитываются по формулам:

$$Y_B = \frac{Y}{m}, \quad Z_C = \frac{m(m-1)}{Y}, \quad m = 1 + YZ_1. \quad (6)$$

Полученные из уравнений (1) и (2) выражения (5) и (6) не теряют свои обобщенные и дуальные свойства. Они справедливы как в случае $m > 1$, так и при условии $0 < m < 1$. В зависимости от первоначального выбора m запись уравнений (5) и (6) может быть также различной. Так, при $m = 1/n_T$ и $n_T > 1$ элементы эквивалентных схем на рис. 7 и 8 с использованием понижающего $1:(1/n_T)$ и повышающего $1:n_T$ трансформаторов связаны следующими соответствующими им соотношениями, как в литературе [2; 10]:

$$Z_A = \frac{n_T - 1}{n_T Y}; \quad Y_B = n_T Y; \quad n_T = 1 + Z^* Y, \quad (7)$$

$$Y_A = \frac{n_T - 1}{n_T Z}; \quad Z_B = n_T Z; \quad n_T = 1 + ZY^*, \quad (8)$$

где Z^* – последовательное по отношению к понижающему трансформатору $1:(1/n_T)$ сопротивление; Y^* – параллельная повышающему трансформатору $1:n_T$ проводимость. При получении формул (7) и (8) использовано правило 4.

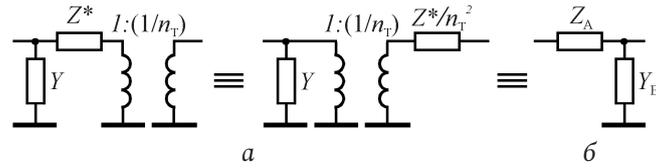


Рис. 8. Эквивалентные замены идеального понижающего трансформатора с проводимостью Y и с импедансом Z^* на аналогичную схему с импедансом $Z^*/(n_T)^2$ (а) и на обобщенную зеркальную Γ -образную цепь (б)
Fig. 8. Equivalent replacements of an ideal step-down transformer with conductivity Y and impedance Z^* for a similar circuit with impedance $Z^*/(n_T)^2$ (a) and for a generalized mirror L-shaped circuit (b)

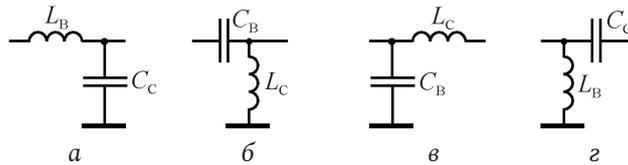


Рис. 9. Варианты реализаций обобщенных прямых и зеркальных Γ -образных цепей на рис. 7 и 8 с частотно зависимыми коэффициентами трансформации
Fig. 9. Implementation options for generalized direct and mirror L-shaped circuits in Fig. 7 and 8 with frequency dependent transformation ratios

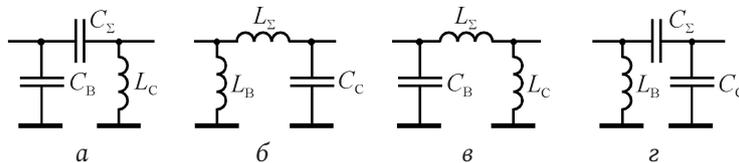


Рис. 10. Комбинированные цепи, использующие рассмотренные на рис. 9 варианты, а также схемы (в, г) на рис. 5 и 6 для устройств с коэффициентами трансформации, которые не зависят от частоты
Fig. 10. Combined circuits using those discussed in Fig. 9 options, as well as schemes (c, d) in Fig. 5 and 6 for devices with transformation ratios that are independent of frequency

Правило 4. Два последовательных или параллельных элемента могут меняться местами. Величины установленных за идеальным трансформатором элементов с учетом коэффициентов трансформации согласно правилу 3 – $Z^*/(n_T)^2$ и $Y^*/(n_T)^2$ (см. рис. 8 и 7) – полностью компенсируют значения физически не реализуемых элементов Z_C и Y_C в формулах (1) и (2) соответственно или обнуляют в формулах (3) и (4) отрицательные сопротивления Z_C .

Таким образом, для уменьшения числа элементов в полосовых фильтрах могут быть использованы рассмотренные выше примеры эквивалентных преобразований Нортон. Одни преобразования предполагают использование параллельной проводимости Y_1 в схеме на рис. 5, а и последовательного сопротивления Z^* в схеме на рис. 7, а, другие применяют последовательное сопротивление Z_1 в схеме на рис. 6, а и параллельную проводимость Y^* в схеме на рис. 8, а. Ниже отметим следствия данных преобразований.

Следствие 1. Параллельная проводимость Y_1 в схеме на рис. 5, а и последовательное сопротивление Z^* в схеме на рис. 7, а позволяют реализовать понижающие трансформаторы с помощью экви-

валентных схем на рис. 5, б и 7, б, где величины элементов находятся по формулам (5) и (7). Вместе с тем последовательное сопротивление Z_1 в схеме на рис. 6, а и параллельная проводимость Y^* в схеме на рис. 8, а обеспечивают работу повышающих трансформаторов с использованием эквивалентных схем на рис. 6, б и 8, б, в которых величины элементов рассчитываются по формулам (6) и (8). Если предположить, что коэффициенты трансформации m и n_T в выражениях (5)–(8) не зависят от частоты ω , то в ветвях, где располагаются Y_1 и Z^* (или Z_1 и Y^*), должны находиться одинаковые реактивные элементы (или только емкости, или только индуктивности, как на рис. 5 и 6 под буквами в и г).

Следствие 2. В свою очередь, если предположить, что коэффициенты трансформации m и n_T в выражениях (5)–(8) могут зависеть от частоты ω , то расположенные в ветвях схем элементы Y_1 и Z^* (или Z_1 и Y^*) должны иметь принципиально разные знаки реактивностей. Каждому индуктивному элементу должен соответствовать емкостной элемент и наоборот. Данное условие необходимо, чтобы коэффициенты трансформации m , n_T были вещественными, в том числе и для произведений

комплексных величин в формулах (5)–(8). В этом случае схемы на рис. 5, б и 6, б представляются в новом виде (см. рис. 9). Для первой дуальной пары схем на рис. 9, а, в коэффициенты трансформации m_1 и m_2 , а также для второй дуальной пары схем на рис. 9, г, б коэффициенты трансформации m_3 и m_4 вычисляются следующим образом:

$$m_{1(2)} = 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{x1(2)}} \right)^2, \quad (9)$$

$$m_{3(4)} = 1 - \left(\frac{\omega_{x1(2)}}{\omega} \right)^2, \quad (10)$$

где $\omega_{x1(2)}$ – характеристические частоты рассматриваемых на рис. 5, а и 6, а LC-цепей, которые определяются выражениями:

$$\omega_{x1}^2 = \frac{1}{LC_1}, \quad (11)$$

$$\omega_{x2}^2 = \frac{1}{L_1C}. \quad (12)$$

В выражениях (11) и (12) буквами C , C_1 и L , L_1 обозначены емкости и индуктивности, которые соответствуют сопротивлениям Z , Z_1 и проводимостям Y , Y_1 на рис. 5, а и 6, а. Из анализа полученных выражений (9)–(12) следует, что при использовании элементов цепей с реактивностями разного знака можно на основе понижающего 1:(1/ m)-трансформатора реализовать устройство с функцией идеального повышающего трансформатора и, наоборот, применяя повышающий трансформатор 1: m , можно получить понижающее сопротивление устройство. Причем в том и другом случаях максимальная трансформация сопротивлений происходит на частотах ω , близких к характеристическим частотам ω_{x1} и ω_{x2} либо чуть меньшей для LC-цепей на рис. 9, а и в, либо чуть большей для LC-цепей на рис. 9, б и г. В отличие от следствия 1, второе следствие из-за отмеченной частотной зависимости коэффициентов трансформации в большей степени имеет отношение к процедуре относительно узкополосного согласования сопротивлений цепей. Рассмотренные на рис. 5, б и 9 повышающие и понижающие трансформаторы сопротивлений могут быть реализова-

ны в виде согласующих цепей с распределенными параметрами, если при этом применяются короткие по отношению к длине волны отрезки линий передачи [4]. Согласующие цепи на рис. 9, а также их распределенные аналоги широко используются, например, в литературе [14; 15].

Следствие 3. Понижающие сопротивления цепи с зависимыми от частоты коэффициентами трансформации можно комбинировать с понижающими сопротивлениями устройствами, в которых коэффициенты трансформации не зависят от частоты. Данное утверждение справедливо и по отношению к повышающим трансформаторам обоих типов. Например, если соединить друг с другом повышающие трансформаторы на рис. 6, в и 9, б, а также на рис. 6, г и 9, а, то получим повышающие согласующие цепи на рис. 10, а и б. Кроме того, если объединить вместе понижающие трансформаторы на рис. 9, в и 5, г и аналогичные устройства на рис. 9, г и 5, в, то реализуем комбинированные трансформирующие цепи, представленные на рис. 10, в и г соответственно. На рис. 10, а–г суммарные индуктивности L_Σ и емкости C_Σ находятся из выражений: $L_\Sigma = L_C + L_B$ и $C_\Sigma = C_C C_B / (C_C + C_B)$. Повышающие и понижающие сопротивления свойства таких комбинированных трансформаторов подтверждены в монографии [7] другим способом – с помощью использования метода крайних импедансов при анализе аналогичных относительно узкополосных согласующих цепей.

Таким образом, в данной работе при выполнении на основе теории фильтров широкополосного и узкополосного согласований импедансов в случаях с различными коэффициентами трансформации изучены особенности и следствия применения преобразований Нортон. Используя обобщенную форму записи преобразований Нортон при согласовании цепей с различными коэффициентами трансформации (больше и меньше единицы), отметили новую особенность 3 преобразований, обобщили следствие 1, а также установили характерные для узкополосных применений преобразований следствия 2 и 3. На основе следствий 2 и 3 синтезированы комбинированные повышающие и понижающие согласующие цепи.

Список литературы

1. Фано Р.М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / пер. с англ. М.: Советское радио, 1965. 70 с.
2. Хотунцев Ю.Л. Полупроводниковые СВЧ-устройства. М.: Связь, 1978. 256 с.
3. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 / под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. М.: Связь, 1971. 440 с.

4. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
5. Norton E.L. Electric wave filter. Patent no. US1708950 16.04.1929. Application filed 12.05.1925, Serial no. 29,690. Renewed 16.03.1928.
6. Shea T.E. *Transmission Networks and Wave Filters*. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1929. 470 p.
7. Чижов А.И. Метод крайних импедансов в исследовании СВЧ-цепей. М.: Радиотехника, 2014. 200 с.
8. Levy R. Explicit formulas for Chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages // *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. 1964. Vol. 111, no. 6. P. 1099–1106. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1964.0170>
9. Кукушкин А.В., Никулин С.М., Петров В.В. Широкополосные согласующие цепи на элементах с сосредоточенными и распределенными параметрами. Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2001. 15 с.
10. Неганов В.А., Яровой Г.П. Теория и применение устройств СВЧ / под ред. В.А. Неганова. М.: Радио и связь, 2006. 720 с.
11. Dawson D.E. Closed-form solutions for the design of optimum matching networks // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. 57, no. 1. P. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2009041>
12. Grujić D.N., Saranovac L. Broadband power amplifier limitations due to package parasitic // *Serbian Journal of Electrical Engineering*. 2015. Vol. 12, no. 3. P. 275–291. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503275G>
13. Черне Х.И. Индуктивные связи и трансформации в электрических фильтрах (Основные вопросы теории). М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1962. 316 с.
14. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: Солон, 2006. 325 с.
15. Баранов А.В., Моругин С.Л. Транзисторные усилители-ограничители мощности гармонических СВЧ-колебаний. М.: Горячая линия – Телеком, 2019. 332 с.

References

1. Fano R.M. *Theoretical Restrictions on the Matching Band of Arbitrary Impedances* / English trans. Moscow: Sovetskoe radio, 1965, 70 p. (In Russ.)
2. Hotuntsev Yu.L. *Semiconductor Microwave Devices*. Moscow: Svjaz', 1978, 256 p. (In Russ.)
3. Matzej D.L., Jang L., Jhons E.M.T. *Microwave Filters, Matching Circuits and Communication Circuits*. Vol. 1. Ed. by L.V. Alekseev, F.V. Kushnir. Moscow: Svjaz', 1971, 440 p. (In Russ.)
4. Fusko V. *Microwave Circuits. Analysis and Automated Design* / English trans. Moscow: Radio i svjaz', 1990, 288 p. (In Russ.)
5. Norton E.L. Electric wave filter. Patent no. US1708950 16.04.1929. Application filed 12.05.1925, Serial no. 29,690. Renewed 16.03.1928.
6. Shea T.E. *Transmission Networks and Wave Filters*. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1929, 470 p.
7. Chizhov A.I. *The Method of Extreme Impedances in the Study of Microwave Circuits*. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 200 p. (In Russ.)
8. Levy R. Explicit formulas for Chebyshev impedance-matching networks, filters and interstages. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1964, vol. 111, no. 6, pp. 1099–1106. DOI: <https://doi.org/10.1049/piee.1964.0170>
9. Kukushkin A.V., Nikulin S.M., Petrov V.V. *Broadband Matching Circuits on Elements with Lumped and Distributed Parameters*. Nizhnij Novgorod: Nizhegorodskij gosudarstvennyj tehnikeskij universitet im. R.E. Alekseeva, 2001, 15 p. (In Russ.)
10. Neganov V.A., Yarovoj G.P. *Theory and Application of Microwave Devices*. Ed. by V.A. Neganov. Moscow: Radio i svjaz', 2006, 720 p. (In Russ.)
11. Dawson D.E. Closed-form solutions for the design of optimum matching networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, vol. 57, no. 1, pp. 121–129. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2009041>
12. Grujić D.N., Saranovac L. Broadband power amplifier limitations due to package parasitic. *Serbian Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 12, no. 3, pp. 275–291. DOI: <https://doi.org/10.2298/SJEE1503275G>
13. Cherne H.I. *Inductive Couplings and Transformations in Electric Filters (Basic Questions of Theory)*. Moscow: Gosudarstvennoe izdatel'stvo literatury po voprosam svjazi i radio, 1962, 316 p. (In Russ.)
14. Titov A.A. *Transistor Power Amplifiers MV and UHF*. Moscow: Solon, 2006, 325 p. (In Russ.)
15. Baranov A.V., Morugin S.L. *Transistor Amplifiers-Power Limiters of Harmonic Microwave Oscillations*. Moscow: Gorjachaja linija – Telekom, 2019, 332 p. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 2, pp. 15–21

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.15-21

Received 20 September 2021

Accepted 22 October 2021

Peculiarities of the Norton conversions application when matching impedances with different transformation coefficients

Aleksander V. Baranov 

JSC «RPE “Salute”»
7, Larin Street,
Nizhny Novgorod, 603950, Russia

Abstract – The paper studies the features and consequences of the use of Norton conversions in the process of broadband and narrowband matching of circuit impedances based on filter theory in cases with different transformation ratios. For Norton circuits conversions with different transformation ratios (greater than and less than one), an additional rule is formulated. Using the generalized form of recording the Norton consequence conversions, two examples of reducing the number of elements in bandpass filters are demonstrated. In addition, the consequences that are characteristic of narrow-band applications of transformations are established. Formulas for calculating transformation ratios that depend on frequency are obtained for direct and mirror Γ -shaped circuits with different reactivities. It is shown that these circuits can be combined with similar reactivities of Γ -shaped circuits with frequency independent transformation ratios. On the basis of the established for the Norton conversions consequences, the step-up and step-down matching circuits of the combined type are synthesized.

Keywords – Norton impedances conversion; matching circuits; transformation coefficient.

Информация об авторе

Баранов Александр Владимирович, 1961 г. р., радиофизик, доктор технических наук, ведущий научный сотрудник АО «НПП “Салют”», г. Нижний Новгород, Россия. Автор и соавтор 83 научных работ, в том числе трех книг и 13 патентов РФ на изобретения.

Область научных интересов: разработка в СВЧ-диапазоне усилителей мощности, усилителей-ограничителей, автогенераторов и генераторов, управляемых напряжением.

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

Information about the Author

Aleksander V. Baranov was born in 1961, radiophysicist, Doctor of Technical Sciences, leading researcher at JSC «RPE “Salute”», Nizhny Novgorod, Russia. He is an author and co-author of 83 scientific publications, including 3 books and 13 inventions patents RF.

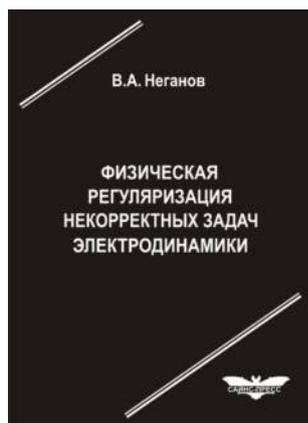
Research interests: design of microwave power amplifiers, limiting amplifiers, oscillators and voltage-controlled oscillators.

E-mail: baranov.micros@yandex.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0512-7532>

Неганов, В.А.

Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн / В.А. Неганов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008. – 432 с., 122 ил.



ISBN 978-5-88070-161-2

УДК 537.87

ББК 32.84

Н 41

Изложены основы физической регуляризации некорректных задач электродинамики, связанной с особенностями физических и математических моделей задач (физические допущения, некорректные математические выкладки, отсутствие предельного перехода). Подход, по мнению автора, обладает большими возможностями, чем метод регуляризации Тихонова А.Н. интегральных уравнений Фредгольма первого рода, названный в книге методом математической регуляризации. Метод физической регуляризации (МФР) применен к анализу волноведущих и излучающих структур, а также задачам дифракции электромагнитных волн на некоторых телах. МФР позволил впервые корректно осуществить анализ полей в ближних зонах некоторых антенн, устранить несамосогласованное приближение Кирхгофа в задачах дифракции, установить связь поверхностной плотности тока проводимости с напряженностями электрического и магнитного полей для диполя Герца и т. п.

Для специалистов в области радиотехники и радиофизики СВЧ, электромагнитной совместимости РТС, математической теории дифракции и математического моделирования электродинамических структур самого широкого назначения. Может быть полезна преподавателям вузов, докторантам, аспирантам и студентам старших курсов соответствующих специальностей.

Расчет отражений плоской электромагнитной волны линейной поляризации от границы раздела «воздух – влажная почва» на основе гетерогенных моделей Максвелла Гарнетта и Бруггемана

Д.Н. Панин, О.В. Осипов, К.О. Безлюдников

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – В работе проведен расчет модулей коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны линейной поляризации в зависимости от влажности почвы с относительной комплексной диэлектрической проницаемостью, описываемой гетерогенными моделями Максвелла Гарнетта и Бруггемана. Проводится сравнение расчетных зависимостей модулей коэффициентов отражения волн Е- и Н-поляризации от влажности почвы по двум предложенным двухкомпонентным моделям. Показана корректность применяемых моделей в пределах влажности почвы до 10 %. В пределах изменения влажности почвы от 10 до 50 % наблюдаются незначительные расхождения результатов расчета по двум гетерогенным моделям. Уровень отражения электромагнитной волны от поверхности почвы в случае ее Н-поляризации меньше, чем в случае Е-поляризации. С увеличением влажности почвы наблюдается монотонный рост уровня отражения. Предлагаемые гетерогенные модели влажной почвы и методика расчета могут быть использованы при дистанционном радиолокационном зондировании поверхности Земли в целях определения влажности в подкоренном слое почвы.

Ключевые слова – метаматериал; электромагнитная волна; влажность почвы; коэффициент отражения; гетерогенная модель; дистанционное зондирование Земли.

Введение

Оценка влагозапаса в корнеобитаемом слое почвы играет ключевую роль для сельскохозяйственного мониторинга полей, определяет подходящее время для посева, роста растений, прогнозирования урожайности [1; 2]. Влажность почвы влияет на содержание воздуха, температуру, теплоемкость, соленость и наличие токсичных веществ, регулирует структуру, пластичность и плотность почвы [3–5]. В 2010 г. Всемирная метеорологическая организация добавила влажность почвы в список 50 основных климатических параметров, рекомендуемых для систематического наблюдения [6]. Кроме того, информация о влажности почвы необходима для поддержки более широкого круга научных исследований, например прогнозирования наводнений и засухи, климатических прогнозов и моделирования углеродного цикла [7; 8].

Доступные методы определения влажности почвы основаны на предварительном отборе образцов почвы с последующим их анализом непосредственно в полевых или лабораторных условиях. Подходы к измерению влажности почвы обычно подразделяются на прямые, косвенные и дистанционные. Прямые методы заключаются в извлечении воды из образца грунта путем испарения, промывки и химической реакции. Расчет влажности

почвы в этом случае основан на измерении массы извлеченной воды и уровне сухости. Косвенные методы включают измерение характеристик почвы в зависимости от содержания воды. К сожалению, взаимосвязь между физическими и химическими свойствами почвы и влажностью почвы до конца не изучена.

На сегодняшний момент времени наиболее перспективными являются дистанционные методы измерения влажности почвы, основанные на данных об уровне отражения электромагнитного излучения определенного диапазона частот от поверхности почвы [9–12]. В данной статье на основании ранее предложенной математической модели комплексной диэлектрической проницаемости влажной почвы с учетом гетерогенности [13] проведен численный анализ отражения плоской электромагнитной волны с параллельной и перпендикулярной поляризациями от поверхности влажной почвы.

1. Гетерогенная математическая модель комплексной диэлектрической проницаемости влажной почвы

Влажную почву по аналогии с метаматериалом можно представить как двухкомпонентную среду,

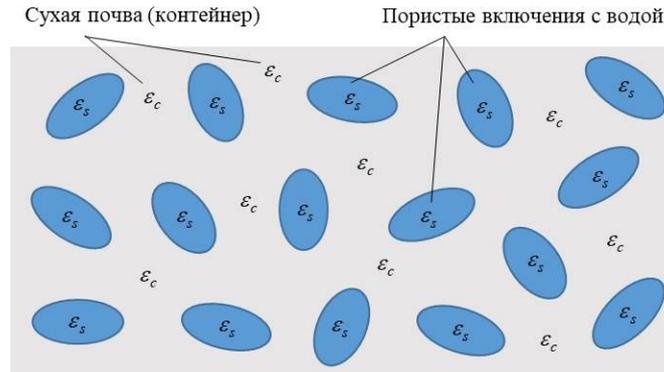


Рис. 1. Влажная почва как двухкомпонентная гетерогенная система
 Fig. 1. Moist soil as a two-component heterogeneous system

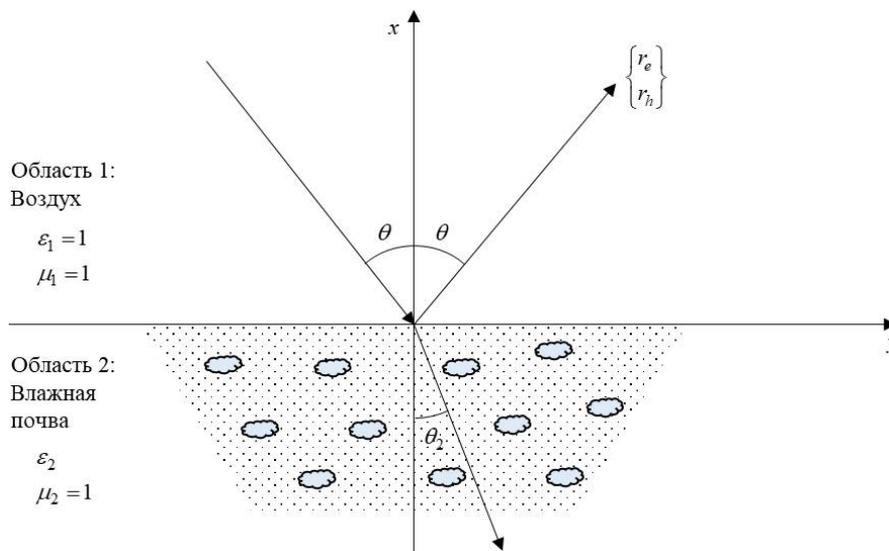


Рис. 2. Геометрия задачи
 Fig. 2. Geometry of the problem

состоящую из контейнера из сухого грунта и внедренных в него с определенной концентрацией α пористых включений, заполненных водой (рис. 1).

Относительная комплексная диэлектрическая проницаемость (КДП) почвы в рамках двух гетерогенных моделей описывается выражениями вида:

$$\epsilon_{MG} = \epsilon_c \frac{1 + 2\alpha\epsilon_x}{1 - \alpha\epsilon_x}; \quad \epsilon_x = \frac{\epsilon_s - \epsilon_c}{\epsilon_s + 2\epsilon_c}; \quad (1)$$

$$\epsilon_{BR} = \sqrt{\frac{\{\epsilon_s(1-3\alpha) - \epsilon_c(2-3\alpha)\}^2}{16} + \frac{\epsilon_c\epsilon_s}{2}} - \frac{\epsilon_s(1-3\alpha) - \epsilon_c(2-3\alpha)}{4}, \quad (2)$$

где ϵ_{MG} , ϵ_{BR} – относительные КДП сред, описываемых моделями Максвелла Гарнетта и Бруггемана соответственно; ϵ_c – относительная КДП сухой почвы; ϵ_s – относительная КДП чистой воды.

Концентрация пористых включений, заполненных водой, связана с влажностью почвы W и описывается выражением вида

$$\alpha = W \frac{\rho_d}{\rho_w} = W \rho_{dw}, \quad (3)$$

где ρ_d – плотность сухого грунта; ρ_w – плотность воды; ρ_{dw} – нормированная плотность, которая определяет тип почвы (рыхлая, твердая и т. д.).

Влажность почвы на основе прямых измерений рассчитывается по формуле

$$W = \frac{m_w}{m_s} = \frac{m - m_s}{m_s}, \quad (4)$$

где m_w – масса воды в порах; m_s – масса сухой почвы; m – масса влажной почвы.

2. Отражение плоской электромагнитной волны от границы раздела «воздух – почва»

Рассмотрим задачу о наклонном падении плоской электромагнитной волны E- или H-поляризации на границу раздела «воздух – почва». Геометрия задачи приведена на рис. 2. Волна падает

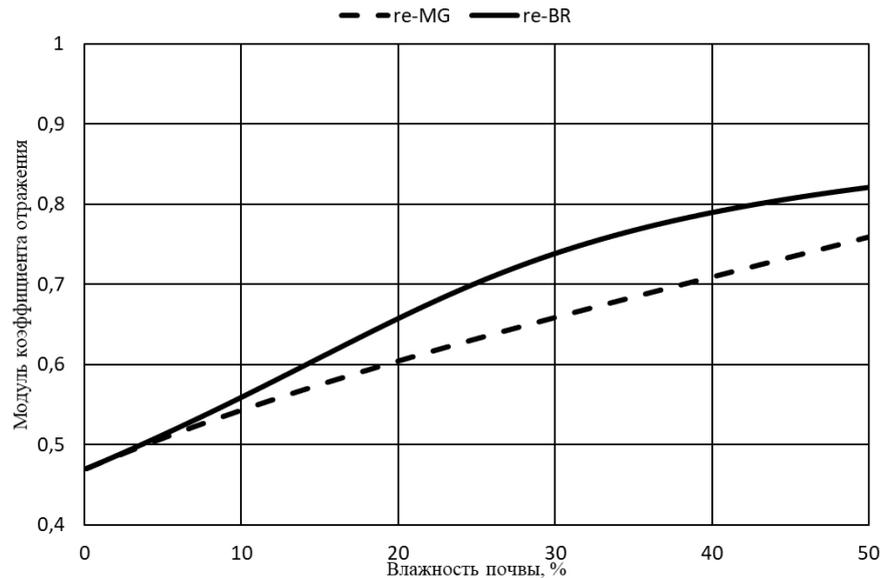


Рис. 3. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны Е-поляризации от влажности почвы для гетерогенных моделей

Fig. 3. Dependences of the modules of the reflection coefficients of the E-polarization electromagnetic wave on soil moisture for heterogeneous models

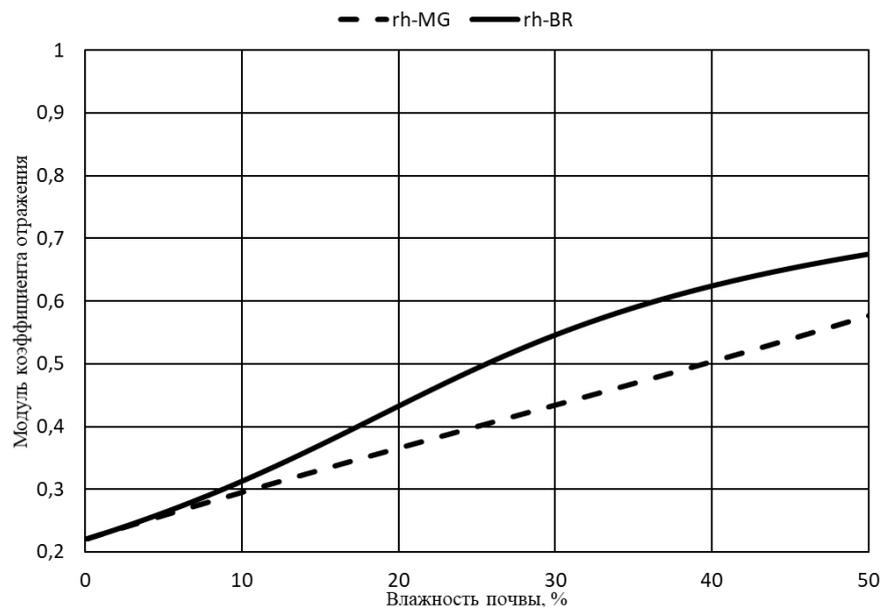


Рис. 4. Зависимости модулей коэффициентов отражения электромагнитной волны Н-поляризации от влажности почвы для гетерогенных моделей

Fig. 4. Dependences of the modules of the reflection coefficients of an electromagnetic wave of H-polarization on soil moisture for heterogeneous models

на границу раздела под углом θ . Область 1 представляет собой вакуум с проницаемостями: $\epsilon_1 = 1$, $\mu_1 = 1$. Влажная почва (область 2) описывается материальными параметрами ϵ_2 и $\mu_2 = 1$. При $\epsilon_2 = \epsilon_{MG}$ среда описывается гетерогенной моделью Максвелла Гарнетта; при $\epsilon_2 = \epsilon_{BR}$ – моделью Бруггемана.

Для коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны Е- или Н-поляризации (r_e , r_h) известны следующие соотношения [14]:

$$r_e = \frac{2 \cos \theta (1 - g^2) \cos \theta_2 + 2g (\cos^2 \theta - \cos^2 \theta_2)}{2 \cos \theta (1 + g^2) \cos \theta_2 + 2g (\cos^2 \theta + \cos^2 \theta_2)}; \quad (5)$$

$$r_h = \frac{2 \cos \theta (1 - g^2) \cos \theta_2 - 2g (\cos^2 \theta - \cos^2 \theta_2)}{2 \cos \theta (1 + g^2) \cos \theta_2 + 2g (\cos^2 \theta + \cos^2 \theta_2)}, \quad (6)$$

где

$$g = \sqrt{\frac{\epsilon_2 \mu_1}{\epsilon_1 \mu_2}};$$

$$\theta_2 = \arcsin \left(\sqrt{\frac{\varepsilon_1 \mu_1}{\varepsilon_2 \mu_2}} \sin \theta \right)$$

– угол прохождения.

3. Результаты расчетов

В ходе расчетов использовались данные по почве, взятые из рекомендаций международного союза электросвязи МСЭ-R P.527-4 при температуре 20 градусов по Цельсию [15], а именно: $\varepsilon_s = 80 - j2,5$, $\varepsilon_c = 4 - j1,2$. Угол падения волны – $\theta = 45^\circ$. Полагаем, что почва очень рыхлая, пригодная для посева, при этом $\rho_{dw} = 1,5$.

На рис. 3 и 4 представлены графики расчетов модулей коэффициентов отражения плоской электромагнитной волны Е- и Н-поляризации в зависимости от влажности почвы, КДП которой описывается моделями Максвелла Гарнетта (пунктирная линия) и Бруггемана (сплошная линия). Из графиков, представленных на рис. 3, 4, видно, что уровень отражения в случае Н-поляризованной падающей волны меньше, чем для Е-поляризованной волны. Из графиков также можно сделать вывод, что при значениях влажности почвы до 10 % модули коэффициентов от-

ражений от границы раздела «воздух – почва» практически совпадают по своим значениям при применении двух используемых гетерогенных моделей; небольшие отклонения в расчетах наблюдаются в диапазоне влажности от 10 до 50 %. Увеличение влажности почвы усиливает обратное отражение электромагнитного излучения.

Заключение

Результаты численных расчетов доказывают возможность использования гетерогенных моделей Максвелла Гарнетта и Бруггемана для определения характеристик влажной почвы. Полученные данные можно использовать для составления карт полей распределения влажности в системах дистанционного зондирования Земли.

Результаты работы могут быть полезными при разработке программного обеспечения на основе нейронных сетей для определения по заданному датасету коэффициентов отражения профиля влажности исследуемых образцов почвы, радиоэлектронного оборудования, реализации натуральных экспериментов по зондированию почвы на опытных полях с помощью БПЛА.

Список литературы

1. Martínez-Fernández J., González-Zamora A., Almendra-Martín L. Soil moisture memory and soil properties: An analysis with the stored precipitation fraction // *Journal of Hydrology*. 2021. Vol. 593. P. 125622. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2020.125622>
2. Borodychev V.V., Lytov M.N. Irrigation management model based on soil moisture distribution profile // *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. 2020. Vol. 577, no. 1. P. 012022. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/577/1/012022>
3. Shutko A.M., Reutov E.A., Golovachev S.P. Estimation of soil moisture profiles and root zone moisture content by means of microwave radiometry and a priori information // *Passive Microwave Remote Sensing of Land-Atmosphere Interactions*. Berlin: De Gruyter, 2020. P. 461–474. DOI: <https://doi.org/10.1515/9783112319307-toc>
4. Hao X., Hao H., Zhang J. Soil moisture influenced the variability of air temperature and oasis effect in a large inland basin of an arid region // *Hydrological Processes*. 2021. Vol. 35, no. 6. P. 14246. DOI: <https://doi.org/10.1002/hyp.14246>
5. Bo T., Baowen Y. Effect of cavity structure on the saving up and dissipation of moisture in loess soil // *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. 2021. Vol. 791, no. 1. P. 012013. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/791/1/012013>
6. Sungmin O., Orth R. Global soil moisture data derived through machine learning trained with in-situ measurements // *Scientific Data*. 2021. Vol. 8, no. 1. P. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.6084/m9.figshare.14790510>
7. Grillakis M.G. Increase in severe and extreme soil moisture droughts for Europe under climate change // *Science of the Total Environment*. 2019. Vol. 660. P. 1245–1255. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2019.01.001>
8. Berg A., Sheffield J. Climate change and drought: the soil moisture perspective // *Current Climate Change Reports*. 2018. Vol. 4, no. 2. P. 180–191. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40641-018-0095-0>
9. Srivastava P.K. Satellite soil moisture: Review of theory and applications in water resources // *Water Resources Management*. 2017. Vol. 31, no. 10. P. 3161–3176. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11269-017-1722-6>
10. Kim H., Lakshmi V. Use of Cyclone Global Navigation Satellite System (CYGNSS) observations for estimation of soil moisture // *Geophysical Research Letters*. 2018. Vol. 45, no. 16. P. 8272–8282. DOI: <https://doi.org/10.1029/2018GL078923>
11. Chew C., Small E. Description of the UCAR/CU soil moisture product // *Remote Sensing*. 2020. Vol. 12, no. 10. P. 1558. DOI: <https://doi.org/10.3390/rs12101558>
12. Fang K., Shen C. Near-real-time forecast of satellite-based soil moisture using long short-term memory with an adaptive data integration kernel // *Journal of Hydrometeorology*. 2020. Vol. 21, no. 3. P. 399–413. DOI: <https://doi.org/10.1175/JHM-D-19-0169.1>
13. Матвеев И.В., Осипов О.В., Панин Д.Н. Математическая модель неоднородной комплексной диэлектрической проницаемости влажной почвы с учетом гетерогенности // *Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами: сб. статей восьмой Всероссийской научной школы-семинара*. 2021. С. 237–241.

14. Матвеев И.В., Осипов О.В., Панин Д.Н. Взаимодействие электромагнитной волны с киральным метаматериалом на основе модели Максвелла Гарнетта // IV Научный форум телекоммуникации: теория и технологии (ТТТ-2020). Физика и технические приложения волновых процессов (ФиТПВП-2020). 2020. С. 220–221.
15. Рекомендация МСЭ-R P.527-4 от 06/2017. Электрические характеристики земной поверхности. Серия Р. Распространение радиоволн.

References

1. Martínez-Fernández J., González-Zamora A., Almendra-Martín L. Soil moisture memory and soil properties: An analysis with the stored precipitation fraction. *Journal of Hydrology*, 2021, vol. 593, p. 125622. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2020.125622>
2. Borodychev V.V., Lytov M.N. Irrigation management model based on soil moisture distribution profile. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2020, vol. 577, no. 1, p. 012022. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/577/1/012022>
3. Shutko A.M., Reutov E.A., Golovachev S.P. Estimation of soil moisture profiles and root zone moisture content by means of microwave radiometry and a priori information. *Passive Microwave Remote Sensing of Land-Atmosphere Interactions*. Berlin: De Gruyter, 2020, pp. 461–474. DOI: <https://doi.org/10.1515/9783112319307-toc>
4. Hao X., Hao H., Zhang J. Soil moisture influenced the variability of air temperature and oasis effect in a large inland basin of an arid region. *Hydrological Processes*, 2021, vol. 35, no. 6, p. 14246. DOI: <https://doi.org/10.1002/hyp.14246>
5. Bo T., Baowen Y. Effect of cavity structure on the saving up and dissipation of moisture in loess soil. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 2021, vol. 791, no. 1, p. 012013. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/791/1/012013>
6. Sungmin O., Orth R. Global soil moisture data derived through machine learning trained with in-situ measurements. *Scientific Data*, 2021, vol. 8, no. 1, pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.6084/m9.figshare.14790510>
7. Grillakis M.G. Increase in severe and extreme soil moisture droughts for Europe under climate change. *Science of the Total Environment*, 2019, vol. 660, pp. 1245–1255. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2019.01.001>
8. Berg A., Sheffield J. Climate change and drought: the soil moisture perspective. *Current Climate Change Reports*, 2018, vol. 4, no. 2, pp. 180–191. DOI: <https://doi.org/10.1007/s40641-018-0095-0>
9. Srivastava P.K. Satellite soil moisture: Review of theory and applications in water resources. *Water Resources Management*, 2017, vol. 31, no. 10, pp. 3161–3176. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11269-017-1722-6>
10. Kim H., Lakshmi V. Use of Cyclone Global Navigation Satellite System (CYGNSS) observations for estimation of soil moisture. *Geophysical Research Letters*, 2018, vol. 45, no. 16, pp. 8272–8282. DOI: <https://doi.org/10.1029/2018GL078923>
11. Chew C., Small E. Description of the UCAR/CU soil moisture product. *Remote Sensing*, 2020, vol. 12, no. 10, p. 1558. DOI: <https://doi.org/10.3390/rs12101558>
12. Fang K., Shen C. Near-real-time forecast of satellite-based soil moisture using long short-term memory with an adaptive data integration kernel. *Journal of Hydrometeorology*, 2020, vol. 21, no. 3, pp. 399–413. DOI: <https://doi.org/10.1175/JHM-D-19-0169.1>
13. Matveev I.V., Osipov O.V., Panin D.N. Mathematical model of the inhomogeneous complex permittivity of wet soil, taking into account heterogeneity. *Vzaimodejstvie sverhvysochastotnogo, teragertsovogo i opticheskogo izlucheniya s poluprovodnikovymi mikro- i nanostrukturami, metamaterialami i bioob'ektami: sb. statej vos'moj Vserossijskoj nauchnoj shkoly-seminara*, 2021, pp. 237–241. (In Russ.)
14. Matveev I.V., Osipov O.V., Panin D.N. Interaction of an electromagnetic wave with a chiral metamaterial based on the Maxwell Garnett model. *IV Nauchnyj forum telekommunikatsii: teorija i tehnologii (TTT-2020). Fizika i tehnicheckie prilozhenija volnovyh protsessov (FiTPVP-2020)*, 2020, pp. 220–221. (In Russ.)
15. Recommendation ITU-R P.527-4 dated 06/2017. Electrical characteristics of the earth's surface. Series R. Propagation of radio waves.

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 22–27

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.22-27

Received 11 December 2021

Accepted 12 January 2022

The calculation of reflections of linear polarization plane electromagnetic wave from the boundary of the «air – wet soil» based on heterogeneous Maxwell Garnett and Bruggeman models

Dmitry N. Panin, Oleg V. Osipov, Kirill O. Bezlyudnikov

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – In this work we calculated the reflection coefficients modules of a linear polarization plane electromagnetic wave depending on soil moisture with a relative complex dielectric constant described by the heterogeneous Maxwell Garnett and Bruggeman models. A comparison is made of the calculated dependences of reflection coefficients for incident E- and

H-polarization waves on soil moisture according to the two proposed heterogeneous two-component models. The correctness of the applied models is shown within the soil moisture content up to 10 %. Within the limits of soil moisture change from 10 to 50 %, there are slight discrepancies in the calculation results for two heterogeneous models. The reflection level of an electromagnetic wave from the soil surface in the case of its H-polarization is less than in the case of E-polarization. With an increase in soil moisture, a monotonous increase in the reflection level is observed. The proposed heterogeneous models of wet soil and the calculation method can be used for remote radar sensing of the Earth's surface in order to determine the moisture content in the rooted layer of the soil.

Keywords – metamaterial; electromagnetic wave; soil moisture; reflection coefficient; heterogeneous model; Earth remote sensing.

Информация об авторах

Панин Дмитрий Николаевич, кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники и связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. В 1999 г. окончил физический факультет Самарского государственного университета. В 2003 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Численный анализ отражений в слоистых средах и синтез плавных согласующих переходов в линиях передачи». В 2007 г. присвоено ученое звание доцента. В 2016 г. награжден значком «Почетный радист». Автор более 50 публикаций и научных трудов в области теории волновых процессов в средах с пространственной и временной дисперсией.

Область научных интересов: теория волновых процессов и компьютерное моделирование в радиофизике.

E-mail: panin-dn@psuti.ru

Осипов Олег Владимирович, доктор физико-математических наук, доцент, проректор по цифровому развитию Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. В 2000 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование отражающих и волноведущих структур с киральными слоями». В 2006 г. получил благодарственное письмо Администрации городского округа Самара за значительный вклад в высшее образование Самарской области. В 2006 г. Осипов О.В. успешно защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук по специальности 01.04.03 – Радиофизика на тему «Электродинамика отражающих и волноведущих структур с киральными слоями». В 2008 г. Осипову О.В. присужден грант в области естественных и гуманитарных наук по номинации «Доктора наук РАН» от Российской академии наук. В 2011 г. награжден значком «Почетный радист». Осипов О.В. является известным специалистом в области радиофизики и электродинамики, а именно в теории киральных сред и метаструктур СВЧ. Автор и соавтор 7 монографий, 3 учебников и 8 учебных пособий с грифами Министерства образования и науки РФ и УМО, в списке научных и методических трудов более 300 публикаций.

Область научных интересов: электродинамика метаматериалов, антенны и устройства СВЧ, нелинейная оптика.

E-mail: o.osipov@psuti.ru

Безлюдников Кирилл Олегович, студент 2-го курса Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. В 2020 г. окончил МАОУ «Самарский лицей информационных технологий». Участник и призер олимпиад по физике и телекоммуникационным технологиям. Автор 2 научных работ.

Область научных интересов: электромагнитные поля и волны, методы и средства математического моделирования электродинамических систем, антенны и устройства СВЧ, теория помехоустойчивости передачи дискретных и непрерывных сообщений.

E-mail: yakobix@ya.ru

Information about the Authors

Dmitry N. Panin, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, head of the Department of Theoretical Foundations of Radio Engineering and Communications, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. In 1999 he graduated from the Faculty of Physics of the Samara State University. In 2003 he defended his PhD thesis on the topic: «Numerical analysis of reflections in layered media and synthesis of smooth matching transitions in transmission lines». In 2007 he was awarded the academic title of Associate Professor. In 2016, he was awarded the Honorary Radio Operator badge. Author of more than 50 publications and scientific papers in the field of the theory of wave processes in media with spatial and temporal dispersion.

Research interests: theory of wave processes and computer simulation in radiophysics.

E-mail: panin-dn@psuti.ru

Oleg V. Osipov, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, associate professor, vice-rector for Digital Development, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. In 2000 he defended his PhD thesis on the topic «Study of reflective and waveguide structures with chiral layers». In 2006, he received a letter of thanks from the Administration of the Samara City District for a significant contribution to higher education in the Samara region. In 2006, Osipov O.V. successfully defended his dissertation for the degree of Doctor of Physical and Mathematical Sciences in the specialty 01.04.03 – Radiophysics on the topic «Electrodynamics of reflecting and waveguide structures with chiral layers». In 2008, Osipov O.V. was awarded a grant in the field of natural and human sciences in the nomination «Doctor of Science of the Russian Academy of Sciences» from the Russian Academy of Sciences. In 2011, he was awarded the Honorary Radio Operator badge. Osipov O.V. is a well-known specialist in the field of radiophysics and electrodynamics, namely in the theory of chiral media and microwave metastructures. Author and co-author of 7 monographs, 3 textbooks and 8 manuals certified by the Ministry of Education and Science of the Russian Federation and UMO, the list of scientific and methodological works includes more than 300 publications.

Research interests: electrodynamics of metamaterials, antennas and microwave devices, nonlinear optics.

E-mail: o.osipov@psuti.ru

Kirill O. Bezlyudnikov, 2nd year student of the Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. In 2020, he graduated from the Samara Lyceum of Information Technologies. Participant and winner of Olympiads in physics and telecommunication technologies. Author of 2 scientific papers.

Research interests: electromagnetic fields and waves, methods and means of mathematical modeling of electrodynamic systems, antennas and microwave devices, theory of noise immunity of transmission of discrete and continuous messages.

E-mail: yakobix@ya.ru

Сравнение основных аспектов современных подходов к разработке фильтров на поверхностных акустических волнах: модель связанных мод и метод конечных элементов

А.С. Койгеров 

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
197376, Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. Профессора Попова, 5

Аннотация – В настоящей статье рассмотрены основные вопросы проектирования фильтров на поверхностных акустических волнах. Представлен тип полосно-пропускающего фильтра на основе продольных резонансных мод. Рассмотрены особенности расчета на базе двух подходов: модель связанных мод и метод конечных элементов. Предложены практические рекомендации для сокращения времени расчета фильтров при численном моделировании. Приведены и сопоставлены результаты расчета и измерения коэффициента передачи фильтра на вытекающих поверхностных акустических волнах на подложке 36° УХ-срезы танталата лития. Выделены и проанализированы основные аспекты и направления, по которым можно сравнить рассмотренные в работе способы моделирования. Показано, что использование разных подходов моделирования позволяет повысить эффективность разработки, а быстрые аналитические модели необходимы для синтеза и оптимизации параметров фильтров.

Ключевые слова – полосно-пропускающие фильтры; поверхностная акустическая волна; фильтр на ПАВ; танталат лития; модель связанных мод; метод конечных элементов; пьезоэлектрическая подложка.

Введение

Последние десятилетия фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) стали неотъемлемой частью современной техники [1]. Они применяются как в составе приборов бытовой электроники, так и в военной и специальной технике с особыми условиями эксплуатации. Устройства на ПАВ уверенно занимают нишу в диапазоне частот от десятков мегагерц до 2,5 ГГц благодаря своим габаритам, надежности и отличными радиотехническим характеристикам. В то же время растут требования к их характеристикам, и, чтобы их достичь, необходимо, как минимум научиться их сначала предсказывать на этапе моделирования, чтобы с уверенностью переходить к изготовлению. Поэтому актуальна задача повышения качества расчета и развития средств моделирования. Неплохой вариант, когда разработчик применяет различные подходы для моделирования, а результаты расчета при этом совпадают. Тогда можно с некоторой уверенностью переходить и к изготовлению устройств.

На этапе разработки полосно-пропускающих фильтров (ППФ) на ПАВ важно иметь средства проектирования и расчета, которые позволяют эффективно прогнозировать рабочие характеристики, например амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Сложные взаимосвязи

между элементами топологии, резонансный характер акустических процессов, высокая чувствительность различных акустических параметров к геометрии элементов делают проектирование фильтров особенно требовательным к временным и материальным ресурсам разработчика.

На сегодняшний день уже известны различные методы расчета и моделирования устройств на ПАВ. По условной классификации, предложенной в работе [1], их можно разделить на несколько групп: простейшие аналитические – импульсные модели и подходы на основе дельта-функций [2], более строгие аналитические модели, численные методы и комбинированные подходы. На рис. 1 представлена данная условная классификация.

В последние годы с ростом вычислительных мощностей компьютеров растет интерес к численным моделям на основе метода конечных элементов (МКЭ) [3]. В этом случае необходимы значительные временные затраты и ресурсы компьютера, и хотя продолжительность расчета зависит от различных параметров модели, но уйти от большого числа конечных элементов сетки без потери точности оценки и увеличения погрешности не получится. С другой стороны, для расчета рабочих характеристик можно использовать хорошо зарекомендовавшие себя быстрые эффективные аналитические методы, такие как метод эквивалентных схем (МЭС) [4], модель связанных

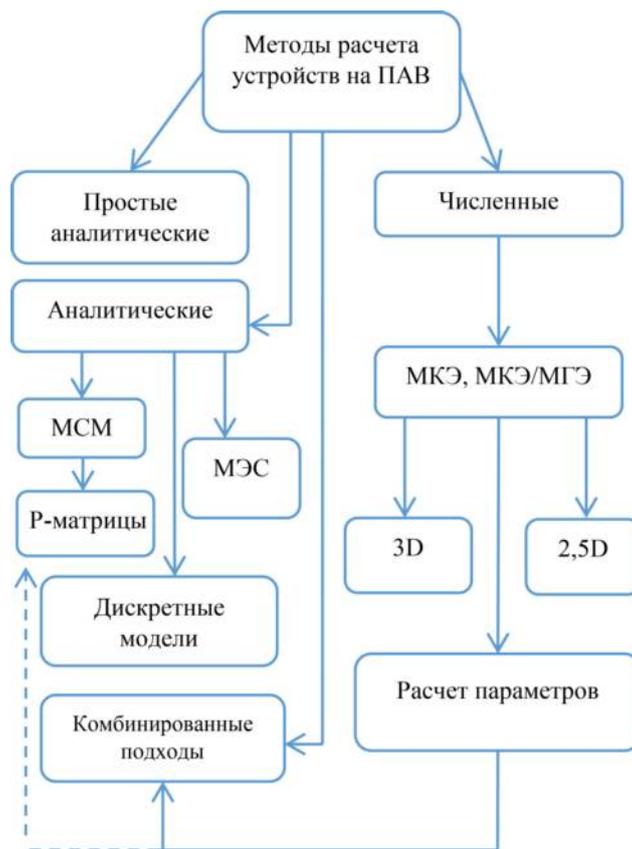


Рис. 1. Методы расчета и моделирования устройств на ПАВ
Fig. 1. Methods for calculating and modeling SAW devices

мод (МСМ) [5] и ряд дискретных моделей [6]. Отличительной особенностью их является то, что данные методы требуют предварительного анализа параметров, которые, например, можно получить как раз на основе численных методов, но уже на основе анализа простых ячеек и конструкции, не требующих большого времени и ресурсов. Причем точность расчета на основе МКЭ и МСМ будет сопоставима при использовании адекватных параметров и физико-математической модели, которая их будет учитывать. Поэтому аналитические методы остаются в строю и помогают прогнозировать характеристики на этапе моделирования.

Есть еще ряд сложных комбинированных подходов на основе различных матричных вычислений с включением методов конечных и граничных элементов (Finite Element Method/ Boundary Element Method – FEM/BEM). К их числу можно отнести подход, основанный на методе функции Грина в матричной форме [7], и иерархическое каскадирование на основе В-матриц [8; 9].

Цель работы – показать современное состояние и основные особенности расчета ППФ на ПАВ на основе двух подходов: модели связанных мод и метода конечных элементов. В качестве образца,

на основе которого будет проходить сравнение результатов расчета, выбрана конструкция фильтра на продольных модах на подложке 36° YX-срезы танталата лития (36° YX LiTaO₃), где в качестве основного типа волны используется вытекающая ПАВ.

1. Модифицированная модель связанных мод

В рамках подхода МСМ устройство на ПАВ удобно рассматривать в виде четырехполюсника (рис. 2, а), который описывается как набор Y-параметров. Матрица Y-параметров описывает поведение любой линейной электрической сети, которую можно рассматривать как «черный ящик» с рядом портов. Порт в этом контексте – это пара электрических выводов, по которым протекают токи и между которыми имеется определенное напряжение.

На рис. 2, б приведена топология резонаторного фильтра, состоящего из одного входного встречно-штыревого преобразователя (ВШП), двух выходных ВШП и отражательных структур (ОС), расположенных с двух сторон от выходных преобразователей. Данная топология относится к так

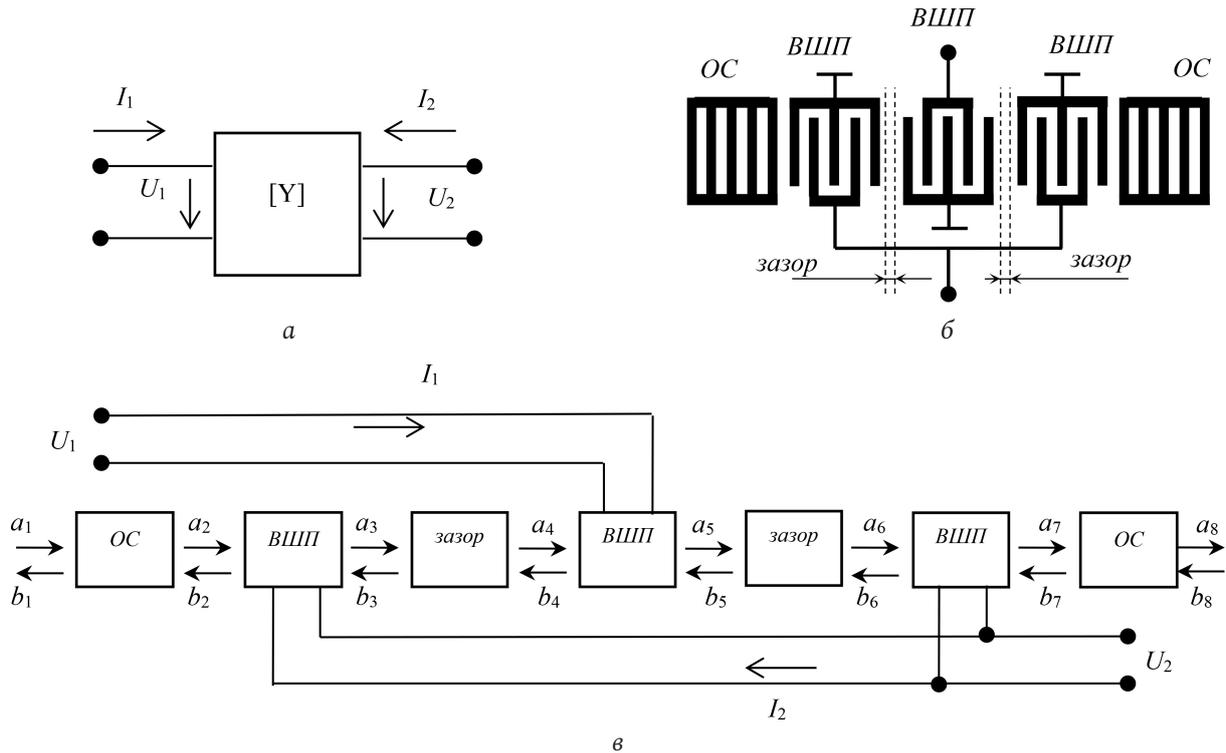


Рис. 2. Эквивалентное представление фильтра на ПАВ: а – в виде четырехполюсника; б – топология; в – акустоэлектрическая схема для МСМ

Fig. 2. Equivalent representation of a SAW filter: a – in the form of a quadripole; b – topology; c – acoustoelectric circuit for MSM

называемому фильтру, работающему на продольных резонансных модах (в англ. литературе – это *dual-mode SAW filters (DMS)*) [1]. Отдельными блоками выделены зазоры между ВШП, поскольку они отвечают за синфазное возбуждение продольных мод, и, таким образом, от них сильно зависят характеристики фильтра. Зазоры между ВШП и ОС равны нулю и не указаны на рисунке. Число электродов и апертуры ВШП и ОС выбирают таким образом, чтобы выполнялись требования по реализации необходимых характеристик фильтра: полосы пропускания, минимальных вносимых потерь, заграждения, неравномерности АЧХ и др.

Отдельно взятый блок рассматривается как устройство с двумя акустическими и одним электрическим входом. МСМ основан на рассмотрении двух связанных между собой плоских волн. Общая методология данного подхода предложена в работе [1], где рассматривается линейная система с двумя плоскими, линейно связанными в областях ограниченной протяженности волнами, распространяющимися во встречных направлениях. На основе комплексной амплитуды мод может быть выражен поток мощности, исходящий из блока либо падающий на рассматриваемый блок.

Следуя идеологии метода P -матрицы, топологию фильтра можно представить в виде, показан-

ном на рис. 2, в. Один из ВШП является входным преобразователем и подключен к входному порту. Электрические порты по выходным ВШП соединены параллельно. Акустические порты блоков соединены последовательно друг с другом в соответствии с топологическим описанием. Акустическая связь между преобразователями, а также отражательными структурами определяется распределением поля акустических волн в направлении соответствующих структур. К входному порту приложен потенциал U_1 , к выходному – U_2 , через них текут токи I_1 и I_2 соответственно.

Последовательность действия при использовании метода P -матриц состоит в следующем:

- составляется эквивалентная акустоэлектрическая схема выбранной конструкции (рис. 2, в);
- вычисляются P -матрицы всех элементарных звеньев устройства (рис. 3);
- вычисляется суммарная P -матрица ($P\Sigma$), определяющая связь комплексных амплитуд волн на входе и выходе ПАВ-структуры в целом.

Компоненты суммарной P -матрицы акустического канала ($P\Sigma$) могут быть вычислены перемножением соответствующих компонентов для ОС и ВШП. Условно запишем:

$$P\Sigma = p_{ОС} \times p_{ВШП-1} \times p_{зазор} \times p_{ВШП-2} \times p_{зазор} \times p_{ВШП-3} \times p_{ОС}.$$

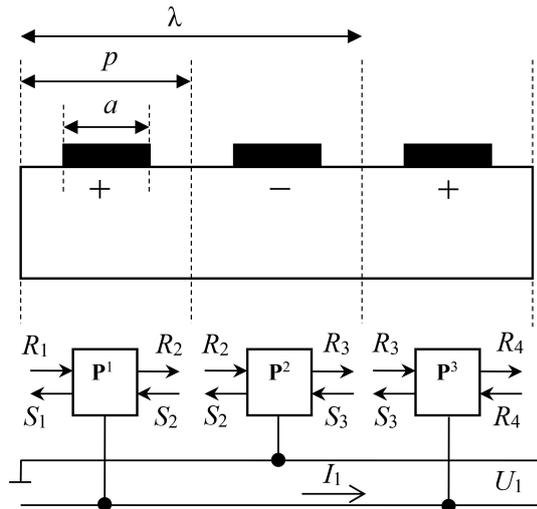


Рис. 3. Представление электродов ВШП в виде элементарных блоков P-матриц
 Fig. 3. Representation of IDT electrodes in the form of elementary blocks of P-matrices

Суммарная матрица определяет связь комплексных амплитуд волн на входе и выходе ПАВ-фильтра. Из нее можно сформировать матрицу проводимостей устройства. Причем необходимо вычислить суммарные матрицы относительно входного и выходного порта из следующего физического соображения:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_8 \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^\Sigma & P_{12}^\Sigma & P_{13}^\Sigma \\ P_{21}^\Sigma & P_{22}^\Sigma & P_{23}^\Sigma \\ P_{31}^\Sigma & P_{32}^\Sigma & (P_{33}^\Sigma)_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_8 \\ U_k \end{bmatrix}_{U_i=0},$$

где b_1, b_8, a_1, a_8 – амплитуды волн на входе и выходе акустических портов одиночного звена DMS; $I_i, U_k, U_j, i, k, j = 1, 2$ – токи и напряжения на входном и выходном электрических портах, $j \neq k$; $(P_{33}^\Sigma)_{ik}$ – элемент суммарной матрицы, определяющий искомую проводимость ВШП в зависимости от состояния электрических портов.

Известно, что свойства четырехполюсника на одной частоте полностью описываются двумя уравнениями. В матричной форме рассматриваемый ПАВ-фильтр как четырехполюсник, представленный на рис. 2, a , можно описать с помощью интересующей нас матрицы проводимостей:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix},$$

где I_i и $U_i, i = 1, 2$ – токи и напряжения на входных и выходных электрических портах соответственно, элементы $Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ – Y-параметры четырехполюсника, их необходимо определить с помощью МСМ.

Для пассивного четырехполюсника передаточные проводимости $Y_{12} = Y_{21}$, таким образом, в матрице Y-параметров – три независимых параметра.

Для успешной реализации МСМ на базе P-матриц необходимо знать: 1) физическую интерпретацию всех P-компонент [10]; 2) правила каскадирования P-матриц [5; 10]; 3) переход от набора Y-параметров к S-параметрам [11]; 4) способ определения СОМ-параметров, чем пойдет речь ниже.

При разработке акустоэлектронных устройств необходимо знание следующих основных параметров:

- скорость ПАВ на свободной и металлизированной поверхности;
- скорость ПАВ под элементами ВШП и ОС;
- коэффициент отражения ПАВ от электрода;
- коэффициент прохождения ПАВ через электрод;
- коэффициент акустоэлектронного преобразования;
- затухание ПАВ в подложке (в том числе с учетом потерь за счет генерации объемных волн);
- статическая емкость электрода;
- фазовый сдвиг между центром отражения и возбуждения ПАВ.

Следует также отметить, что некоторые из перечисленных параметров имеют зависимость от частоты, а для ряда параметров необходимо дополнительно учитывать вязкостные потери материала. Причем при определении этих параметров приходится учитывать довольно большое число степеней свободы, относящихся к топологическим, конструктивным и технологическим особенностям устройств. Это такие факторы, как

- геометрия (в частности, профиль) одиночного электрода ВШП или ОС;
- тип электродной ОС (закороченная или электрически разомкнутая);
- тип элементарного отражателя в ОС (электрод или канавка);
- геометрия шин ВШП и контактных площадок;
- коэффициент металлизации электродных структур;
- толщина металлизации.

Наиболее распространенными способами получения СОМ-параметров являются два способа: 1) извлечение параметров из экспериментальных данных с последующим построением эмпирических зависимостей необходимых параметров [12]; 2) получение параметров с помощью раз-

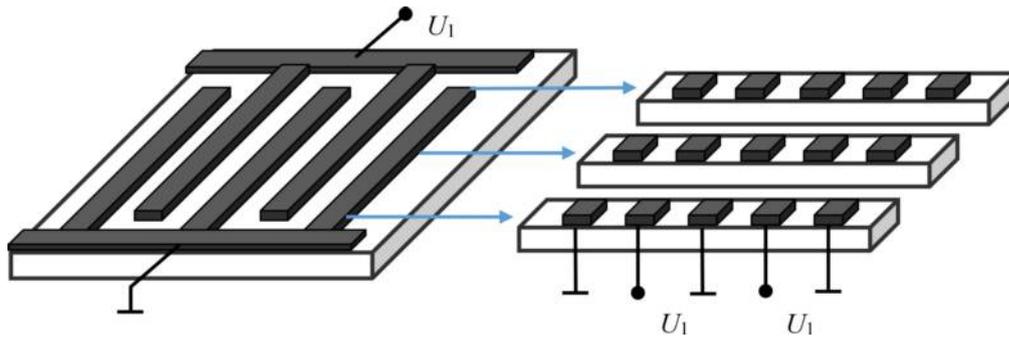


Рис. 4. Переход от полной 3-D модели к упрощенной модели
Fig. 4. Transition from a full 3-D model to a simplified model

личных расчетов методом конечных элементов без проведения многочисленных реальных экспериментов [13].

Такие программные пакеты, как *COMSOL Multiphysics* [3] или *ANSYS* [14], работа которых основана на методе конечных элементов, позволяют моделировать устройства на ПАВ и анализировать различные параметры волн. Например, в работах [15; 16] представлен способ численного извлечения СОМ-параметров.

2. Метод конечных элементов

Известно, что особенностью распространения ПАВ в пьезоэлектрических подложках является тот факт, что волна механических смещений сопровождается волной электрического потенциала, распространяющегося с той же фазовой скоростью. Причем в отдельных случаях для акустических волн (Рэлея и псевдо ПАВ) вместо двух появляются три ортогональные компоненты механического смещения (две сдвиговых и одна продольная). Учет всех этих физических особенностей возможен при анализе распространения ПАВ только численным методом. В этом случае задача распространения ПАВ определяется дифференциальными уравнениями и решается с учетом геометрии устройства, свойств материалов и граничных условий.

Уравнения пьезоакустики в тензорной форме [17]:

$$T_{ij} = C_{ijkl} S_{kl} - e_{kij} E_k,$$

$$D_i = \varepsilon_{ij} E_j + e_{ijk} S_{jk},$$

где T , S – тензоры напряжений и деформаций; E , D – векторы напряженности и индукции электрического поля; C , e , ε – тензоры модулей упругости, пьезомодулей и диэлектрической проницаемости соответственно.

Уравнения движения в пьезоэлектрической среде также можно представить в виде [17]:

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = C_{ijkl} \frac{\partial^2 u_l}{\partial x_j \partial x_k} + e_{kij} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x_j \partial x_k};$$

$$e_{jkl} \frac{\partial^2 u_l}{\partial x_j \partial x_k} - \varepsilon_{jk} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x_j \partial x_k} = 0, \quad i, j, k, l = 1, 2, 3,$$

где показана связь компонент механического смещения u_i в декартовой системе координат x_i и электрического потенциала Φ , ρ – плотность материала. Заметим, что для каждого узла сетки ищется 4 неизвестных – 3 механические компоненты смещения (u_1, u_2, u_3) и Φ – электрический потенциал. При условии задания соответствующих начальных и граничных условий данные уравнения полностью определяют возможные волновые процессы в объеме упругого анизотропного тела, обладающего пьезоэлектрическими свойствами. Таким образом, в кристалле волну можно характеризовать смещениями и потенциалом Φ .

В отличие от одномерного рассмотрения задачи по МСМ МКЭ, моделирование позволяет получить необходимые параметры и характеристики в 3D-размерности, в том числе точно получить информацию по рассеиванию волны в глубину подложки. А также получить информацию о всех возбуждаемых акустических модах в конкретной топологии. По своей сути такое 3D-моделирование будет наиболее точным с точки зрения описания всех акустических процессов, но и самым «ресурсозатратным» как по требованию к ресурсам компьютера, так и по времени. Но существует метод, который позволяет существенно сократить модель. В этом случае рассмотрим несколько допущений. Во-первых, преобразователь не должен иметь аподизацию, во-вторых, профиль волны, распространяющейся в поперечном направлении, будем считать плоским. Это допущение возможно при апертуре ВШП более 10 длин волн, в этом случае можно пренебречь волноводным эффектом [18]. А в случае, если расстояние между соседни-

ми блоками (ВШП и ОС) незначительно, можно не рассматривать и дифракцию [19]. Понятно, что эти допущения существенно сужают круг анализируемых топологий, но в то же время подходят для класса фильтров DMS.

Принцип перехода от полной 3D-модели к упрощенной модели показан на рис. 4. Предполагаем, что полученное решение на малом участке апертуры будет распространяться на весь преобразователь с точностью до множителя апертуры. Предполагаем также, что волны, исходящие от преобразователя, имеют прямоугольный профиль, в том числе во всех точках, обусловленных перекрытием апертуры.

Конечной целью расчета является задача найти один из наборов параметров, который полностью описывает четырехполюсник. Такими параметрами могут быть Z -, Y - или S -параметры четырехполюсника. С помощью МКЭ удобно рассчитывать набор Y -параметров, а по уже известным формулам перейти к набору S -параметров [11]. Таким образом, необходимо найти зависимости в частотной области реальной и мнимой части проводимости Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} . Поскольку фильтры на ПАВ относятся к классу линейных цепей, то необходимо найти минимум три независимых компонента, как и в подходе МСМ, поскольку ($Y_{12} = Y_{21}$).

Решение задачи по расчету фильтра с помощью МКЭ можно свести в блок-схему (рис. 5), которая разбивает одну большую задачу на несколько этапов.

1. *Анализ технических требований на фильтр.* Анализ позволяет установить основные ограничения на размеры конструкции и ограничения на материалы с учетом температурных уходов.

2. *Выбор геометрии фильтра.* На данном этапе на основе сформулированных технических требований надо определиться с типом геометрии фильтра, профилем электродов, толщиной и коэффициентом металлизации электродов. В отдельных случаях необходимо также определиться с материалом подслоя и его толщиной.

3. *Прорисовка геометрии устройства.*

4. *Выбор материалов подложки и электродов.* Выбор для каждой области необходимых материалов. Для описания пьезоэлектрических подложек потребуются матрицы коэффициентов упругости, пьезоэлектрических констант, диэлектрических констант и плотность. Их можно взять или из доступной библиотеки, или ввести вручную из известных источников, например [20]. Необходимые углы Эйлера приведены в [19].

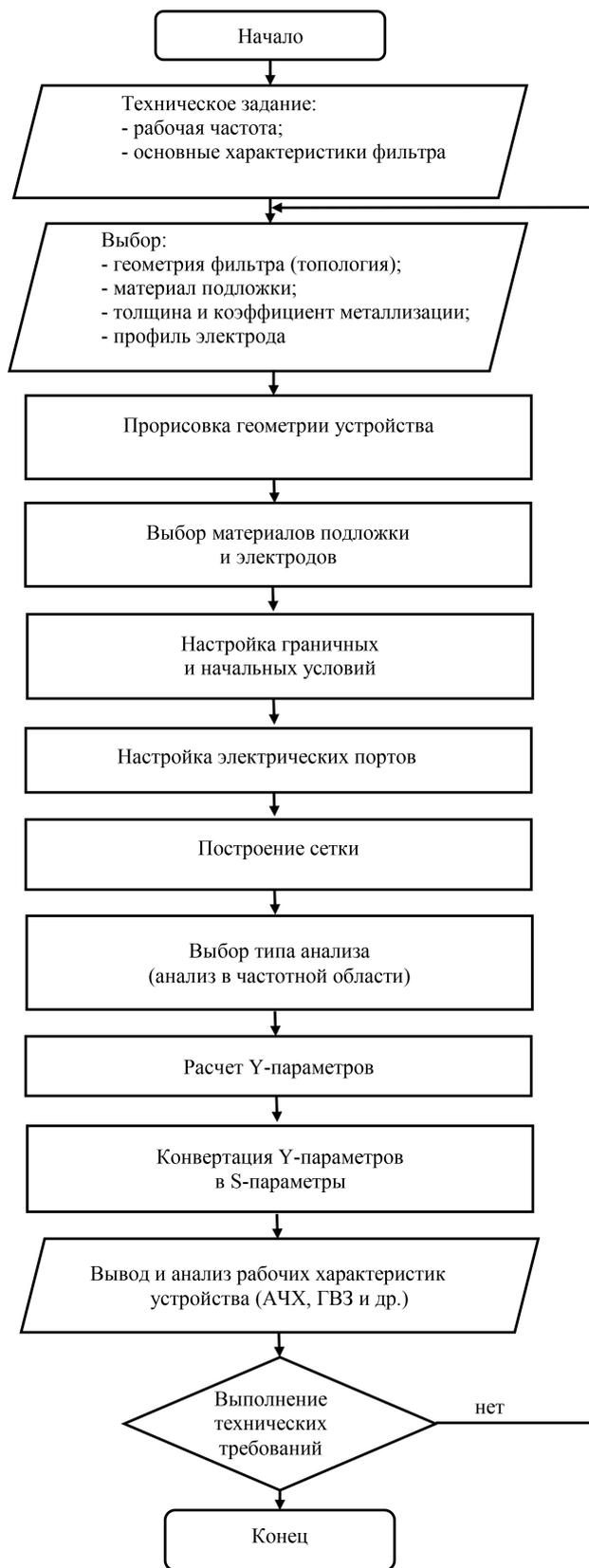


Рис. 5. Блок-схема методики расчета фильтра на ПАВ с помощью метода конечных элементов в Comsol
Fig. 5. Block diagram of the method for calculating the SAW filter using the finite element method in Comsol

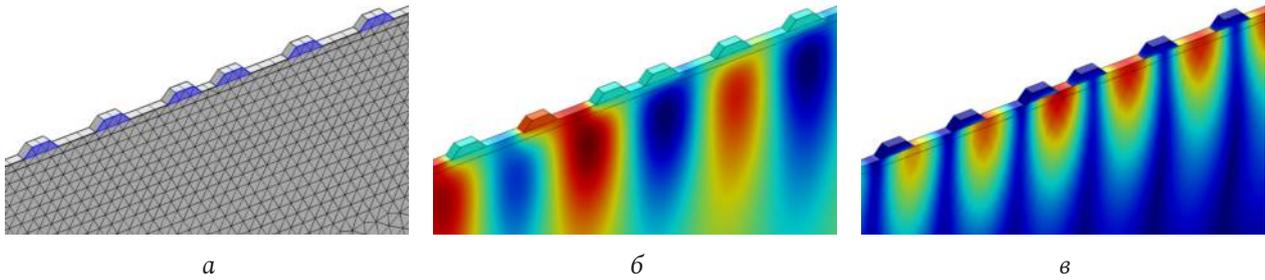


Рис. 6. Пример отображения для участка геометрии фильтра DMS: а – построенной сетки; б – распределения потенциала; в – распределения механического смещения

Fig. 6. Display example for the DMS filter geometry section: a – constructed mesh; b – potential distributions; c – distribution of mechanical displacement

5. *Настройка граничных условий и начальных условий.* Необходимо указать условия свободной поверхности сверху и периодические граничные условия по апертуре (апертюра $W = \lambda/16$) при работе с «упрощенной» моделью (рис. 6, а). Граничные условия подразделяются на механические и электрические.

6. *Настройка электрических портов.* На границах между электродами и пьезоэлектрической подложкой задаются потенциалы (1, 0) в зависимости от типа анализируемых характеристик Y_{11} , Y_{12} , таким образом, осуществляем поочередную коммутацию входных и выходных портов.

7. *Построение сетки.* Необходимо сформировать сетку, то есть разбить модель на конечные элементы. В данной работе будем рассматривать соотношение по размеру конечных элементов $t = \lambda/12$, где t – размер стороны конечного элемента, λ – акустическая длина волны.

8. *Выбор типа анализа.* В данном случае нас интересует анализ в частотной области. И переходим к выбору диапазона частотного анализа и числу точек.

9. *Расчет Y-параметров.* В результате расчета мы имеем большой набор решений по числу степеней свободы (англ. Degree of freedom – DOF) для каждого параметра (3 компоненты механического смещения (рис. 6, в) и потенциал (рис. 6, б)) с учетом степени дискретизации конечных элементов. Внутренними средствами можно перейти к интересующим параметрам устройства, в нашем случае это проводимость, например это реальная и мнимая части проводимости. В конечном итоге необходимо получить полный набор Y-параметров.

10. *Конвертация из Y-параметров к набору S-параметров.* Очень удобно описывать четырехполюсник не в виде набора Y-параметров, а в виде элементов матрицы рассеяния или S-параметров,

поскольку рабочие характеристики фильтров описываются как раз такими характеристиками (например, АЧХ). Чаще всего S-параметры определяются в тракте с величиной волнового сопротивления, равной $Z_0 = 50$ Ом. Физический смысл S_{11} – коэффициент отражения на входе, S_{21} – комплексный коэффициент передачи. $Y_0 = 1/Z_0$.

11. *Вывод и анализ рабочих характеристик устройства (АЧХ, групповое время запаздывания (ГВЗ) и др.)* на соответствие техническим требованиям.

В случае несоответствия можно варьировать различными параметрами топологии, такими как: число пар ВШП и ОС, величина зазора, апертюры преобразователя, толщина металлизации и коэффициент металлизации. В общем случае можно менять любые входные данные и пересчитывать характеристики.

Необходимо отметить, что при моделировании с помощью МКЭ не были учтены следующие эффекты: резистивные потери в электродах ВШП, дифракция акустической волны, потери за счет вязкостных свойств материала, учет контактных площадок и шин. Это делается по нескольким причинам. Во-первых, полноценный учет дифракции и резистивных потерь возможен, но тогда потребуется прорисовать полноценную 3D-модель, однако такой подход потребует слишком большого числа элементов сетки и, соответственно, числа степеней свободы и, как следствие, больших ресурсов компьютера, к тому же очень сильно возрастет время расчета. Во-вторых, учет потерь на распространение требует введения соответствующих коэффициентов, которые нужно отдельно вносить в модель, при этом нужно быть уверенными в их значениях, чтобы не получить дополнительную «ошибку» при расчетах. Поэтому имеет смысл сравнить оба подхода, но без учета данного вида потерь. Таким образом, можно анализиро-

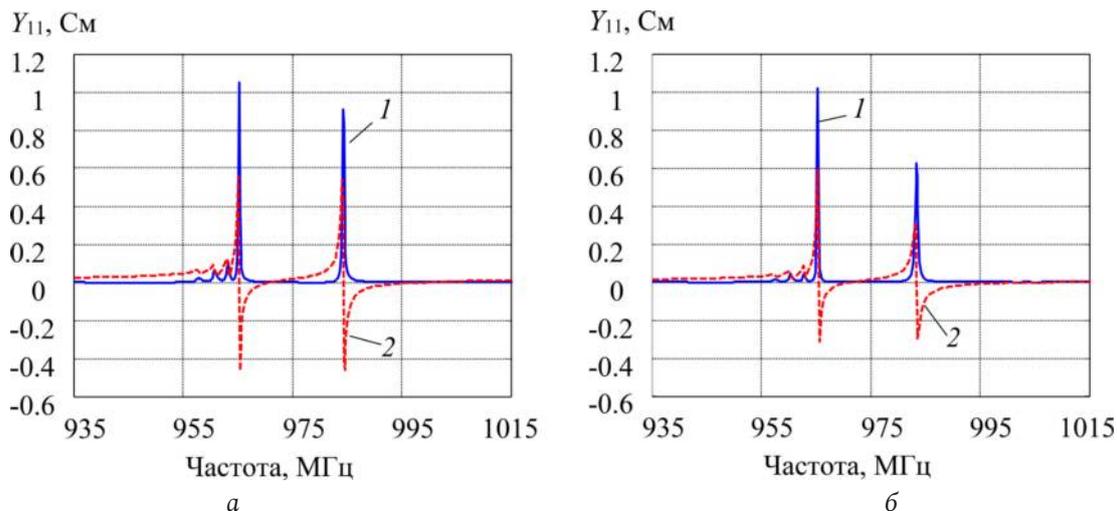


Рис. 7. Входная проводимость Y_{11} одного звена фильтра DMS, рассчитанная с помощью МСМ (а) и МКЭ (б): 1 – $\text{Re}(Y_{11})$, 2 – $\text{Im}(Y_{11})$
 Fig. 7. Input conductivity Y_{11} of one section of the DMS filter, calculated using MCM (a) and FEM (b): 1 – $\text{Re}(Y_{11})$, 2 – $\text{Im}(Y_{11})$

Таблица 1. Сравнение результатов расчета ППФ на основе 2 подходов: МКЭ и МСМ
 Table 1. Comparison of the results of calculating the PPF based on 2 approaches: FEM and MSM

	МКЭ	МСМ
Дискретизация сетки, длин волн	1/12	–
Число элементов (областей) сетки	208401	–
Требуемая оперативная память, Гб	39	–
Число степеней свободы (DOF)	4103169	–
Число частотных точек	201	201
Время расчета	20 ч	3 сек
Полоса пропускания по –3 дБ, МГц	25,46	26,2
Вносимые потери, дБ	–0,321	–0,39
Центральная частота, МГц	977,33	977,33

вать все источники потерь отдельно. И поскольку аналитический МСМ является намного более быстрым, то все источники потерь удобно добавлять именно там.

3. Результаты

Представим результаты расчета входной проводимости и АЧХ одного звена фильтра DMS, выполненные на основе двух представленных подходов: аналитического – МСМ и численного – МКЭ. Основные результаты и особенности расчета сведены в табл. 1.

На характеристиках входной проводимости (рис. 7), рассчитанной двумя способами, присутствует небольшое расхождение в области крайней правой

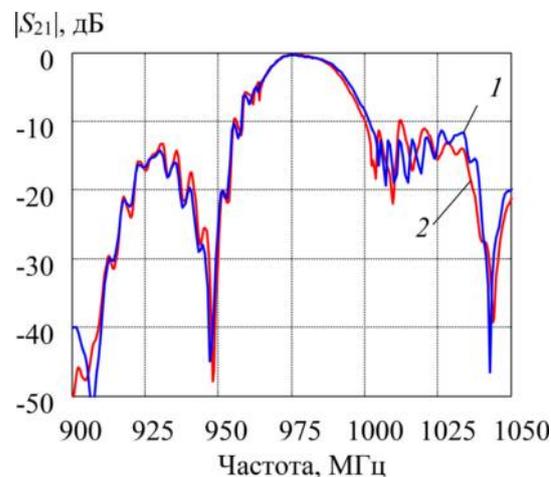


Рис. 8. Расчетная АЧХ одного звена фильтра DMS без учета ряда источников потерь: 1 – МСМ, 2 – МКЭ
 Fig. 8. Calculated frequency response of one DMS filter section without taking into account a number of loss sources: 1 – MSM, 2 – FEM

резонансной моды, что, по-видимому, связано с большей величиной утечки акустической энергии на верхних частотах, присущей вытекающим ПАВ. Несмотря на это, результаты анализа полосы пропускания на АЧХ (рис. 8) свидетельствуют, что данное расхождение не столь значительно.

В расчетах с помощью МКЭ не стояла задача оптимизации по времени расчета, поэтому был использован прямой решатель, число элементов сетки было порядка 208461, плотность сетки – 12 элементов на длину волны. В целом оба расчета показали приблизительно одинаковый результат, что является хорошим показателем для предварительной оценки выходных характеристик. Ну и самое главное отличие состоит в том, что расчет на основе МКЭ занял порядка 20 часов, а расчет на основе МСМ – порядка 3 секунд.

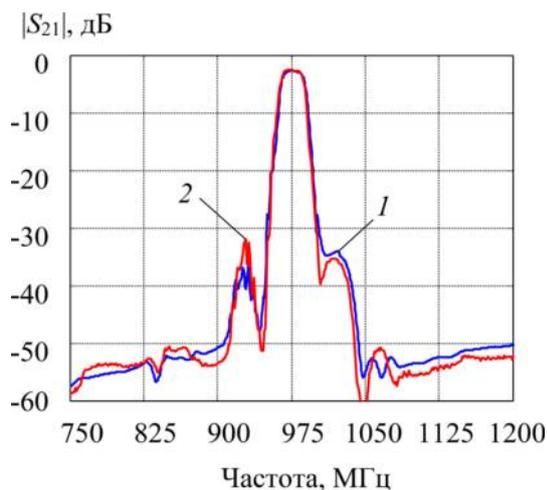


Рис. 9. АЧХ 2-каскадного фильтра DMS: 1 – расчет MCM, 2 – эксперимент

Fig. 9. Frequency response of a 2-stage DMS filter: 1 – calculation of MSM, 2 – experiment

Далее сравним результаты расчета с имеющимися результатами эксперимента для фильтра, полученного на основе каскадного включения двух звеньев DMS (рис. 9). Такое включение является довольно типичным для данного класса резонаторных фильтров на продольных резонансных модах и пользуется популярностью у производителей акустоэлектронных изделий на ПАВ. В основу расчета возьмем MCM, но подключим к расчету некоторые виды источников потерь, а именно резистивные потери, потери на распространение, потери на утечку основной акустической моды в объем подложки и учет возбуждения ПАВ после некоторой частоты отсечки. Кроме того, можно варьировать в небольших пределах паразитные LC-элементы.

Таблица 2. Сравнение основных аспектов методов моделирования устройств на ПАВ
Table 2. Comparison of the main aspects of modeling methods for SAW devices

Характеристики модели	МКЭ полное 3D	МКЭ усеченный вариант	MCM
Эффекты, учитываемые в модели			
Нагруженное произвольное сопротивление Z_n	+	+	+
Сигнал тройного прохода	+	+	+
Многokратные переотражения	+	+	+
Излучение объемных волн	+	+	+*
Дифракция	+	–	+*
Волноводный эффект	+	–	+*
Затухание в подложке	+	+	+
Учет глубины проникновения волны в подложку	+	+	–
Влияние контактных площадок и шин	+	–	–
Резистивные потери	+	–	+
Паразитные LC-элементы	+	+	+*
Профиль электрода	+	+	+*
Расчет основных элементов конструкции			
ВШП, ОС	+	+	+
Ответвители	+	–	+
Непериодические структуры	+	+	+
Амплитудная аподизация	+	–	+
Емкостное взвешивание	+	–	+
Взвешивание удалением электродов	+	+	+
Некоторые особенности расчета			
Набор Y-параметров	+	+	+
Расчет на новых материалах	+	+	_**
Различные типы волн: Рэлея, LSAW, STW	+	+	+
Быстрый синтез, ручной ввод, изменение параметров топологии	–	–	+
Скорость расчета	–	–	+
Готовый пакет	+	+	_***

* для MCM требуются отдельные «модули», решающие и учитывающие данные эффекты

** для расчета новых материалов требуется знание всех новых COM-параметров

*** по MCM существуют лишь «авторские» пакеты и программы, которых нет в свободном доступе

Основные параметры. Вносимые потери: –2,5 дБ. Относительная полоса пропускания по уровню –3 дБ: 2,5 %. Гарантированное подавление в полосе заграждения: –45 дБ. Сопоставление результатов расчета показывает, что отклонение в полосе пропускания не более 0,2 дБ, в полосе заграждения – не более 5 дБ от прогнозируемых величин.

4. Сравнение методов моделирования устройств на ПАВ

Накопленный опыт проектирования устройств на ПАВ позволяет выделить некоторые аспекты и направления, по которым можно сравнить рассмотренные в работе способы моделирования и свести их в табл. 2.

Как видно из представленной табл. 2, для каждого подхода можно сделать некоторые выводы о его преимуществах и недостатках

Моделирование различных физических процессов на основе МКЭ в режиме 3D возможно с помощью таких готовых программ, как ANSYS и COMSOL Multiphysics. К недостаткам МКЭ в режиме 3D можно отнести то, что данный подход требует значительных затрат машинного времени и существенных вычислительных ресурсов. Но зато возможен учет множества параметров и эффектов при моделировании реальных полноапертурных устройств. Поэтому данный подход больше подходит для анализа устройств на финальной стадии разработки, где мы можем реальный эксперимент заменить качественным мультифизическим моделированием. Удобный вывод результатов моделирования в графическом и числовом формате позволяет использовать их для дальнейших расчетов в других пакетах, таких, например, как MATLAB.

Некоторые сложности и недостатки, присущие пакету в режиме полного 3D, компенсируются высокой точностью расчета, а также возможностью решать частные задачи, например, в усеченных моделях.

Но все-таки наиболее быстро и эффективно можно считать устройства на ПАВ с помощью

МСМ, для учета большего числа «вторичных» эффектов требуется некоторая модификация и развитие МСМ, но зато этот подход незаменим на стадии синтеза топологии.

У разработчика есть возможность совмещать несколько подходов по модерированию устройств, например набор параметров распространения акустических волн, т. е. СОМ-параметры брать из численного метода расчета на базе COMSOL, а непосредственно рассчитывать устройство с помощью МСМ.

Заключение

Проведен сравнительный анализ результатов численного моделирования и расчета на основе модели связанных мод. Предложены практические рекомендации для сокращения времени расчета устройств на ПАВ при моделировании на основе метода конечных элементов.

Представленные подходы к проектированию, результаты расчета и эксперимента ППФ на ПАВ показали высокий уровень проектирования и технологии. Дальнейшее совершенствование методов проектирования ППФ на ПАВ должно быть направлено на создание новых конструкций и их моделей, позволяющих придерживаться тенденций развития фильтров на ПАВ, а именно уменьшения вносимых потерь, обеспечения широких полос пропускания, минимизации неравномерности АЧХ и ГВХ в полосе пропускания и повышения селективности.

Использование разных подходов моделирования позволяет повысить эффективность разработки, но быстрые и эффективные аналитические модели необходимы для синтеза и оптимизации параметров фильтров.

Благодарности

Автор выражает благодарность В.Р. Реуту – генеральному директору – генеральному конструктору ООО «АЭК Дизайн» за ценные творческие советы и предоставление экспериментальных данных.

Список литературы

1. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства / Г.М. Аристархов [и др.]. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.
2. Фильтры на поверхностных акустических волнах (расчет, технология и применение); пер. с англ. / под ред. Г. Мэттьюза. М.: Радио и связь, 1981. 742 с.
3. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators // IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings. 2016. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2016.7728546>
4. Веремеев И.В., Доберштейн С.А., Разгоняев В.К. Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника радиосвязи. 2018. № 3. С. 61–71.

5. Plessky V., Koskela J. Coupling-of-modes analysis of SAW devices // *International Journal of High Speed Electronics and Systems*. 2000. Vol. 10, no. 4. P. 867–947. DOI: <https://doi.org/10.1142/S0129156400000684>
6. Sveshnikov B. Discrete analysis of regular systems // *IEEE International Ultrasonics Symposium*. 2010. P. 1890–1893. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2010.5935881>
7. Григорьевский В.И. Расчет характеристик устройств на поверхностных акустических волнах при наличии отражений из-за механической нагрузки в области электродов // *Радиотехника и электроника*. 2009. Т. 54, № 3. С. 363–370.
8. Дмитриев В.Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // *Радиотехника и электроника*. 2009. Т. 54, № 9. С. 1134–1143.
9. Fast GPU-Assisted FEM Simulations of 3D Periodic TCSAW, IHP, and XBAR Devices / J. Koskela [et al.] // *IEEE International Ultrasonics Symposium*. 2019. P. 181–184. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2019.8926183>
10. Rapid 2D FEM simulation of advanced SAW device / J. Koskela [et al.] // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. 2017. P. 1484–1486. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058903>
11. Hong J., Lancaster M.J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Hoboken: John Wiley & Sons. Inc., 2001. 457 p.
12. Automated COM parameter extraction for SiO₂/LiNbO₃ and SiO₂/LiTaO₃ substrates / S. Malocha [et al.] // *IEEE International Ultrasonics Symposium*. 2016. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2016.7728387>
13. Pastureaud T. Evaluation of the P-matrix parameters frequency variation using periodic FEM/BEM analysis // *IEEE Ultrasonics Symposium*. 2004. P. 80–84. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2004.1417673>
14. Tikka A., Said A.-S., Abbott D. Acoustic wave parameter extraction with application to delay line modelling using finite element analysis // *Sensors & Transducers Journal*. 2008. Vol. 95, no. 8. P. 26–39. URL: https://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/P_311.htm
15. Koigerov A.S., Balysheva O.L. Numerical approach for extraction COM surface acoustic wave parameters from periodic structures analysis // *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*. 2021. P. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/WECONF51603.2021.9470638>
16. Койгеров А.С. Лестничные фильтры на вытекающих поверхностных акустических волнах на подложке ниобата лития // *Нано и микросистемная техника*. 2021. Т. 23, № 3. С. 139–147. DOI: <https://doi.org/10.17587/nmst.23.139-147>
17. Auld B.A. *Acoustic Fields and Waves in Solids*. New York: Wiley, 1973. 414 p.
18. Свешников Б.В., Багдасарян А.С. Основные принципы формирования поперечных мод в многослойных волноводах поверхностных акустических волн // *Известия Высших учебных заведений. Радиофизика*. 2016. Т. 59, № 2. С. 108–123.
19. Morgan D. *Surface Acoustic Wave Filters with Applications to Electronic Communications and Signal Processing*. Cambridge: Academic Press, 2010. 448 p.
20. Improved material constants for LiNbO₃/ and LiTaO₃ / G. Kovacs [et al.] // *IEEE Symposium on Ultrasonics*. 1990. Vol. 1. P. 435–438. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.1990.171403>

References

1. Aristarhov G.M. et al. *Filtering and Spectral Analysis of Radio Signals. Algorithms. Structures. Devices*. Moscow: Radiotekhnika, 2020, 504 p. (In Russ.)
2. *Filters on Surface Acoustic Waves (Calculation, Technology and Application)*; English trans. Ed. by G. Matthews. Moscow: Radio i svjaz', 1981, 742 p. (In Russ.)
3. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators. *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 2016, pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2016.7728546>
4. Veremeev I.V., Dobershtejn S.A., Razgonjaev V.K. Simulation of SAW Resonators and Ladder SAW Filters by the P-Matrix Method. *Tekhnika radiosvjazi*, 2018, no. 3, pp. 61–71. (In Russ.)
5. Plessky V., Koskela J. Coupling-of-modes analysis of SAW devices. *International Journal of High Speed Electronics and Systems*, 2000, vol. 10, no. 4, pp. 867–947. DOI: <https://doi.org/10.1142/S0129156400000684>
6. Sveshnikov B. Discrete analysis of regular systems. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2010, pp. 1890–1893. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2010.5935881>
7. Grigor'evskij V.I. Calculation of characteristics of devices on surface acoustic waves in the presence of reflections due to mechanical load in the area of electrodes. *Radiotekhnika i elektronika*, 2009, vol. 54, no. 3, pp. 363–370. (In Russ.)
8. Dmitriev V.F. Derivation of modified equations of coupled surface acoustic waves. *Radiotekhnika i elektronika*, 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1134–1143. (In Russ.)
9. Koskela J. et al. Fast GPU-Assisted FEM Simulations of 3D Periodic TCSAW, IHP, and XBAR Devices. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2019, pp. 181–184. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2019.8926183>
10. Koskela J. et al. Rapid 2D FEM simulation of advanced SAW device. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, pp. 1484–1486. DOI: <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2017.8058903>
11. Hong J., Lancaster M.J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Hoboken: John Wiley & Sons. Inc., 2001, 457 p.
12. Malocha S. et al. Automated COM parameter extraction for SiO₂/LiNbO₃ and SiO₂/LiTaO₃ substrates. *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2016, pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2016.7728387>
13. Pastureaud T. Evaluation of the P-matrix parameters frequency variation using periodic FEM/BEM analysis. *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2004, pp. 80–84. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.2004.1417673>

14. Tikka A., Said A.-S., Abbott D. Acoustic wave parameter extraction with application to delay line modelling using finite element analysis. *Sensors & Transducers Journal*, 2008, vol. 95, no. 8, pp. 26–39. URL: https://www.sensorsportal.com/HTML/DIGEST/P_311.htm
15. Koigerov A.S., Balysheva O.L. Numerical approach for extraction COM surface acoustic wave parameters from periodic structures analysis. *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, 2021, pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/WECONF51603.2021.9470638>
16. Koigerov A.S. Ladder filters based on leaky surface acoustic waves on a lithium niobate substrate. *Nano i mikrosistemnaja tehnika*, 2021, vol. 23, no. 3, pp. 139–147. DOI: <https://doi.org/10.17587/nmst.23.139-147> (In Russ.)
17. Auld B.A. *Acoustic Fields and Waves in Solids*. New York: Wiley, 1973, 414 p.
18. Svешников B.V., Bagdasarjan A.S. Basic Principles of formation of transverse modes in multilayer waveguides of surface acoustic waves. *Izvestija Vysshih uchebnyh zavedenij. Radiofizika*, 2016, vol. 59, no. 2, pp. 108–123. (In Russ.)
19. Morgan D. *Surface Acoustic Wave Filters with Applications to Electronic Communications and Signal Processing*. Cambridge: Academic Press, 2010, 448 p.
20. Kovacs G. et al. Improved material constants for LiNbO₃ and LiTaO₃. *IEEE Symposium on Ultrasonics*, 1990, vol. 1, pp. 435–438. DOI: <https://doi.org/10.1109/ULTSYM.1990.171403>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 28–39

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.28-39

Received 4 October 2021
Accepted 5 November 2021

Comparison of the main aspects of modern approaches to the development of surface acoustic wave filters: model of the coupling of mode and the finite element method

Aleksey S. Koigerov 

Saint Petersburg Electrotechnical University
5, Professora Popova Street,
197376, Saint Petersburg, Russia

Abstract – This article discusses the main issues of designing filters based on surface acoustic waves. A type of band-pass filter based on longitudinal resonant modes is presented. The features of the calculation based on two approaches are considered: the coupled mode model and the finite element method. Practical recommendations are proposed for reducing the time of filter calculation in numerical simulation. The results of calculating and measuring the transmission coefficient of a filter on a leaky surface acoustic waves on a 36° YX-cut lithium tantalate substrate are presented and compared. The main aspects and directions in which the considered modeling methods can be compared are highlighted and analyzed. It is shown that the use of different modeling approaches increases the development efficiency, and fast analytical models are required for the synthesis and optimization of filter parameters.

Keywords – bandpass filters; surface acoustic wave; SAW filter; lithium tantalate; COM model; finite element method; piezoelectric substrate.

Информация об авторе

Койгеров Алексей Сергеевич, кандидат технических наук, доцент кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия. Автор 25 научных публикаций.

Область научных интересов: моделирование и проектирование микроприборов и устройств на поверхностных акустических волнах.

E-mail: a.koigerov@gmail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

Information about the Authors

Aleksey S. Koigerov, Candidate of Technical Sciences, associate professor of the Department of Micro and Nano Electronics, Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia. Author of 25 scientific publications.

Research interests: modeling and design of microdevices based on surface acoustic waves.

E-mail: a.koigerov@gmail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

Параметрический синтез динамических звеньев для вариантов их включения между нелинейной частью и нагрузкой автоматических систем радиоуправления с общей обратной связью

А.А. Головков , В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – Введение: анализ известной литературы показывает, что использование различных типов согласующих четырехполюсников (реактивных, резистивных, комплексных, смешанных) и охватывающей нелинейный элемент цепи обратной связи позволяет увеличить область физической реализуемости заданных форм частотных характеристик. **Цель работы:** увеличение области физической реализуемости заданных форм частотных характеристик за счет оптимизации параметров согласующих смешанных четырехполюсников и использования дополнительной цепи обратной связи, охватывающей нелинейный элемент и смешанный четырехполюсник. Одна часть таких четырехполюсников состоит только из резистивных элементов, а вторая – только из реактивных элементов. **Материалы и методы:** теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, схемотехнический метод анализа характеристик радиоустройств. **Результаты:** получены математические модели согласующих смешанных четырехполюсников в виде взаимосвязей между элементами их матрицы передачи и зависимостей сопротивлений их двухполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения заданных форм частотных характеристик. **Заключение:** сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ- и ФЧХ-усилителей), полученных путем математического моделирования в системе MathCad, и экспериментальных результатов, полученных путем схемотехнического моделирования в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова – параметрический синтез согласующих смешанных четырехполюсников; заданные формы частотных характеристик усилительных звеньев.

Введение

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза динамических звеньев [2] автоматических систем радиоуправления [3] в виде согласующих смешанных четырехполюсников (ССЧ), оптимальных по критерию обеспечения заданных характеристик различных усилительных звеньев с учетом наличия нелинейной части, состоящей из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его обратной связи.

Цель работы состоит в расширении функциональных возможностей усилительных звеньев путем включения дополнительной цепи обратной связи (ЦОС), охватывающей и нелинейную часть и ССЧ.

Для достижения этой цели делается попытка определить минимальное количество и значения параметров ССЧ, при которых обеспечиваются заданные формы АЧХ и ФЧХ (зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции H от частоты) усилительных звеньев с дополнительной общей обратной связью в одном из режимов работы НЭ (аргументы опущены):

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде нелинейную часть (НЧ), которая может быть выполнена из трехполюсного нелинейного элемента с обратной связью или без нее, цепь прямой передачи (ЦПП) из НЧ и ССЧ, а также общую ЦОС сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1, 2).

1. Алгоритм параметрического синтеза

Для отыскания передаточных функций исследуемых радиоустройств используем известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «НЧ–ЦОС–ССЧ» [4; 5]. Тогда передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1, а, можно записать в следующем виде:

$$H = \frac{z_n [y_{21}^{oc}(db_y + a_y b) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где

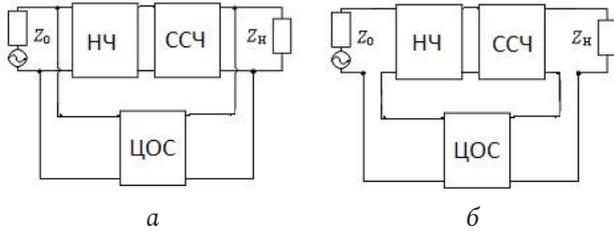


Рис. 1. Структурные схемы усилительных звеньев с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б) общими цепями обратной связи и ССЧ

Fig. 1. Structural diagrams of amplifying links with parallel voltage (a), series current (b) common feedback circuits and SFS

$$\begin{aligned} A_0 &= z_n [c_y z_0 + a_y (1 + y_{11}^{oc} z_0)]; \\ B_0 &= [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] a_y + B_{01}; \\ B_{01} &= c_y z_0 (1 - y_{22}^{oc} z_n); \\ C_0 &= z_n [d_y z_0 + b_y (1 + y_{11}^{oc} z_0)]; \\ D_0 &= [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_n + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_n)] b_y + D_{01}; \\ D_{01} &= d_y z_0 (1 - y_{22}^{oc} z_n); \\ E_0 &= -y_{21}^{oc} z_0 z_n (a_y d_y - b_y c_y); \\ H_0 &= y_{12}^{oc} z_0 z_n; \end{aligned}$$

a_y, b_y, c_y, d_y – известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d – искомые зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи ССЧ.

Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилительных динамических звеньев без ЦОС [1]. При синтезе ССЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$d = \frac{(C_1 c + B)b + D_1 a + C_2 c + C}{C_1 a + D}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} B &= a_y y_{21}^{oc} z_n - B_0 M = b_r + j b_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \\ C_2 &= -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \end{aligned}$$

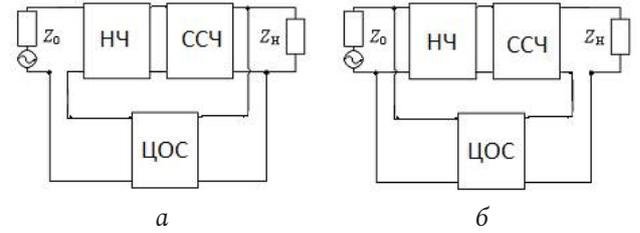


Рис. 2. Структурные схемы усилительных звеньев с последовательной по напряжению (а), параллельной по току (б) общими цепями обратной связи и ССЧ

Fig. 2. Structural diagrams of amplifying links with serial voltage (a), parallel current (b) common feedback circuits and SFS

$$D = D_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_n = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = -A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_n [z_{21}^{oc} (a c_y + c d_y) + 1]}{a A_0 + b B_0 + c C_0 + d D_0 + (ad - bc) E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где

$$A_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}] c_y + a_y (z_n - z_{22}^{oc});$$

$$B_0 = a_y + c_y (z_0 + z_{11}^{oc}); \quad H_0 = z_{12}^{oc};$$

$$C_0 = [(z_0 + z_{11}^{oc})(z_n - z_{22}^{oc}) + z_{12}^{oc} z_{21}^{oc}] d_y + b_y (z_n - z_{22}^{oc});$$

$$D_0 = b_y + d_y (z_0 + z_{11}^{oc}); \quad E_0 = -z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y);$$

$z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при следующих уточнениях:

$$B = -B_0 M = b_r + j b_x; \quad (5)$$

$$C = z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x};$$

$$C_2 = d_y z_n z_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x};$$

$$D = D_0 M = d_r + j d_x;$$

$$D_1 = c_y z_n z_{21}^{oc} - A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}.$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рис. 2, а):

$$H = \frac{z_n [h_{21}^{oc} (b c_y + d d_y) + 1]}{a A_0 + b B_0 + c C_0 + d D_0 + (ad - bc) E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где

$$A_0 = z_n [a_y + c_y (z_0 + h_{11}^{oc})];$$

$$H_0 = h_{12}^{oc} z_n;$$

$$B_0 = B_{01} + c_y [(1 - h_{22}^{oc} z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n];$$

$$B_{01} = (1 - h_{22}^{oc} z_n) a_y;$$

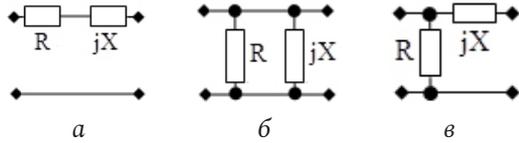


Рис. 3. Примеры синтезированных ССЧ с двумя двухполюсниками
Fig. 3. Examples of synthesized SFSSs with two two-terminal networks

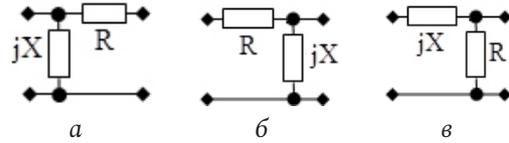


Рис. 4. Примеры синтезированных ССЧ с двумя двухполюсниками (продолжение)
Fig. 4. Examples of synthesized SFSSs with two two-terminal networks (continued)

$C_0 = z_n [b_y + d_y (z_0 + h_{11}^{oc})]$;
 $D_0 = D_{01} + d_y [(1 - h_{22}^{oc} z_n)(z_0 + h_{11}^{oc}) + h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_n]$;
 $D_{01} = (1 - h_{22}^{oc} z_n) b_y$; $E_0 = h_{21}^{oc} z_n (a_y d_y - b_y c_y)$;
 h_{11}^{oc} , h_{12}^{oc} , h_{21}^{oc} , h_{22}^{oc} – известные зависимости элементов смешанной матрицы H ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$\begin{aligned} B &= c_y h_{21}^{oc} z_n - B_0 M = b_r + j b_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \\ C_1 &= E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \\ C_2 &= -C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D &= D_0 M - d_y z_n h_{21}^{oc} = d_r + j d_x; \\ D_1 &= -A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \end{aligned} \quad (7)$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 1, з):

$$H = \frac{z_n [f_{21}^{oc} (a a_y + b_y c) + 1]}{a A_0 + b B_0 + c C_0 + d D_0 + (ad - bc) E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} A_0 &= [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (1 + f_{11}^{oc} z_0)(z_n - f_{22}^{oc})] a_y + A_{01}; \\ A_{01} &= c_y z_0 (z_n - f_{22}^{oc}); \quad B_0 = a_y (1 + f_{11}^{oc} z_0) + z_0 c_y; \\ C_0 &= [f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0 + (z_n - f_{22}^{oc})(1 + f_{11}^{oc} z_0)] b_y + C_{01}; \\ C_{01} &= d_y z_0 (z_n - f_{22}^{oc}); \quad D_0 = d_y z_0 + b_y (1 + f_{11}^{oc} z_0); \\ E_0 &= f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y); \quad H_0 = f_{12}^{oc} z_0; \\ f_{11}^{oc}, f_{12}^{oc}, f_{21}^{oc}, f_{22}^{oc} & \text{ – известные зависимости элементов смешанной матрицы } F \text{ ЦОС от частоты.} \end{aligned}$$

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$\begin{aligned} B &= -B_0 M = b_r + j b_x; \\ C &= z_n - H_0 M = c_r + j c_x; \quad C_1 = E_0 M = c_{1r} + j c_{1x}; \\ C_2 &= b_y z_n f_{21}^{oc} - C_0 M = c_{2r} + j c_{2x}; \\ D &= D_0 M = d_r + j d_x; \\ D_1 &= a_y z_n f_{21}^{oc} - A_0 M = d_{1r} + j d_{1x}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем ССЧ необходимо найти эле-

менты a, b, c, d [4; 5], выраженные через сопротивления или проводимости двухполюсников, а также коэффициенты B, C, C_1, C_2, D, D_1 с выбранным типом обратной связи и подставить их в (3). Затем это комплексное уравнение надо разделить на действительную и мнимую части и решить полученную таким образом систему двух алгебраических действительных уравнений относительно сопротивлений или проводимостей двух двухполюсников выбранной схемы ССЧ. В результате получаются зависимости сопротивлений резистивных и реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию (1). Задача реализации этих частотных характеристик в ограниченной полосе частот решена в работе [4].

2. Результаты параметрического синтеза

Здесь приводятся некоторые из решений, полученных для типовых схем ССЧ при использовании варианта структурной схемы с параллельной по напряжению обратной связью (рис. 1, а). Если в качестве ССЧ используется последовательно включенные резистивный двухполюсник с сопротивлением R и реактивный двухполюсник с сопротивлением jX (рис. 3, а), то зависимости этих сопротивлений от частоты определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} R &= \frac{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_r + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) b_x}{-(b_r^2 + b_x^2)}; \\ X &= \frac{(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) b_r - (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_x}{-(b_r^2 + b_x^2)}. \end{aligned} \quad (10)$$

ССЧ в виде параллельно включенных двухполюсников R и jX (рис. 3, б):

$$\begin{aligned} R &= \frac{-(c_{2r}^2 + c_{2x}^2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) c_{2r} + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) c_{2x}}; \\ X &= \frac{-(c_{2r}^2 + c_{2x}^2)}{(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) c_{2x} - (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) c_{2r}}. \end{aligned} \quad (11)$$

ССЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников R и jX (рис. 3, в):

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{c_{2r} + Xd_x}{c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} + Xb_x}; \\
 X &= \frac{X_0 + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_x + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - Q}{-2(b_r d_x - b_x d_r)}; \\
 X_0 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_r; \\
 Q &= \pm \sqrt{[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_r + \\
 &+ (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_x + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]^2 - Q_0}; \\
 Q_0 &= 4[(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})c_{2r} - \\
 &- (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2x}]Q_1; \\
 Q_1 &= (b_r d_x - b_x d_r).
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

ССЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников jX и R (рис. 4, а):

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{c_{2r} + X(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})}{d_r + Xb_x}; \\
 X &= \frac{X_0 + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_x + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - Q}{-2[b_r(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) + b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]}; \\
 X_0 &= (c_r - c_{1r} + d_{1r} - d_r)d_r; \\
 Q &= \pm \sqrt{[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_r + \\
 &+ (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_x + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]^2 - Q_0}; \\
 Q_0 &= 4[b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
 &+ b_x(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})]^2.
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

ССЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников R и jX (рис. 4, б):

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{X(c_x - c_{1x} + d_{1x} - d_x) - c_{2r}}{d_{1r} - Xb_x}; \\
 X &= \frac{X_0 + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_{1x} - b_r c_{2r} - b_x c_{2x} + Q}{2[b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + b_r(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})]}; \\
 X_0 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_{1r}; \\
 Q &= \pm \sqrt{[(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})d_{1x} + \\
 &+ (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})d_{1r} + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]^2 - Q_0}; \\
 Q_0 &= 4[b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
 &- b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})](c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}).
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

ССЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников jX и R (рис. 4, в):

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{c_{2r} - Xd_{1x}}{c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r} + Xb_x}; \\
 X &= \frac{X_0 - (c_r - c_{1r} + d_{1r} - d_r)d_{1r} + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + Q}{2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r})}; \\
 Q &= \pm \sqrt{[(c_{1x} - c_x - d_{1x} + d_x)d_{1x} + \\
 &+ (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r})d_{1r} + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]^2 - Q_0};
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
 Q_0 &= 4[c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - \\
 &- c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]Q_{01}; \\
 &+ (c_{1r} - c_r - d_{1r} + d_r)d_{1r} + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]^2 + Q_0; \\
 X_0 &= (c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})d_{1x}; \quad Q_{01} = b_r d_{1x} - b_x d_{1r}.
 \end{aligned}$$

ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников jX_1 , jX_2 и R_3 (рис. 5, а). При выборе комбинации X_1 , X_2 имеем:

$$\begin{aligned}
 X_1 &= \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_1 C_1}}{2A_1}; \\
 X_2 &= \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

где

$$\begin{aligned}
 A_1 &= R_3(b_r^2 + b_x^2) + b_r d_{1r} + b_x d_{1x}; \\
 B_1 &= (d_{1x} + R_3 b_x)(c_{1r} - c_r + d_r) - \\
 &- (d_{1r} + R_3 b_r)(c_{1x} - c_x + d_x) + \\
 &+ b_r(c_{2x} - R_3 d_x) - b_x(c_{2r} - R_3 d_r); \\
 C_1 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})(c_{2r} - R_3 d_r) + \\
 &+ R_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - R_3^2(b_r d_r + b_x d_x) + \\
 &+ (c_{2x} - R_3 d_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
 A_2 &= R_3(b_r^2 + b_x^2) + (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})b_x + \\
 &+ (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_r; \\
 B_2 &= (d_{1x} + R_3 b_x)(c_r - c_{1r}) - (d_{1r} + R_3 b_r)(c_x - c_{1x}) + \\
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}; \\
 C_2 &= c_{2r} d_{1r} - c_{2x} d_{1x} + \\
 &+ R_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}) - R_3^2(b_r d_r + b_x d_x).
 \end{aligned}$$

Далее при смене сочетаний по два из общего числа двухполюсников типовых схем ССЧ всюду изменяются коэффициенты A_1 , B_1 , C_1 , A_2 , B_2 , C_2 и смысл сопротивлений X_1 , X_2 в (16). При выборе комбинации jX_1 , R_3 (рис. 5, а) надо в (16) положить $X_1 = X_1$; $X_2 = R_3$, и изменить указанные коэффициенты:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= b_x d_{1r} - b_r d_{1x} - X_2(b_r^2 + b_x^2); \\
 B_1 &= b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x} - \\
 &- X_2^2(b_r^2 + b_x^2) + [b_x(c_r - c_{1r} - 2d_r + 2d_{1r}) + \\
 &+ b_r(c_{1x} - c_x + 2d_x - 2d_{1x})]X_2; \\
 C_1 &= X_2(d_x - X_2 b_r)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
 &+ X_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - X_2(d_r - X_2 b_x) \times \\
 &\times (c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r; \\
 A_2 &= -(b_r d_r + b_x d_x);
 \end{aligned}$$

$$B_2 = [b_x(c_r - c_{1r}) + b_r(c_{1x} - c_x)]X_2 + \\ + X_2^2(b_r^2 + b_x^2) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}; \\ C_2 = X_2(d_{1r} - X_2 b_x)(c_{1x} - c_x + d_x) - \\ - X_2(d_{1x} + X_2 b_r)(c_{1r} - c_r + d_r) + X_2(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) + \\ + X_2^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}.$$

При выборе комбинации jX_2, R_3 (рис. 5, а) надо в (16) положить $X_1 = X_2; X_2 = R_3$:

$$A_1 = b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\ - b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - X_1(b_r^2 + b_x^2); \\ B_1 = (d_x - X_1 b_r)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\ + (d_r + X_1 b_x)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + \\ + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - X_1^2(b_r^2 + b_x^2) - \\ - X_1[(d_{1x} - d_x)b_r - (d_{1r} - d_r)b_x]; \\ C_1 = C_0 + X_1(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + \\ + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}) - c_{2r} d_x + c_{2x} d_r; \\ C_0 = X_1^2(b_x d_{1r} - b_r d_{1x}); \quad A_2 = -(b_r d_r + b_x d_x); \\ B_2 = d_r(c_{1r} - c_r - d_{1r} + d_r) + d_x(c_{1x} - c_x - d_{1x} + d_x) + \\ + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + X_1^2(b_r^2 + b_x^2) + \\ + [b_r(c_x - c_{1x} - 2d_x) + b_x(c_{1r} - c_r + 2d_r)]X_1; \\ C_2 = X_1[d_{1r}(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + d_{1x}(c_{1r} - c_r + d_r) + \\ + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] + X_1^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + \\ + c_{2r}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}).$$

ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_3 и R_2 (рис. 5, б). При выборе комбинации jX_1, R_2 в (16) $X_1 = X_1; X_2 = R_2$:

$$A_1 = X_3(b_r^2 + b_x^2) + b_r d_{1x} - b_x d_{1r}; \quad (17) \\ B_1 = (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_{1x} + \\ + X_3[(c_x - c_{1x} - 2d_x + 2d_{1x})b_r - \\ - b_x(c_r - c_{1r} - 2d_r + 2d_{1r})] + (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_{1r} - \\ - b_r c_{2r} - b_x c_{2x} + X_3(b_r^2 + b_x^2); \\ C_1 = (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})(c_{2x} - X_3 d_r) - \\ - X_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - X_3^2(b_r d_x - b_x d_r) - \\ - (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})(c_{2r} + X_3 d_x); \\ A_2 = (c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})b_x + (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_r; \\ B_2 = X_3^2(b_r^2 + b_x^2) + [(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})b_r - \\ - b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})]X_3 + (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_{1r} - \\ - d_{1x}(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}; \\ C_2 = X_3(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) -$$

$$- X_3^2(b_r d_r + b_x d_x) + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}.$$

При выборе комбинации jX_1, jX_3 (рис. 5, б) надо в (16) положить $X_1 = X_1; X_2 = X_3$:

$$A_1 = R_2(b_r^2 + b_x^2) + b_r d_{1r} + b_x d_{1x}; \\ B_1 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r} + \\ + R_2[(c_x - c_{1x} - 2d_x)b_r + b_x(c_{1r} - c_r + 2d_r)]; \\ C_1 = R_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - \\ - R_2(d_r - R_2 b_r)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\ - R_2(d_x - R_2 b_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - \\ - (c_{2r} d_r + c_{2x} d_x); \\ A_2 = R_2(b_r^2 + b_x^2) - b_r d_r - b_x d_x; \\ B_2 = b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + R_2[b_r(c_x - c_{1x} + 2d_{1x}) - \\ - b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})] + d_x d_{1r} - d_r d_{1x}; \\ C_2 = R_2[(d_{1x} + R_2 b_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\ + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}] + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x} + \\ + R_2(d_{1r} + R_2 b_r)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}).$$

При выборе комбинации R_2, jX_3 (рис. 5, б) надо в (16) положить $X_1 = R_2; X_2 = X_3$:

$$A_1 = b_x(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + b_r(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}); \\ B_1 = d_x(c_{1x} - c_x - d_{1x} + d_x) + d_r(c_{1r} - c_r - d_{1r} + d_r) + \\ + X_1^2(b_r^2 + b_x^2) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x} + \\ + X_1[(c_{1r} - c_r + 2d_r)b_x - b_r(c_{1x} - c_x + 2d_x)]; \\ C_1 = X_1(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}) - \\ - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x + X_1^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}); \\ A_2 = X_1^2(b_r^2 + b_x^2) - b_r d_x + b_x d_r; \\ B_2 = (d_x - 2X_1 b_r)(d_x - d_{1x}) + \\ + (d_r + 2X_1 b_x)(d_r - d_{1r}) - (c_x - c_{1x})(d_x - X_1 b_r) - \\ - b_r c_{2r} - b_x c_{2x} - (d_r + X_1 b_x)(c_r - c_{1r}) + X_1^2(b_r^2 + b_x^2); \\ C_2 = (X_1 d_{1x} - c_{2r})(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\ + X_1^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - X_1(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) + \\ + (c_{2x} + X_1 d_{1r})(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}).$$

ССЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников R_1, jX_2, jX_3 (рис. 5, в). При этом в (16) $X_1 = R_1; X_2 = X_2$:

$$A_1 = b_r d_{1r} + b_x d_{1x}; \quad (18) \\ B_1 = (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})d_{1r} - d_{1x}(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) + \\ + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + X_3^2(b_r^2 + b_x^2) + \\ + X_3[(c_{1r} - c_r - 2d_{1r})b_x + b_r(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})];$$

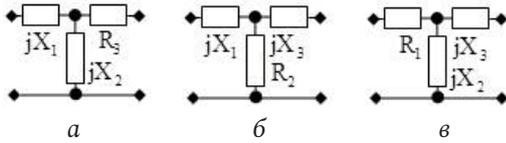


Рис. 5. Примеры синтезированных ССЧ с тремя двухполюсниками
 Fig. 5. Examples of synthesized SFSSs with three two-terminal networks

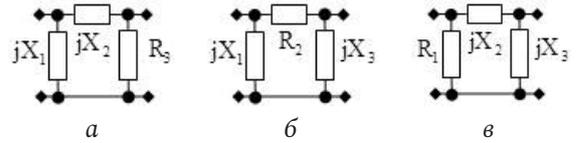


Рис. 6. Примеры синтезированных ССЧ с тремя двухполюсниками (продолжение)
 Fig. 6. Examples of synthesized SFSSs with three two-terminal networks (continued)

$$\begin{aligned}
 C_1 &= (c_{2x} - X_3 d_r)(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
 &+ X_3(b_r c_{2x} - b_x c_{2r}) - X_3^2(b_r d_r + b_x d_x) - \\
 &- c_{2r} d_r - c_{2x} d_x + (c_{2r} + X_3 d_x)(c_r - c_{1r} + d_{1r}); \\
 A_2 &= b_x(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
 &- b_r(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - X_3(b_r^2 + b_x^2); \\
 B_2 &= (d_r - 2X_3 b_x)(d_r - d_{1r}) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - \\
 &- (d_{1x} + X_3 b_r)(c_x - c_{1x}) - (c_r - c_{1r})(d_{1r} - X_3 b_x) - \\
 &- X_3^2(b_r^2 + b_x^2) + (d_{1x} + 2X_3 b_r)(d_x - d_{1x}); \\
 C_2 &= X_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}) + \\
 &+ c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r} + (b_r d_x - b_x d_r) X_3^2.
 \end{aligned}$$

При выборе комбинации R_1, jX_3 (рис. 5, в) надо в (16) положить $X_1 = R_1; X_2 = X_3$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= b_r d_{1r} + b_x d_{1x}; \\
 B_1 &= (b_r^2 + b_x^2) X_2^2 + b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + \\
 &+ X_2[(c_r - c_{1r}) b_x - b_r(c_x - c_{1x})] - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}; \\
 C_1 &= [(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_r + \\
 &+ b_x(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] X_2^2 + [b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + \\
 &+ (c_x - c_{1x} + d_{1x}) d_r - d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})] X_2 - \\
 &- c_{2r} d_r - c_{2x} d_x; \\
 A_2 &= b_r d_x - b_x d_r - X_2(b_r^2 + b_x^2); \\
 B_2 &= X_2[(c_{1x} - c_x + 2d_x - 2d_{1x}) b_r - (b_r^2 + b_x^2) X_2^2 + \\
 &+ b_x(c_r - c_{1r} - 2d_r + 2d_{1r})] + \\
 &+ b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}; \\
 C_2 &= (b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) X_2 - \\
 &- X_2(d_{1r} - X_2 b_x)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
 &- X_2(d_{1x} + X_2 b_r)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}.
 \end{aligned}$$

При выборе комбинации jX_2, jX_3 (рис. 5, в) надо в (16) положить $X_1 = X_2; X_2 = X_3$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= (b_r^2 + b_x^2) R_1 + (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) b_r + \\
 &+ b_x(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
 B_1 &= (R_1 b_x - d_x)(c_r - c_{1r}) + (d_r - R_1 b_r)(c_x - c_{1x}) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r d_{1x} - d_x d_{1r}; \\
 C_1 &= R_1^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) + \\
 &+ R_1(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}) - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x; \\
 A_2 &= R_1(b_r^2 + b_x^2) - b_r d_r - b_x d_x; \\
 B_2 &= (c_{1x} - c_x - d_x) d_r + b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + \\
 &+ R_1[(c_x - c_{1x} + 2d_{1x}) b_r - b_x(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})] + \\
 &+ d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}); \\
 C_2 &= (c_{2x} + R_1 d_{1x})(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
 &+ (c_{2r} + R_1 d_{1r})(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + \\
 &+ R_1(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) + R_1^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}).
 \end{aligned}$$

ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников jX_1, jX_2 и R_3 (рис. 6, а). При этом в (16) $X_1 = X_1; X_2 = X_2$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= [(d_{1x} + R_3 b_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
 &+ b_r c_{2r} + b_x c_{2x}] R_3 + [(d_{1r} + R_3 b_r) \times \\
 &\times (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})] R_3 + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}; \\
 B_1 &= [(c_{1r} - c_r - d_{1r}) d_x + d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] R_3^2 + [(c_r - c_{1r} + 2d_{1r}) c_{2x} - \\
 &- c_{2r}(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})] R_3; \\
 C_1 &= R_3(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) - R_3^2(c_{2r} d_r + c_{2x} d_x); \\
 A_2 &= (b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}) R_3 - \\
 &- (b_r d_r + b_x d_x) R_3^2 + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}; \\
 B_2 &= [(c_x - c_{1x}) c_{2r} + (c_{1r} - c_r) c_{2x}] R_3 + \\
 &+ R_3^2[b_r c_{2x} - b_x c_{2r} + d_r(c_{1x} - c_x - d_{1x}) + \\
 &+ d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r})]; \\
 C_2 &= [(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) c_{2x} + \\
 &+ c_{2r}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})] R_3^2 + R_3(c_{2r}^2 + c_{2x}^2).
 \end{aligned} \tag{19}$$

При выборе комбинации jX_1, R_3 (рис. 6, а) надо в (16) положить $X_1 = X_1; X_2 = R_3$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= (c_{2x} + X_2 d_{1r})(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + \\
 &+ X_2^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - X_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -(c_{2r} - X_2 d_{1x})(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
B_1 &= X_2[(c_{1x} - c_x + 2d_x - 2d_{1x})c_{2r} + \\
& + c_{2x}(c_r - c_{1r} - 2d_r + 2d_{1r})] - \\
& - X_2^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}) + c_{2r}^2 + c_{2x}^2; \\
C_1 &= X_2(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) + X_2^2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r); \\
A_2 &= [(c_{1x} - c_x - d_{1x})d_r + d_x(c_r - c_{1r} + d_{1r}) + \\
& + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_2 - (b_r d_r + b_x d_x)X_2^2 + \\
& + (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2r} + c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
B_2 &= (b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x})X_2^2 + c_{2r}^2 + c_{2x}^2 - \\
& - [(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})]X_2; \\
C_2 &= (c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x})X_2^2.
\end{aligned}$$

При выборе комбинации jX_2, R_3 (рис. 6, а) надо в (16) положить $X_1 = X_2; X_2 = R_3$:

$$\begin{aligned}
A_1 &= X_1^2(b_r d_{1x} - b_x d_{1r}) - X_1(b_r c_{2r} + \\
& + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}) + c_{2r} d_x - c_{2x} d_r; \\
B_1 &= [(c_{2x} + d_{1r} X_1)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
& - (c_{2r} - d_{1x} X_1)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_1 - \\
& - X_1^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - X_1[c_{2x}(d_r - d_{1r}) - \\
& - c_{2r}(d_x - d_{1x})] + c_{2r}^2 + c_{2x}^2; \\
C_1 &= [(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x})c_{2r} + \\
& + c_{2x}(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]X_1^2 + X_1(c_{2r}^2 + c_{2x}^2); \\
A_2 &= [(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})b_x + \\
& + b_r(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]X_1^2 - c_{2r} d_r - c_{2x} d_x + \\
& + [(c_{1r} - c_r - d_{1r})d_x + d_r(c_x - c_{1x} + d_{1x}) + \\
& + b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_1; \\
B_2 &= [(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})d_{1x} - \\
& - d_{1r}(c_{1r} - c_r + d_r - d_{1r}) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]X_1^2 + \\
& + c_{2r}^2 + c_{2x}^2 + [(c_{1x} - c_x - 2d_{1x})c_{2r} + \\
& + c_{2x}(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})]X_1; \\
C_2 &= (c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x})X_1^2.
\end{aligned}$$

ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников jX_1, R_2 и jX_3 (рис. 6, б). При выборе комбинации jX_1, R_2 в (16) надо положить $X_1 = X_1; X_2 = R_2$:

$$\begin{aligned}
A_1 &= X_3[(d_{1r} - X_3 b_x)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + \\
& + (d_{1x} + X_3 b_r)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] - \\
& - X_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - c_{2r} d_{1x} + c_{2x} d_{1r};
\end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
B_1 &= c_{2r}^2 + c_{2x}^2 + [c_{2r}(d_x - d_{1x}) - c_{2x}(d_r - d_{1r})]X_3 + \\
& + [(c_{2x} - d_r X_3)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
& - (c_{2r} + d_x X_3)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] - \\
& - X_3^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}); \\
C_1 &= X_3(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) + X_3^2(c_{2r} d_x - c_{2x} d_r); \\
A_2 &= -X_3^2(b_r d_r + b_x d_x) + X_3(b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - \\
& - d_r d_{1x} + d_x d_{1r}) + c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}; \\
B_2 &= X_3^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) + \\
& + [(c_{1x} - c_x + 2d_x)c_{2r} - c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)]X_3 + \\
& + c_{2r}^2 + c_{2x}^2 + X_3^2[(c_{1x} - c_x - d_{1x} + d_x)d_x + \\
& + d_r(c_{1r} - c_r - d_{1r} + d_r)]; \\
C_2 &= X_3^2[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2r} + \\
& + c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})].
\end{aligned}$$

При выборе комбинации jX_1, jX_3 в (16) надо положить $X_1 = X_1; X_2 = X_3$ (рис. 6, б):

$$\begin{aligned}
A_1 &= (c_{2x} + R_2 d_{1x})(c_{1x} - c_x + d_x - d_{1x}) - \\
& - R_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - R_2^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}) - \\
& - (c_{2r} + R_2 d_{1r})(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}); \\
B_1 &= (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_2^2 + \\
& + R_2[(c_x - c_{1x} + 2d_{1x})c_{2r} - c_{2x}(c_r - c_{1r} + 2d_{1r})]; \\
C_1 &= R_2^2(c_{2r} d_r + c_{2x} d_x) - R_2(c_{2r}^2 + c_{2x}^2); \\
A_2 &= (c_{2x} - R_2 d_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
& + R_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - R_2^2(b_r d_r + b_x d_x) + \\
& + (c_{2r} - R_2 d_r)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}); \\
B_2 &= (b_r c_{2x} - b_x c_{2r} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})R_2^2 + \\
& + [(c_r - c_{1r} - 2d_r)c_{2x} + c_{2r}(c_{1x} - c_x + 2d_x)]R_2; \\
C_2 &= R_2^2(c_{2r} d_{1r} + c_{2x} d_{1x}) + R_2(c_{2r}^2 + c_{2x}^2).
\end{aligned}$$

При выборе комбинации R_2, jX_3 в (16) надо положить $X_1 = R_2; X_2 = X_3$ (рис. 6, б):

$$\begin{aligned}
A_1 &= (b_x c_{2r} - b_r c_{2x} - d_r d_{1x} + d_x d_{1r})X_1 + \\
& + c_{2r} d_r + c_{2x} d_x - X_1^2(b_r d_{1r} + b_x d_{1x}); \\
B_1 &= -[b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}]X_1^2 + \\
& + [(c_{2r} - X_1 d_{1x})(c_x - c_{1x} + d_{1x}) - \\
& - (c_{2x} + X_1 d_{1r})(c_r - c_{1r} + d_{1r})] - c_{2r}^2 - c_{2x}^2 + \\
& + X_1(c_{2r} d_{1x} - c_{2x} d_{1r}); \\
C_1 &= -X_1^2[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2r} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
 A_2 &= c_{2r}d_x - c_{2x}d_r - [b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + \\
 &+ (d_r + X_1 b_x)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})]X_1 + \\
 &+ (d_x - X_1 b_r)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})X_1; \\
 B_2 &= [(c_{2x} + d_{1r}X_1)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
 &- X_1(b_r c_{2r} + b_x c_{2x})]X_1 + [c_{2r}(d_x - d_{1x}) - \\
 &- (c_{2r} - d_{1x}X_1)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) - \\
 &- c_{2x}(d_r - d_{1r})]X_1 + c_{2r}^2 + c_{2x}^2; \\
 C_2 &= X_1(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) - X_1^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}).
 \end{aligned}$$

ССЧ в виде П-образного соединения двухполюсников R_1 , jX_2 и jX_3 (рис. 6, в). При выборе комбинации R_1 , jX_2 в (16) надо положить $X_1 = R_1$; $X_2 = X_2$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= [(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})b_r + \\
 &+ b_x(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]X_2^2 + \\
 &+ X_3[(c_r - c_{1r} - d_r)d_{1x} + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + \\
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r}] + c_{2r}d_{1r} + c_{2x}d_{1x}; \\
 B_1 &= c_{2r}^2 + c_{2x}^2 + [(c_{1r} - c_r - d_{1r} + d_r)d_r + \\
 &+ d_x(c_{1x} - c_x - d_{1x} + d_x) + b_r c_{2r} + b_x c_{2x}]X_2^2 + \\
 &+ [(c_r - c_{1r} - 2d_r)c_{2x} + c_{2r}(c_{1x} - c_x + 2d_x)]X_3; \\
 C_1 &= -X_2^2(c_{2r}d_r + c_{2x}d_x); \\
 A_2 &= X_3[X_3(b_x d_r - b_r d_x) - b_r c_{2r} - b_x c_{2x} - \\
 &- d_r d_{1r} - d_x d_{1x}] - c_{2r}d_{1x} + c_{2x}d_{1r}; \\
 B_2 &= [(c_{2x} - d_r X_3)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) - \\
 &- X_3(b_r c_{2r} + b_x c_{2x})]X_3 + \\
 &+ [-(c_{2r} + d_x X_3)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}) + \\
 &+ c_{2r}(d_x - d_{1x}) - c_{2x}(d_r - d_{1r})]X_3 + \\
 &+ c_{2r}^2 + c_{2x}^2; \\
 C_2 &= X_3^2[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2x} - \\
 &- c_{2r}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})] + X_3(c_{2r}^2 + c_{2x}^2).
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

При выборе комбинации R_1 , jX_3 (рис. 6, в) в (16) надо положить $X_1 = R_1$; $X_2 = X_3$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= [(c_{1r} - c_r + d_r)d_{1x} - d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + \\
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]X_2 + (b_r d_{1r} + b_x d_{1x})X_2^2 + \\
 &+ (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2r} + c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
 C_1 &= -X_2^2(c_{2r}d_r + c_{2x}d_x); \\
 B_1 &= X_2^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} - d_r d_{1r} - d_x d_{1x}) + \\
 &+ c_{2r}^2 + c_{2x}^2 - X_2[c_{2x}(c_r - c_{1r}) - c_{2r}(c_x - c_{1x})];
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_2 &= (c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})(c_{2x} - d_r X_2) - \\
 &- X_2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x}) - X_2^2(b_r d_x - b_x d_r) - \\
 &- (c_{2r} + d_x X_2)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x}); \\
 B_2 &= X_2[(c_{1x} - c_x + 2d_x - 2d_{1x})c_{2r} + \\
 &+ c_{2x}(c_r - c_{1r} - 2d_r + 2d_{1r})] - \\
 &- X_2^2(b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} + d_x d_{1x}) + c_{2r}^2 + c_{2x}^2; \\
 C_2 &= X_2(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) - X_2^2(c_{2r}d_{1x} - c_{2x}d_{1r}).
 \end{aligned}$$

При выборе комбинации jX_2 , jX_3 (рис. 6, в) в (16) надо положить $X_1 = X_2$; $X_2 = X_3$:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= (b_r c_{2r} + b_x c_{2x} + d_r d_{1r} - d_x d_{1x})R_1 - \\
 &- c_{2r}d_r - c_{2x}d_x + (b_r d_{1r} + b_x d_{1x})R_1^2; \\
 B_1 &= R_1^2[(c_{1r} - c_r + d_r)d_{1x} + b_r c_{2x} - \\
 &- b_x c_{2r} - d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x)] - \\
 &- R_1[(c_r - c_{1r})c_{2x} - c_{2r}(c_x - c_{1x})]; \\
 C_1 &= R_1(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) + R_1^2[(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r})c_{2r} + \\
 &+ c_{2x}(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]; \\
 A_2 &= (b_r c_{2r} + b_x c_{2x})R_1 - (c_{2r}d_r + c_{2x}d_x) - \\
 &- [(d_r - R_1 b_r)(c_r - c_{1r} - d_r + d_{1r}) + \\
 &+ (d_x - R_1 b_x)(c_x - c_{1x} - d_x + d_{1x})]R_1; \\
 B_2 &= [(c_r - c_{1r} - d_r)d_{1x} + d_{1r}(c_{1x} - c_x + d_x) + \\
 &+ b_r c_{2x} - b_x c_{2r}]R_1^2 + R_1[(c_{1x} - c_x + 2d_x)c_{2r} - \\
 &- c_{2x}(c_{1r} - c_r + 2d_r)]; \\
 C_2 &= R_1(c_{2r}^2 + c_{2x}^2) + R_1^2(c_{2r}d_{1r} + c_{2x}d_{1x}).
 \end{aligned}$$

3. Математическое и схмотехническое моделирование динамических звеньев

На рис. 7–10 для примера показаны результаты теоретических и экспериментальных исследований принципиальной и эквивалентной схем узкополосного усилителя, соответствующих структурной схеме рис. 1, а, в виде их частотных характеристик.

В качестве НЭ использован транзистор типа ВFQ17РН, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте (рис. 7, а). Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных НЭ и ЦОС с П-образным соединением трех элементов C_{22} , C_{23} , R_{36} . Схема общей ЦОС построена в виде П-образного соединения трех элементов C_{25} , C_{26} , R_{46} . Нагрузка выполнена на элементе R_{47} . Сопротивление источника сигнала сформировано с помощью элемента R_{30} . Схема ССЧ собрана в виде П-образного четы-

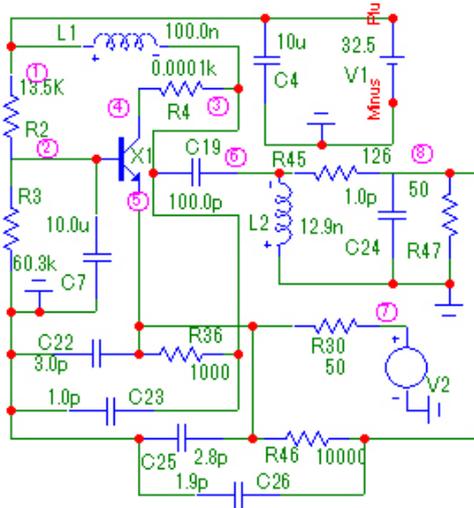


Рис. 7. Принципиальная схема узкополосного усилителя (а), соответствующая первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ- и ФЧХ-усилители, полученные в системе MicroCap (б) и в системе MathCad (в), показаны на рис. 8
Fig. 7. Schematic diagram of a narrow-band amplifier (a), corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response of the amplifier obtained in the MicroCap system (b) and in the MathCad system (c) are shown in Fig. 8

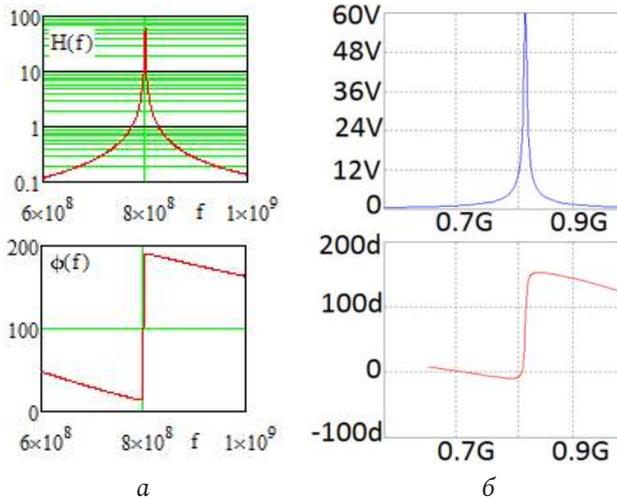


Рис. 8. АЧХ- и ФЧХ-усилители (рис. 7), полученные в системе MicroCap (а) и в системе MathCad (б)
Fig. 8. Frequency response and phase response of the amplifier (Fig. 7), obtained in the MicroCap system (a) and in the MathCad system (b)

рехполюсника на элементах L_2, C_{24}, R_{45} , параметры которых определялись по формулам (16), (19).

Эквивалентная схема транзистора выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах $L_{12}, R_{10}, C_{20}, R_{13}, R_{11}, C_{21}, R_9, L_5$ (рис. 9).

Схема НЧ реализована в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы нелинейного элемента и цепи обратной связи из П-образного соединения трех элементов C_8, C_{15}, R_{19} . Схема общей ЦОС построена в виде

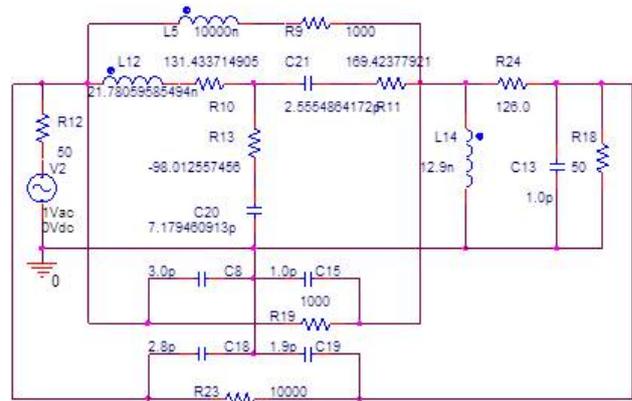


Рис. 9. Эквивалентная схема (а) узкополосного усилителя (рис. 7), соответствующая первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ и ФЧХ, полученные в системе OrCad, показаны на рис. 10
Fig. 9. Equivalent circuit (a) of a narrow-band amplifier (Fig. 7) corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response obtained in the OrCad system are shown in Fig. 10

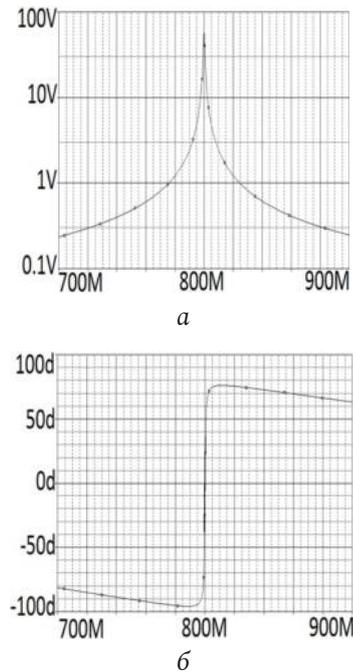


Рис. 10. АЧХ (а) и ФЧХ (б) эквивалентной схемы (рис. 9), полученные в системе OrCad
Fig. 10. Frequency response (a) and phase response (b) of the equivalent circuit (Fig. 9), obtained in the OrCad system

П-образного соединения на основе трех элементов C_{18}, C_{19}, R_{23} , а схема ССЧ – на основе П-образного соединения трех элементов L_{14}, R_{24}, C_{13} .

Заключение

Анализ показывает, что экспериментальные (рис. 8, а) частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) принципиальной схемы узкополосного усилителя (рис. 7) удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 9) усилителя,

полученные расчетным путем (рис. 8, б) и экспериментально (рис. 10). Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 800$ МГц (рис. 8, б и 10) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 812$ МГц (рис. 8, а). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 200 МГц.

Таким образом, полученные математические модели ССЧ (10)–(21) могут быть использованы

для технического проектирования различных динамических звеньев автоматических систем управления с обратной связью с заданными частотными характеристиками. Результаты можно также использовать для формирования заданных АЧХ- и ФЧХ-фильтров и квазилинейных склонов АЧХ высокочастотных частей (до фильтра нижних частот) демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Список литературы

1. Головкин А.А., Головкин В.А. Параметрический синтез динамических звеньев радиоэлектронных систем управления для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 3. С. 35–44.
2. Справочник по радиоэлектронике. Т. 3 / под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970. 413 с.
3. Авиационные системы радиоуправления / под ред. В.С. Вербы, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 376 с.
4. Головкин А.А., Головкин В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
5. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.

References

1. Golovkov A.A., Golovkov V.A. Parametric synthesis of dynamic links of radio-electronic control systems for options for their inclusion between the signal source and the nonlinear part. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravljajushchie sistemy*, 2019, no. 3, pp. 35–44. (In Russ.)
2. *Handbook of Radio Electronics*. Vol. 3. Ed. by A.A. Kulikovskiy. Moscow: Energija, 1970, 413 p. (In Russ.)
3. *Aircraft Radio Control Systems*. Ed. by V.S. Verby, V.I. Merkulov. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 376 p. (In Russ.)
4. Golovkov A.A., Golovkov V.A. *Parametric Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Voronezh: VUNTs VVS «VVA», 2018, 588 p. (In Russ.)
5. Gurevich I.V. *Fundamentals of Calculations of Radio Circuits (Linear Circuits with Harmonic Effects)*. Moscow: Svjaz', 1975, 368 p. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 40–50

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.40-50

Received 29 July 2021
Accepted 30 August 2021

Parametrical synthesis of dynamic links for variants of their inclusion between a nonlinear part and loading of automatic systems of radio management with the general feedback

Alexander A. Golovkov , Vladimir A. Golovkov

Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
the Ministry of Defence of the Russian Federation
54a, Staryh Bolshevikov Street,
Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Introduction: the analysis of the known literature shows that the use of various types of matching quadripoles (reactive, resistive, complex, mixed) and the feedback circuit covering the non-linear element makes it possible to increase the area of physical feasibility of the given forms of frequency characteristics. **The purpose of the work** is to increase the area of physical feasibility of given forms of frequency responses by optimizing the parameters of matching mixed quadripoles and using an additional feedback circuit covering a nonlinear element and a mixed quadripole. One part of such quadripoles consists only of resistive elements, and the second – only of reactive elements. **Materials and methods:** theory of four-terminal networks, matrix algebra, decomposition method, method of synthesis of microwave control devices, circuit engineering method for analyzing the characteristics of radio devices. **Results:** Mathematical models of matching mixed quadripoles are obtained in the form of relationships between the elements of their transmission matrix and the dependences of the resistances of their two-terminals on frequency, which are optimal in terms of the criterion for providing specified forms of frequency characteristics. **Conclusion:** a comparative analysis of the theoretical results (frequency response and phase response of amplifiers) obtained by mathematical

modeling in the MathCad system and experimental results obtained by circuit simulation in the OrCad and MicroCap systems shows their satisfactory agreement.

Keywords – parametrical synthesis matching by the mixed two-port networks; the set forms of frequency characteristics of intensifying links.

Информация об авторах

Головков Александр Афанасьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия. Автор 660 научных работ.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.

E-mail: valgol2595@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Головков Владимир Александрович, младший научный сотрудник отдела ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи информации.

E-mail: valgol2595@gmail.com

Information about the Authors

Alexander A. Golovkov, Doctor of Technical Sciences, professor, honored inventor of the Russian Federation, professor of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication, Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.

E-mail: valgol2595@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

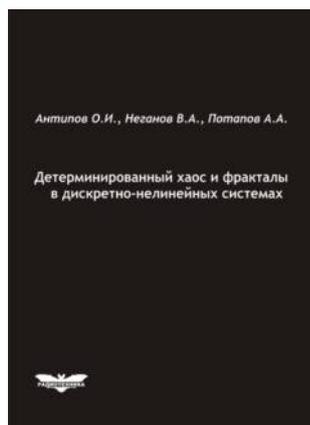
Vladimir A. Golovkov, junior scientist of the Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.

E-mail: valgol2595@gmail.com

Антипов, О.И.

Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах / О.И. Антипов, В.А. Неганов, А.А. Потапов. – М.: Радиотехника, 2009. – 235 с., ил.



ISBN 978-5-88070-237-4

УДК 530.1:621.372+621.396

ББК 32.96

В монографии рассмотрены явления детерминированного хаоса и фрактальности в дискретно-нелинейных системах на примере устройств импульсной силовой электроники, приведены некоторые основные определения современной нелинейной динамики и некоторые математические методы целочисленных и дробных мер.

Представленные явления стохастической работы могут наблюдаться в широком классе систем с переменной структурой, действие которых может быть описано системами дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, скачкообразно меняющими свои значения с течением времени в зависимости от состояния системы. Объектами исследования явились импульсные стабилизаторы напряжения различных типов и структур. Научной новизной является применение как фрактальных, так и мультифрактальных мер детерминированного хаоса к анализу стохастической работы импульсных стабилизаторов.

Для специалистов, интересующихся проблемами детерминированного хаоса, численным моделированием дискретно-нелинейных систем.

Параметрический синтез комплексных четырехполюсников для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью по критерию обеспечения заданных характеристик усилителей с общей обратной связью

А.А. Головков , В.А. Головков

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»
394064, Россия, г. Воронеж,
ул. Старых Большевиков, 54а

Аннотация – Введение: анализ известной литературы показывает, что использование различных типов согласующих четырехполюсников (реактивных, резистивных, комплексных, смешанных) и охватывающей нелинейный элемент цепи обратной связи позволяет увеличить область физической реализуемости заданных форм частотных характеристик. **Цель работы:** увеличение области физической реализуемости заданных форм частотных характеристик за счет оптимизации параметров согласующих комплексных четырехполюсников и использования дополнительной цепи обратной связи, охватывающей нелинейный элемент и смешанный четырехполюсник. Каждый двухполюсник таких четырехполюсников состоит как из резистивных элементов, так и из реактивных. **Материалы и методы:** теория четырехполюсников, матричная алгебра, метод декомпозиции, метод синтеза управляющих устройств СВЧ, схемотехнический метод анализа характеристик радиоустройств. **Результаты:** получены математические модели согласующих комплексных четырехполюсников в виде взаимосвязей между элементами их матрицы передачи и зависимостей сопротивлений их двухполюсников от частоты, оптимальных по критерию обеспечения заданных форм частотных характеристик. **Заключение:** сравнительный анализ теоретических результатов (АЧХ- и ФЧХ-усилителей), полученных путем математического моделирования в системе MathCad, и экспериментальных результатов, полученных путем схемотехнического моделирования в системах OrCad и MicroCap, показывает их удовлетворительное совпадение.

Ключевые слова – параметрический синтез согласующих комплексных четырехполюсников, заданные формы частотных характеристик усилителей.

Введение

В работе [1] предложен алгоритм параметрического синтеза согласующих комплексных четырехполюсников (КЧ), включенных в заданные структурные схемы усилителей, с учетом наличия нелинейной части (НЧ), состоящей из нелинейного элемента (НЭ) и охватывающей его параллельной или последовательной по току или напряжению обратной связи.

Цель данной работы состоит в расширении областей физической реализуемости заданных АЧХ- и ФЧХ-усилителей путем включения дополнительной цепи обратной связи ЦОС, охватывающей и НЧ, и КЧ.

Для достижения этой цели делается попытка определить минимальное количество двухполюсников и значения параметров КЧ, при которых обеспечиваются заданные частотные характеристики (зависимости модуля m и фазы φ передаточной функции H от частоты) усилителей с дополнительной обратной связью в одном из режимов работы нелинейного элемента (здесь и далее аргументы опущены):

$$H = m(\cos \varphi + j \sin \varphi). \quad (1)$$

Для составления исходных уравнений, удовлетворяющих (1), выделим в явном виде НЧ, которая может быть выполнена в виде НЭ с обратной связью или без нее, цепь прямой передачи (ЦПП) из КЧ и НЧ, а также общую ЦОС сопротивления источника сигнала $z_0 = r_0 + jx_0$ и нагрузки $z_n = r_n + jx_n$ (рис. 1, 2).

1. Алгоритм параметрического синтеза

Для отыскания передаточных функций исследуемых усилительных звеньев будем использовать известные правила применения матриц различных параметров для описания четырехполюсников и их соединений, а также условия нормировки общей матрицы передачи узла «КЧ–НЧ–ЦОС» [1; 2]. На основании этого запишем передаточную функцию для структуры с параллельной по напряжению ЦОС, показанной на рис. 1, а, в следующем виде:

$$H = \frac{z_n [y_{21}^{OC}(ab_y + bd_y) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (2)$$

где

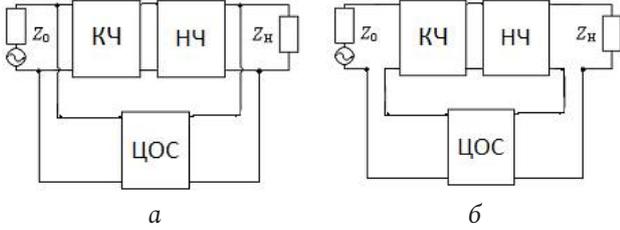


Рис. 1. Структурные схемы усилительных звеньев с параллельной по напряжению (а), последовательной по току (б) общими цепями обратной связи и КЧ

Fig. 1. Structural diagrams of amplifying links with parallel voltage (a), series current (b) common feedback circuits and HF

$$A_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_H + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_H)] b_y + a_y z_H (1 + y_{11}^{oc} z_0); \quad C_0 = z_0 [a_y z_H + b_y (1 - y_{22}^{oc} z_H)];$$

$$B_0 = [y_{12}^{oc} y_{21}^{oc} z_0 z_H + (1 + y_{11}^{oc} z_0)(1 - y_{22}^{oc} z_H)] d_y + c_y z_H (1 + y_{11}^{oc} z_0); \quad D_0 = z_0 [c_y z_H + d_y (1 - y_{22}^{oc} z_H)];$$

$$H_0 = y_{12}^{oc} z_0 z_H; \quad E_0 = -y_{21}^{oc} z_0 z_H (a_y d_y - b_y c_y);$$

a_y, b_y, c_y, d_y – известные зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи НЧ от частоты; $y_{11}^{oc}, y_{12}^{oc}, y_{21}^{oc}, y_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы проводимостей ЦОС от частоты; a, b, c, d – искомые зависимости комплексных элементов классической матрицы передачи КЧ от частоты. Если положить $y_{11}^{oc} = 0, y_{12}^{oc} = 0, y_{21}^{oc} = 0, y_{22}^{oc} = 0$, то предлагаемый алгоритм синтеза оказывается справедливым и для усилителей без ЦОС и задача синтеза сводится к ранее решенной в [1] задаче. При синтезе КЧ без ЦОС и НЧ надо дополнительно принять $a_y = 1, b_y = 0, c_y = 0, d_y = 1$. Этот случай соответствует задаче синтеза неуправляемых динамических звеньев, согласующе-фильтрующих и корректирующих устройств. Если (1) означает обеспечение квазилинейного склона зависимости модуля передаточной функции от частоты, излагаемый материал применим и для синтеза высокочастотной части демодуляторов сигналов с угловой модуляцией.

Подставим (2) в (1). Получим комплексное уравнение, решение которого приводит к взаимосвязи элементов классической матрицы передачи КЧ, оптимальной по критерию (1):

$$a = \frac{(C_1 c + B)b + D_1 d + C_2 c + C}{C_1 d + D}, \quad (3)$$

где

$$B = d_y y_{21}^{oc} z_H - B_0 M; \quad C = z_H - H_0 M;$$

$$C_1 = E_0 M; \quad C_2 = -C_0 M; \quad D = A_0 M - b_y y_{21}^{oc} z_H;$$

$$D_1 = -D_0 M; \quad M = m(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

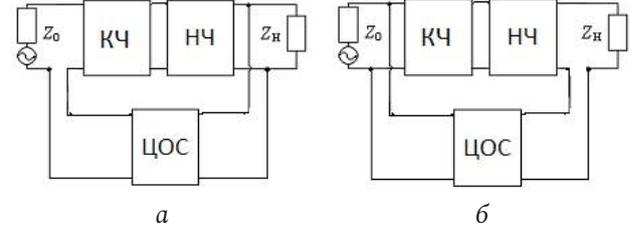


Рис. 2. Структурные схемы усилительных звеньев с последовательной по напряжению (а), параллельной по току (б) общими цепями обратной связи и КЧ

Fig. 2. Structural diagrams of amplifying links with serial voltage (a), parallel current (b) common feedback circuits and HF

При использовании последовательной по току ЦОС (рис. 1, б) передаточную функцию можно представить следующим образом:

$$H = \frac{z_H [z_{21}^{oc} (a_y c + c_y d) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (4)$$

где

$$A_0 = b_y + a_y (z_H - z_{22}^{oc}); \quad B_0 = d_y + c_y (z_H - z_{22}^{oc});$$

$$C_0 = (z_0 + z_{11}^{oc}) [b_y + a_y (z_H - z_{22}^{oc})] + a_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc};$$

$$D_0 = (z_0 + z_{11}^{oc}) [d_y + c_y (z_H - z_{22}^{oc})] + c_y z_{12}^{oc} z_{21}^{oc};$$

$$E_0 = -z_{21}^{oc} (a_y d_y - b_y c_y); \quad H_0 = z_{12}^{oc};$$

$z_{11}^{oc}, z_{12}^{oc}, z_{21}^{oc}, z_{22}^{oc}$ – известные зависимости элементов матрицы сопротивлений ЦОС от частоты.

Взаимосвязь между элементами классической матрицы передачи КЧ, оптимальную по критерию (1), можно также представить в форме (3), но при следующих уточнениях:

$$B = -B_0 M; \quad C = z_H - H_0 M; \quad C_1 = E_0 M; \quad (5)$$

$$C_2 = a_y z_H z_{21}^{oc} - C_0 M; \quad D = A_0 M;$$

$$D_1 = c_y z_H z_{21}^{oc} - D_0 M.$$

При использовании последовательной по напряжению ЦОС (рис. 2, а):

$$H = \frac{z_H [h_{21}^{oc} (b_y c + d_y d) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (6)$$

где

$$A_0 = a_y z_H + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_H);$$

$$B_0 = c_y z_H + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_H);$$

$$E_0 = h_{21}^{oc} z_H (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$C_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [a_y z_H + b_y (1 - h_{22}^{oc} z_H)] + b_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_H;$$

$$D_0 = (z_0 + h_{11}^{oc}) [c_y z_H + d_y (1 - h_{22}^{oc} z_H)] + d_y h_{12}^{oc} h_{21}^{oc} z_H;$$

$$H_0 = h_{12}^{oc} z_H;$$

h_{11}^{oc} , h_{12}^{oc} , h_{21}^{oc} , h_{22}^{oc} – известные зависимости элементов смешанной матрицы H ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) между элементами классической матрицы передачи ССЧ, оптимальной по критерию (1):

$$B = -B_0M; \quad C = z_n - H_0M; \quad C_1 = E_0M; \quad (7)$$

$$C_2 = b_y z_n h_{21}^{oc} - C_0M; \quad D = A_0M;$$

$$D_1 = d_y z_n h_{21}^{oc} - D_0M.$$

При использовании параллельной по току обратной связи (рис. 2, б):

$$H = \frac{z_n [f_{21}^{oc}(a_y a + c_y b) + 1]}{aA_0 + bB_0 + cC_0 + dD_0 + (ad - bc)E_0 + H_0}, \quad (8)$$

где

$$C_0 = [b_y - a_y(f_{22}^{oc} - z_n)]z_0;$$

$$D_0 = [d_y - c_y(f_{22}^{oc} - z_n)]z_0;$$

$$E_0 = f_{21}^{oc} z_0 (a_y d_y - b_y c_y);$$

$$A_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [b_y - a_y(f_{22}^{oc} - z_n)] + a_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0;$$

$$B_0 = (1 + f_{11}^{oc} z_0) [d_y - c_y(f_{22}^{oc} - z_n)] + c_y f_{12}^{oc} f_{21}^{oc} z_0;$$

$$H_0 = f_{12}^{oc} z_0;$$

f_{11}^{oc} , f_{12}^{oc} , f_{21}^{oc} , f_{22}^{oc} – известные зависимости элементов смешанной матрицы F ЦОС от частоты.

Коэффициенты для взаимосвязи (3) для этого варианта:

$$B = c_y z_n f_{21}^{oc} - B_0M; \quad C = z_n - H_0M; \quad (9)$$

$$C_1 = E_0M; \quad C_2 = -C_0M;$$

$$D = A_0M - a_y z_n f_{21}^{oc}; \quad D_1 = -D_0M.$$

Для отыскания выражений для определения параметров типовых схем КЧ необходимо взять известные элементы a , b , c , d [1; 2], выраженные через сопротивления двухполюсников, а также коэффициенты B , C , C_1 , C_2 , D , D_1 из (3), (5), (7), (9) с выбранным типом обратной связи и подставить их в (3). Решение сформированных таким образом комплексных уравнений определяется в виде зависимостей сопротивлений двухполюсников выбранных схем КЧ от частоты, оптимальных по критерию (1) на всех частотах. Эти зависимости в сплошной полосе частот (даже очень узкой) полностью реализовать невозможно. Однако возможно определение значений параметров квазиоптимальных двухполюсников, реальные частотные характеристики которых совпадают с оптимальными на заданном количестве частот и с заданными погрешностями в окрестностях этих частот (см. ниже).

2. Результаты параметрического синтеза

Здесь в качестве примера приводятся некоторые из новых решений, полученных для типовых схем КЧ и структурной схемы, показанной на рис. 1, а. Число независимых решений равно количеству двухполюсников выбранных типовых схем КЧ. При соответствующем выборе характера свободных параметров результаты синтеза можно использовать при проектировании динамических звеньев радиоэлектронных систем автоматического управления [3–5]. Если в качестве КЧ используется последовательно включенный одиночный комплексный двухполюсник с сопротивлением z_1 (рис. 3, а), то зависимость этого сопротивления от частоты определяется следующим образом:

$$z_1 = \frac{C_1 - C + D - D_1}{B}. \quad (10)$$

КЧ в виде параллельно включенного двухполюсника с сопротивлением z_1 (рис. 3, б):

$$z_1 = \frac{C_2}{C_1 - C + D - D_1}. \quad (11)$$

КЧ в виде Г-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 (рис. 3, в):

$$z_1 = \frac{C_2 + D_1 z_2}{C_1 - C + D - D_1 - B z_2}; \quad (12)$$

$$z_2 = \frac{z_1 (C_1 - C + D - D_1) - C_2}{D_1 + B z_1}.$$

КЧ в виде обратного Г-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 (рис. 4, а):

$$z_1 = \frac{C_2 + z_2 (C - C_1 - D + D_1)}{D - B z_2}; \quad (13)$$

$$z_2 = \frac{C_2 - D z_1}{C_1 - C + D - D_1 - B z_1}.$$

КЧ в виде Т-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 , z_3 (рис. 4, б):

$$z_1 = \frac{z_2 (C - C_1 - D + D_1 + B z_3) + C_2 + z_3 D_1}{D - B (z_2 + z_3)}; \quad (14)$$

$$z_2 = \frac{C_2 - D z_1 + D_1 z_3 + B z_1 z_3}{C_1 - C + D - D_1 - B (z_1 + z_3)};$$

$$z_3 = \frac{z_2 (C_1 - C + D - D_1 - B z_1) + z_1 D - C_2}{D_1 + B (z_1 + z_2)}.$$

КЧ в виде П-образного соединения двухполюсников z_1 , z_2 , z_3 (рис. 2, е):

$$z_1 = \frac{-[z_3 (C_2 + z_2 D_1) + C_2 z_2]}{C_2 - z_2 D + z_3 (C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}; \quad (15)$$

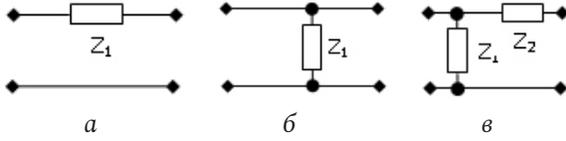


Рис. 3. Примеры синтезированных КЧ
Fig. 3. Examples of synthesized CNs

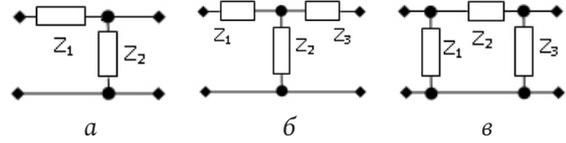


Рис. 4. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 4. Examples of synthesized CNs (continuation)

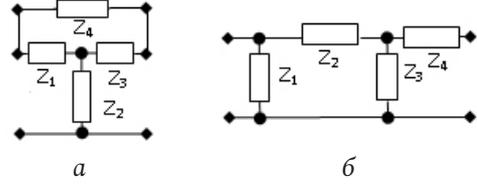


Рис. 5. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 5. Examples of synthesized CNs (continuation)

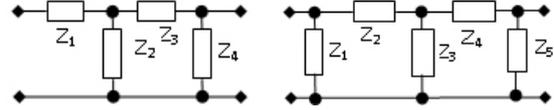


Рис. 6. Примеры синтезированных КЧ (продолжение)
Fig. 6. Examples of synthesized CNs (continuation)

$$z_2 = \frac{C_2 z_1 + z_3 [C_2 + z_1 (C - C_1 - D + D_1)]}{z_1 D - z_3 (D_1 + B z_1) - C_2};$$

$$z_3 = \frac{z_1 (z_2 D - C_2) - C_2 z_2}{C_2 + z_2 D_1 + z_1 (C - C_1 - D + D_1 + B z_2)}.$$

КЧ в виде перекрытого Т-образного соединения двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 5, а):

$$z_1 = \{z_2(z_3 + z_4)(C - C_1 - D + D_1) + z_3(C_2 + z_4 D_1) + z_4(C_2 + z_2 z_3 B)\} /$$

$$/ - [(z_2 + z_3)(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + C_2 - z_4 D];$$

$$z_2 = \{z_1 z_3 (C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (z_1 + z_3 + z_4) C_2 + z_4 (z_3 D_1 - z_1 D)\} /$$

$$/ - [(C - C_1 - D + D_1)(z_1 + z_3 + z_4) + z_4 B (z_1 + z_3)];$$

$$z_3 = \{(z_1 + z_4)[C_2 + z_2 (C - C_1 - D + D_1)] - z_1 z_4 (D - z_2 B)\} / \{-[(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) \times$$

$$\times (z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1]\};$$

$$z_4 = -\{(C - C_1 - D + D_1)[z_1 z_2 + (z_1 + z_2) z_3] + C_2 (z_1 + z_3)\} / \{(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + C_2 -$$

$$- D(z_1 + z_2) + (C - C_1 + z_3 B) z_2\}.$$

КЧ в виде двух Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 5, б):

$$z_4 = -[(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D_1] /$$

$$/ \{(C - C_1 - D + D_1 + (z_2 + z_4) B) z_3 +$$

$$+ C_2 - z_2 D + z_4 (D_1 + z_2 B)\};$$

$$z_2 = -\{z_1 z_3 (C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) + (C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_3)\} / -[(D_1 + z_1 B) \times$$

$$\times (z_3 + z_4) + C_2 - z_1 D];$$

$$z_3 = \frac{-[(C_2 + z_4 D_1)(z_1 + z_2) - z_1 z_2 (D - z_4 B)]}{(C - C_1 - D + D_1) z_1 + C_2 + (z_2 + z_4)(D_1 + z_1 B)};$$

$$z_4 = \{[C_2 + z_3 (C - C_1 + z_2 B)] z_1 + (C_2 - z_1 D)(z_2 + z_3) + z_3 D_1 (z_1 + z_2)\} /$$

$$/ - [(D_1 + z_1 B)(z_2 + z_3) + z_1 D_1].$$

КЧ в виде двух обратных Г-образных соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 3, в):

$$z_1 = \{(C_2 + z_4 D_1)(z_2 + z_3) + C_2 z_4 - z_2 D (z_3 + z_4) + z_2 z_4 (C - C_1 + z_3 B)\} /$$

$$/ \{(D - z_4 B)(z_2 + z_3) + z_4 D\};$$

$$z_2 = \frac{-[(C_2 - z_1 D)(z_3 + z_4) + z_3 z_4 (D_1 + z_1 B)]}{(C - C_1 - D + D_1) z_4 + C_2 + (z_1 + z_3)(z_4 B - D)};$$

$$z_3 = \frac{(C_2 - z_1 D)(z_2 + z_4) + z_2 z_4 (C - C_1 - D + D_1 + z_1 B)}{-[(z_4 B - D)(z_1 + z_2) + C_2 + z_4 D_1]};$$

$$z_4 = \{(z_1 D - C_2)(z_2 + z_3) + z_2 z_3 D\} /$$

$$/ \{(C - C_1 - D + D_1 + (z_1 + z_3) B) z_2 + z_3 (D_1 + z_1 B) + C_2 - z_1 D\}.$$

КЧ в виде каскадно-соединенных Г-образного и П-образного соединений двухполюсников z_1, z_2, z_3, z_4, z_5 (рис. 3, в):

$$z_1 = \frac{-\{z_4 (z_2 + z_3) + z_2 z_3\} (C_2 + z_5 D_1) + z_5 C_2 (z_2 + z_3)}{[C_2 - z_2 D + z_5 (D_1 + B z_2)] (z_3 + z_4) + Z_{01}};$$

$$Z_{01} = z_5 [C_2 + z_3 (C - C_1 + z_4 B)] - D [z_3 (z_4 + z_5) + z_2 z_5];$$

$$z_2 = \frac{[(C - C_1 - D + D_1 + z_4 B) z_5 + C_2 - z_4 D] z_1 z_3 + Z_{02}}{-[(z_3 + z_4 + z_5)(C_2 - z_1 D) + z_5 (D_1 + z_1 B)(z_3 + z_4)]};$$

$$Z_{02} = (z_1 + z_3) [C_2 (z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1];$$

$$z_3 = \frac{-\{C_2 (z_4 + z_5) + z_4 z_5 D_1\} (z_1 + z_2) - Z_{04}}{[C_2 - z_1 D + z_5 (D_1 + z_1 B)] (z_2 + z_4) + Z_{03}};$$

$$Z_{03} = C_2 (z_1 + z_5) + z_1 z_5 (C - C_1 - D + D_1);$$

$$Z_{04} = z_1 z_2 [D (z_4 + z_5) - z_4 z_5 B];$$

$$z_4 = \frac{(C_2 - z_1 D) z_5 (z_2 + z_3) + C_2 [z_3 (z_1 + z_2) + z_1 z_5] + Z_{05}}{-\{[C_2 - D z_1 + z_5 (D_1 + z_1 B)] (z_2 + z_3) + Z_{06}\}};$$

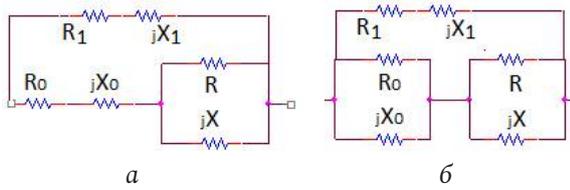


Рис. 7. Обобщенные квазиоптимальные комплексные двухполюсники
 Fig. 7. Generalized quasi-optimal complex two-terminal networks

$$Z_{05} = z_3 z_5 [z_1(C - C_1 + D_1) + z_2(D_1 + z_1 B)] - z_1 z_2 z_3 D;$$

$$z_5 = \frac{-\{(C_2 - z_1 D)[z_2(z_3 + z_4) + z_3 z_4] + C_2 z_1(z_3 + z_4)\}}{[C - C_1 - D + D_1 + B(z_2 + z_4)]z_1 z_3 + Z_{07}};$$

$$Z_{07} = C_2(z_1 + z_2 + z_3) + D_1[(z_1 + z_3)z_4 + (z_3 + z_4)z_2] - z_1 z_2(D - Bz_4).$$

Частичную реализацию оптимальных частотных характеристик (10)–(19) будем проводить путем оптимизации параметров обобщенных квазиоптимальных реактивных двухполюсников, включенных в состав квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Пусть требуется определить зависимости сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, оптимальные по критерию обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты всех обобщенных двухполюсников, показанных на рис. 7.

Приравняем оптимальное комплексное сопротивление $z = r + jx$, определенное в соответствии с (10)–(19), реальной зависимости сопротивления двухполюсника (рис. 4, а) от частоты:

$$r + jx = \frac{\left(\frac{R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX}}{R + jX} \right) (R_1 + jX_1)}{R_0 + jX_0 + \frac{RjX}{R + jX} + R_1 + jX_1}. \quad (20)$$

После разделения (20) на действительную и мнимую части получим систему двух уравнений, решение которой имеет вид:

$$X_0 = \frac{x(R_1^2 + X_1^2) - X_1(r^2 + x^2) + Q}{(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2}; \quad (21)$$

$$X = QR / \left\{ (R + R_0)[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2) \right\};$$

$$Q = \pm \sqrt{-\{[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2]R_0 + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2)\}Q_0};$$

$$Q_0 = (R + R_0)[(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] + R_1(r^2 + x^2) - r(R_1^2 + X_1^2).$$

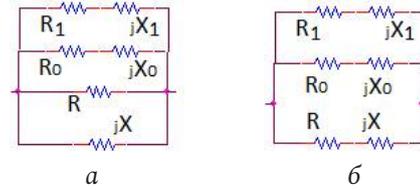


Рис. 8. Обобщенные квазиоптимальные комплексные двухполюсники (продолжение)
 Fig. 8. Generalized quasi-optimal complex two-port networks (continued)

Аналогично для второго двухполюсника (рис. 4, б):

$$r + jx = \frac{\left(\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0 jX_0}{R_0 + jX_0} \right) (R_1 + jX_1)}{\frac{RjX}{R + jX} + \frac{R_0 jX_0}{R_0 + jX_0} + R_1 + jX_1}; \quad (22)$$

$$X_0 = \frac{-B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_1 C_1}}{2A_1}; \quad (23)$$

$$X = \frac{-B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2},$$

где

$$A_1 = RR_0^2[x^2 + (R_1 - r)^2] + X_1^2[x^2 + (R_0 - r)^2] - 2R(rR_0R_1^2 + xX_1R_0^2) - 2xR_0X_1R^2 + [R_1R^2 + R(R_1^2 + 2R_0R_1)](r^2 + x^2) - R^2\{rR_1^2 - X_1^2(R_0 - r) - R_0[(R_1 - r)^2 + x^2]\};$$

$$B_1 = 2RR_0^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_1 = \{(r^2 + x^2)[(R_1^2 + X_1^2)R + R_1R^2] - rR^2(R_1^2 + X_1^2)\}R_0^2;$$

$$A_2 = \{[(R_1 + R)^2 + X_1^2]R_0 + (R_1 + R)R_0^2\}(r^2 + x^2) + R_1^2[R_0(R^2 - rR_0) + R(R_0^2 - 2rR_0)] - 2RR_0(R_1r + X_1x)(R + R_0) + R_0X_1^2[R_0(R - r) + R(R - 2r)];$$

$$B_2 = 2R_0R^2[(r^2 + x^2)X_1 - x(R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_2 = R^2\{R_1R_0^2(r^2 + x^2) - (R_1^2 + X_1^2)[rR_0^2 - R_0(r^2 + x^2)]\}.$$

Для третьего двухполюсника (рис. 8, а):

$$r + jx = \left(\frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} \frac{jX}{(R_0 + jX_0)R + jX} \right)^{-1} (R_1 + jX_1) A, \quad (24)$$

где

$$A = \left(\frac{(R_0 + jX_0)R}{R_0 + jX_0 + R} \frac{jX}{(R_0 + jX_0)R + jX} + R_1 + jX_1 \right).$$

Коэффициенты для (23):

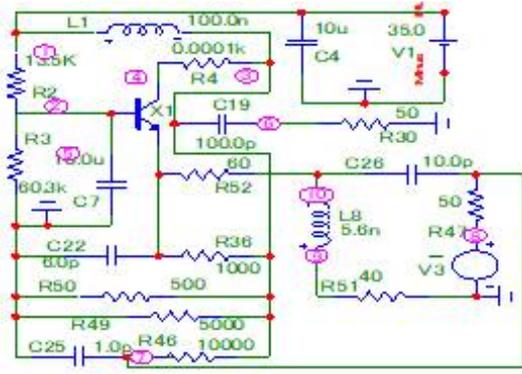


Рис. 9. Принципиальная схема узкополосного усилителя, соответствующая первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ- и ФЧХ-усилителя показаны на рис. 10
Fig. 9. Schematic diagram of a narrow-band amplifier corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response of the amplifier are shown in Fig. 10

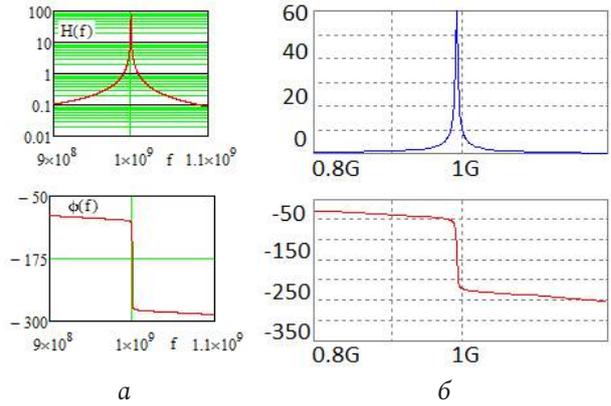


Рис. 10. АЧХ- и ФЧХ-усилителя (рис. 9), полученные в системе MicroCap (а) и в системе MathCad (б)
Fig. 10. Frequency response and phase response of the amplifier (Fig. 9), obtained in the MicroCap system (a) and in the MathCad system (b)

$$A_1 = (R^2 R_1 + R R_1^2 + R X_1^2)(r^2 + x^2) - r R^2 (R_1^2 + X_1^2);$$

$$B_1 = 0;$$

$$C_1 = R R_0 [(R + R_0)(r^2 + x^2) - R R_0 r] (R_1^2 + X_1^2) + R_1 R^2 R_0^2 (r^2 + x^2);$$

$$C_2 = R^2 R_0 (R_1^2 + X_1^2)(r^2 + x^2);$$

$$A_2 = [(R_1^2 + X_1^2)(R_0 + R) + R^2 (R_0 + R_1) + 2 R R_0 R_1] (r^2 + x^2) + [R^2 (R_0 - r) - 2 R R_0 r] \times \\ \times (R_1^2 + X_1^2) - 2 R^2 R_0 (R_1 r + X_1 x);$$

$$B_2 = 2 R_0 R^2 [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

Для четвертого двухполюсника (рис. 8, б):

$$r + jx = \frac{\left(\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} (R_1 + jX_1) \right)}{\left(\frac{(R_0 + jX_0)(R + jX)}{R_0 + jX_0 + R + jX} + R_1 + jX_1 \right)}. \quad (25)$$

Коэффициенты для (23):

$$A_1 = [(R_1 - r)^2 + (X_1 - x)^2] R + R_1 (r^2 + x^2) - r (R_1^2 + X_1^2);$$

$$B_1 = 2 R [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_1 = [(R + R_0)(r^2 + x^2) - r R_0 (R_0 + 2R)] (R_1^2 + X_1^2) + \\ + R R_0^2 [R_1 (R_1 - 2r) + X_1 (X_1 - 2x)] + \\ + R_0 (r^2 + x^2) [R_0 (R + R_1) - 2 R R_1];$$

$$A_2 = (r^2 + x^2)(R_0 + R_1) + (R_1^2 + X_1^2)(R_0 - r) - \\ - 2 R_0 (R_1 r + X_1 x);$$

$$B_2 = 2 R_0 [(r^2 + x^2) X_1 - x (R_1^2 + X_1^2)];$$

$$C_2 = (r^2 + x^2) [R_0 (R + R_1)^2 + X_1^2 (R + R_0)] + \\ + (r^2 + x^2) [R R_1 (R + R_1) - 2 R^2 R_0 (R_1 r + x X_1)] + \\ + [R^2 (R_0 - r) - 2 r R R_0] (R_1^2 + X_1^2).$$

Таким образом, по крайней мере, для рассмотренных вариантов обобщенных квазиоптимальных двухполюсников (рис. 7, 8) задача обеспечения заданной зависимости комплексного сопротивления $z = r + jx$ от частоты может быть сведена к задаче обеспечения необходимых (вспомогательных, дополнительных) зависимостей сопротивлений X_0 и X реактивных двухполюсников от частоты, входящих в состав этих квазиоптимальных комплексных двухполюсников. Параметры реактивных двухполюсников, оптимальные по критерию обеспечения заданных частотных характеристик сопротивлений реактивных двухполюсников, определены в работе [1]. Количество частот, на которых может быть реализовано совпадение реальных и оптимальных характеристик комплексных двухполюсников, увеличивается до четырех. Полоса частот возрастает. Возможны и другие варианты квазиоптимальных комплексных двухполюсников, оптимизированных таким же образом. Для узкополосных усилителей использование этого этапа алгоритма параметрического синтеза не обязательно.

3. Математическое и схемотехническое моделирование усилителей

На рис. 9–12 в качестве примера показаны экспериментальные и теоретические характеристики эквивалентной и принципиальной схем узкополосного усилителя, соответствующих структурной схеме рис. 1, а. В качестве НЭ использован транзистор типа BFQ17PH, включенный по схеме с общей базой по высокой частоте (рис. 9). Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных НЭ и

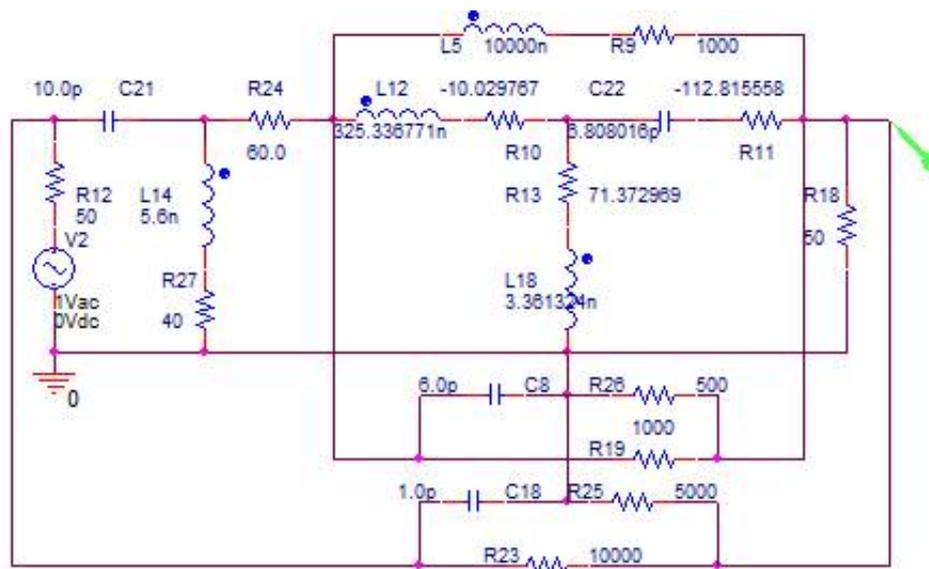


Рис. 11. Эквивалентная схема (а), узкополосного усилителя (рис. 9), соответствующего первой структурной схеме (рис. 1, а). АЧХ- и ФЧХ-усилителя, полученные в системе OrCad, показаны на рис. 12

Fig. 11. Equivalent circuit (a) of a narrow-band amplifier (Fig. 9) corresponding to the first block diagram (Fig. 1, a). The frequency response and phase response of the amplifier obtained in the OrCad system are shown in Fig. 12



Рис. 12. АЧХ (а) и ФЧХ (б) эквивалентной схемы усилителя (рис. 11), полученные в системе OrCad (б)

Fig. 12. Frequency response (a) and phase response (b) of the equivalent amplifier circuit (Fig. 11), obtained in the OrCad system (b)

ЦОС с П-образным соединением трех элементов C_{22} , R_{36} , R_{50} .

Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трех элементов C_{25} , R_{46} , R_{49} .

Нагрузка и сопротивление источника сигнала выполнены на элементах R_{30} и R_{47} соответственно. Схема КЧ собрана в виде Т-образного четырехполюсника на элементах L_8 , C_{26} , R_{51} , R_{52} , параметры которых определялись по формулам (14).

Эквивалентная схема НЭ выполнена в виде перекрытого Т-образного четырехполюсника на элементах L_{12} , R_{10} , L_{16} , R_{13} , R_{11} , C_{22} , R_9 , L_5 (рис. 6, а).

Схема НЧ выполнена в виде параллельно соединенных эквивалентной схемы НЭ и ЦОС с П-образным соединением трех элементов C_8 , R_{19} , R_{26} . Схема общей ЦОС выполнена в виде П-образного соединения трех элементов C_{18} , R_{23} , R_{25} . Схема КЧ выполнена в виде Т-образного соединения четырех элементов L_{14} , C_{21} , R_{24} , R_{27} .

Заключение

Анализ показывает, что экспериментальные (рис. 10, а) частотные характеристики принципиальной схемы узкополосного усилителя удовлетворительно совпадают с характеристиками эквивалентной схемы (рис. 11) усилителя, полученные расчетным путем (рис. 10, б) и экспериментально (рис. 12). Резонансная частота эквивалентной схемы $f \approx 1000$ МГц (рис. 10, б и 12) незначительно отличается от резонансной частоты принципиальной схемы $f \approx 992$ МГц (рис. 10, а). Произведение коэффициента усиления на полосу частот составляет примерно 200 МГц.

Таким образом, полученные математические модели КЧ (10)–(25) могут быть использованы для технического проектирования различных радиотехнических устройств с общей обратной связью, охватывающей нелинейную часть и согласующий КЧ, в интересах реализации заданных частотных характеристик.

Список литературы

1. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез радиотехнических устройств и систем. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 588 с.
2. Гуревич И.В. Основы расчетов радиотехнических цепей (линейные цепи при гармонических воздействиях). М.: Связь, 1975. 368 с.
3. Справочник по радиоэлектронике. Т. 3 / под ред. А.А. Куликовского. М.: Энергия, 1970. 413 с.
4. Авиационные системы радиоуправления / под ред. В.С. Вербы, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2014. 376 с.
5. Головков А.А., Головков В.А. Параметрический синтез динамических звеньев радиоэлектронных систем управления для вариантов их включения между источником сигнала и нелинейной частью // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2019. № 3. С. 35–44.

References

1. Golovkov A.A., Golovkov V.A. *Parametric Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Voronezh: VUNTs VVS «VVA», 2018, 588 p. (In Russ.)
2. Gurevich I.V. *Fundamentals of Calculations of Radio Circuits (Linear Circuits with Harmonic Effects)*. Moscow: Svjaz', 1975, 368 p. (In Russ.)
3. *Handbook of Radio Electronics*. Vol. 3. Ed. by A.A. Kulikovskiy. Moscow: Energija, 1970, 413 p. (In Russ.)
4. *Aircraft Radio Control Systems*. Ed. by V.S. Verby, V.I. Merkulov. Moscow: Radiotekhnika, 2014, 376 p. (In Russ.)
5. Golovkov A.A., Golovkov V.A. Parametric synthesis of dynamic links of radio-electronic control systems for options for their inclusion between the signal source and the nonlinear part. *Informatsionno-izmeritel'nye i upravljajuschie sistemy*, 2019, no. 3, pp. 35–44. (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 51–59

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.51-59

Received 30 July 2021
Accepted 30 August 2021

Parametrical synthesis of the complex two-port networks for variants of their inclusion between a source of a signal and a nonlinear part by criterion of maintenance of the set characteristics amplifiers with the general feedback

Alexander A. Golovkov , Vladimir A. Golovkov

Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
the Ministry of Defence of the Russian Federation
54a, Staryh Bolshevikov Street,
Voronezh, 394064, Russia

Abstract – Introduction: the analysis of known literature shows that the use of various types of matching quadripoles (reactive, resistive, complex, mixed) and a feedback circuit covering a non-linear element makes it possible to increase the area of physical feasibility of given forms of frequency characteristics. **The purpose of the work** is to increase the area of physical feasibility of given forms of frequency characteristics by optimizing the parameters of matching complex quadripoles and using an additional feedback circuit covering a nonlinear element and a mixed quadripole. Each two-terminal network of such four-terminal networks consists of both resistive and reactive elements. **Materials and methods:** theory of four-terminal networks, matrix algebra, decomposition method, method of synthesis of microwave control devices, circuit engineering method for analyzing the characteristics of radio devices. **Results:** Mathematical models of matching complex quadripole networks are obtained in the form of relationships between the elements of their transmission matrix and the dependences of the resistances of their two-terminal circuits on frequency, which are optimal in terms of the criterion for providing specified forms of frequency characteristics. **Conclusion:** a comparative analysis of the theoretical results (frequency response and phase response of amplifiers) obtained by mathematical modeling in the MathCad system and experimental results obtained by circuit simulation in the OrCad and MicroCap systems shows their satisfactory agreement.

Keywords – parametrical synthesis matching by the complex two-port networks, the set forms of frequency characteristics of amplifiers.

Информация об авторах

Головков Александр Афанасьевич, доктор технических наук, профессор, заслуженный изобретатель РФ, профессор кафедры авиационных систем и комплексов радионавигации и радиосвязи ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия. Автор 660 научных работ.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи, защиты и разрушения информации.

E-mail: valgol2595@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Головков Владимир Александрович, младший научный сотрудник отдела ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: способы и средства формирования и обработки сигналов, приема, передачи информации.
E-mail: valgol2595@gmail.com

Information about the Authors

Alexander A. Golovkov, Doctor of Technical Sciences, professor, honored inventor of the Russian Federation, professor of the Department of Aviation Systems and Complexes of Radio Navigation and Radio Communication, Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving, transmitting, protecting and destroying information.
E-mail: valgol2595@gmail.com
ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8468-0055>

Vladimir A. Golovkov, junior scientist of the Military Educational and Scientific Centre of the Air Force N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy (Voronezh) the Ministry of Defence of the Russian Federation, Voronezh, Russia.

Research interests: ways and means of generating and processing signals, receiving and transmitting information.
E-mail: valgol2595@gmail.com

Неганов, В.А.

Современная теория и практические применения антенн: монография / В.А. Неганов, Д.П. Табаков, Г.П. Яровой; предисл. акад. Ю.В. Гуляева; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.



ISBN 978-5-88070-222-0

УДК 621.396.67
ББК 32.845

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенн. Освещены вопросы расчета и построения различных типов антенн (от вибраторных до рупорных и антенных решеток, включая фазированные). Основное внимание уделено антеннам СВЧ и расчетам их электромагнитных полей в ближней зоне, т. е. вопросам электромагнитной совместимости.

Принципиальное отличие книги от известных заключается в последовательном применении метода физической регуляризации (самосогласованного метода) к расчету электромагнитного поля антенн, позволяющего осуществлять непрерывный переход с излучающей поверхности антенны к пространству вне ее. С помощью самосогласованного метода получены новые результаты по теории антенн: установлены связь между поверхностной плотностью тока на вибраторной антенне и напряженностью электромагнитного поля, однонаправленный режим излучения для кольцевой (рамочной антенны), режимы стоячих и бегущих волн в цилиндрической спиральной антенне, входное сопротивление практически для всех типов антенн. Теоретический материал подкреплен примерами применения многолучевых антенн.

Предназначено для разработчиков антенно-фидерных устройств, аспирантов и докторантов, занимающихся вопросами проектирования антенных систем различного назначения, студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений.

Описание цифровых систем различными схемами построения

Д.В. Мишин , А.И. Тяжев 

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – В статье рассматриваются способы описания цифровых систем различными схемами, приводится сравнительная характеристика этих схем, указываются достоинства и недостатки разных схем. Описанные в статье четыре схемы построения цифровых систем являются эквивалентными, т. к. при одном и том же входном сигнале выходной сигнал для всех схем будет одинаковым, хотя внутри этих схем будут циркулировать разные сигналы. При выборе между прямой и канонической схемами предпочтение следует отдать канонической, так как в ней требуется в 2 раза меньше регистров памяти. Для построения адаптивных цифровых систем предпочтение следует отдавать схемам в пространстве состояний, т. к. в них проще осуществляется регулировка параметров цифровой системы. При выборе между последовательной и параллельной схемами предпочтение следует отдавать параллельной схеме, если коэффициенты в ней являются действительными. При комплексных коэффициентах реализация параллельной схемы усложняется, поэтому в этом случае следует выбирать последовательную схему в пространстве состояний, в ней все коэффициенты действительные.

Ключевые слова – цифровые системы; разностные уравнения; схемы построения цифровых систем; прямая и каноническая схемы цифровых звеньев; описание цифровых систем в пространстве состояний; последовательная и параллельная схемы в пространстве состояний; сравнение различных схем цифровых систем.

Введение

В многочисленной литературе, посвященной описанию цифровых устройств и систем [1–10], приводятся разные варианты схем реализации этих систем. В данной статье приводятся описание четырех схем построения цифровых систем, алгоритмы пересчета из одних схем в другие, рассматриваются достоинства и недостатки различных схем, даются рекомендации по выбору той или иной схемы реализации цифровых систем.

1. Описание цифровых систем с помощью разностных уравнений

Известно, что аналоговые системы описываются дифференциальными уравнениями, а цифровые системы – разностными уравнениями [3]. В разностных уравнениях время изменяется через конечный временной интервал T , называемый периодом дискретизации. Покажем на примере, как от дифференциального уравнения перейти к разностному уравнению. Аналоговое инерционное звено с передаточной функцией вида:

$$W(p) = \frac{1}{1 + pa},$$

где a – постоянная времени звена, описывается дифференциальным уравнением первого порядка:

$$y(t) = x(t) - a \frac{dy(t)}{dt}.$$

Так как

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{y(t) - y(t - T)}{T},$$

то, введя в дифференциальное уравнение вместо непрерывного времени t дискретное время nT , получим следующее разностное уравнение первого порядка:

$$y(nT) = x(nT) - \frac{a}{T} y(nT) - \frac{a}{T} y((n-1)T),$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – номера отсчетов цифровых сигналов $x(n)$ и $y(n)$. Этим уравнением описывается цифровое инерционное звено первого порядка.

Чтобы перейти от дифференциального уравнения порядка m к разностному уравнению, в дифференциальном уравнении вида

$$\sum_{i=0}^m a_i \frac{d^i y(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^m b_i \frac{d^i x(t)}{dt^i}$$

производные i -го порядка для входного сигнала $\frac{dx^i(t)}{dt^i}$ и выходного сигнала $\frac{dy^i(t)}{dt^i}$ заменяют выражениями для их конечных разностей i -го порядка. Часто в разностных уравнениях период дискретизации T принимают равным единице, т. е. $T = 1$. При этом запись формул для конечных разностей и разностного уравнения в целом упрощается. Для порядков производных $i = 1, 2, 3$ выражения для производных входного сигнала $x(t)$ и соответствующих им конечных разностей имеют следующий вид:

$$\frac{dx(t)}{dt} = x(n) - x(n-1)$$

– первая конечная разность,

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} = x(n) - 2x(n-1) + x(n-2)$$

– вторая конечная разность,

$$\frac{d^3x(t)}{dt^3} = x(n) - 3x(n-1) + 3x(n-2) - x(n-3)$$

– третья конечная разность и т. д.

Для производных выходного сигнала $y(t)$ эти выражения имеют аналогичный вид, только буква x заменяется на букву y . Если заменить в приведенном выше дифференциальном уравнении порядка m i -е производные выходного и входного сигналов на соответствующие им конечные разности и привести подобные, то получим разностное уравнение порядка m следующего вида:

$$\sum_{i=0}^m a_i y(n-i) = \sum_{i=0}^m b_i x(n-i),$$

где n – номера отсчетов; i – величина задержки отсчетов цифровых сигналов по тактам; m – порядок разностного уравнения, равный максимальной задержке отсчетов сигналов и совпадающий с порядком исходного дифференциального уравнения. Отметим, что коэффициенты a_i и b_i в этом разностном уравнении не равны аналогичным коэффициентам в дифференциальном уравнении. По описанному алгоритму осуществляется переход от дифференциальных уравнений к разностным уравнениям при их решении на ЭВМ.

2. Связь между системными функциями и разностными уравнениями

По аналогии с передаточными функциями для аналоговых систем для цифровых систем введено понятие системных функций, которые по определению есть отношение Z -преобразования от выходного цифрового сигнала к Z -преобразованию от входного цифрового сигнала, т. е.

$$W(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}.$$

Системные функции $W(z)$ цифровых звеньев представляются в двух формах: в виде отношения полиномов с положительными степенями комплексной переменной z , а также в виде отношения полиномов с отрицательными степенями z . Вторая форма записи $W(z)$ удобнее [7], поэтому при-

равняем это выражение к определению системной функции и получим:

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{i=0}^m b^i z^{-i}}{\sum_{i=0}^m a^i z^{-i}},$$

откуда после перемножения крест-накрест имеем:

$$Y(z) \sum_{i=0}^m a^i z^{-i} = X(z) \sum_{i=0}^m b^i z^{-i}.$$

Введем сомножители $Y(z)$ и $X(z)$ под знаки сумм, после чего возьмем от левой и правой частей этого уравнения обратное Z -преобразование и с учетом двух теорем Z -преобразования: теоремы линейности и теоремы смещения по тактам цифрового сигнала [3] – получим следующее разностное уравнение:

$$\sum_{i=0}^m a_i y(n-i) = \sum_{i=0}^m b_i x(n-i),$$

при коэффициенте $a_0 = 1$ это уравнение можно переписать в виде

$$y(n) = \sum_{i=0}^m b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^m a_i y(n-i).$$

По этому уравнению можно составить схему вычисления разностного уравнения.

3. Прямая и каноническая схемы цифровых систем

Рассмотрим построение этих схем на примере цифровых звеньев второго порядка. Системные функции звеньев второго порядка описываются выражением

$$W(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}.$$

Если по описанному выше алгоритму осуществить переход от этой системной функции к разностному уравнению, то можно убедиться, что системной функции звена второго порядка соответствует следующее разностное уравнение:

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2).$$

Вычисление этого разностного уравнения осуществляется по схеме цифрового звена, приведенной на рис. 1.

Левая часть схемы на рис. 1 называется нерекурсивной, а правая часть схемы с обратными

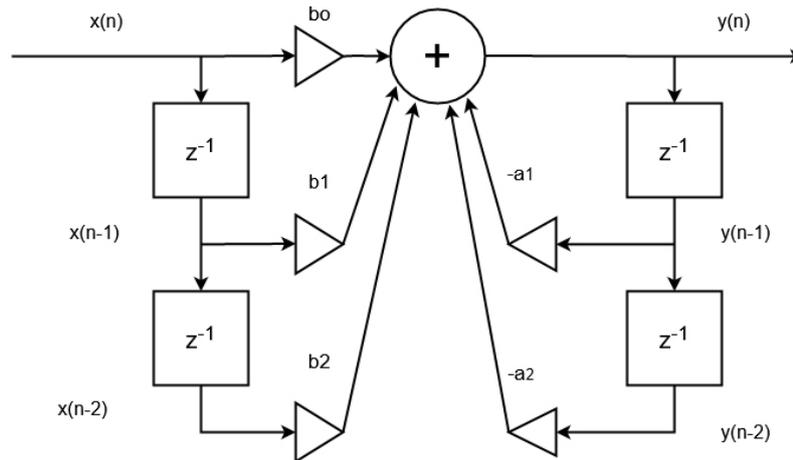


Рис. 1. Прямая схема цифрового звена второго порядка
Fig. 1. Direct scheme of the digital link of the second order

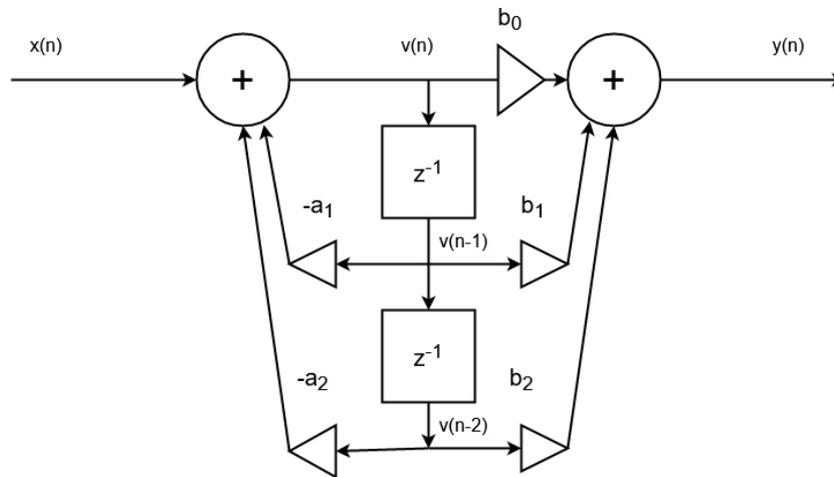


Рис. 2. Каноническая схема цифрового звена второго порядка
Fig. 2. The canonical scheme of the digital link of the second order

связями – рекурсивной. Нерекурсивной части соответствует числитель выражения $W(z)$, а рекурсивной части – знаменатель выражения $W(z)$. Схему на рис. 1 называют прямой схемой реализации цифрового звена второго порядка. Блоки z^{-1} – это регистры, на них осуществляется задержка отсчетов цифровых сигналов на один такт.

Выражение $W(z)$ можно представить в виде двух сомножителей:

$$W(z) = W_n(z)W_p(z),$$

где $W_n(z) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}$ – системная функция нерекурсивной части схемы,

$$W_p(z) = \frac{1}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}$$

– системная функция рекурсивной части схемы. Так как от перестановки сомножителей произведение не меняется, то выражение $W_i(z)$ можно представить в виде

$$W_i(z) = W_p(z)W_n(z).$$

Этому выражению соответствует схема цифрового звена второго порядка, приведенная на рис. 2. Так как в этом случае цифровые линии задержки рекурсивной и нерекурсивной частей схемы идут параллельно, то их объединяют в одну линию задержки. Сигналы $v(n-1)$, $v(n-2)$ – это цифровые сигналы на выходах регистров цифровой линии задержки. Схема на рис. 2 получила название канонической, в ней число регистров в 2 раза меньше, чем в схеме на рис. 1.

4. Описание цифровых систем в пространстве состояний (последовательная схема)

Дифференциальные уравнения порядка t могут быть представлены в виде системы из t дифференциальных уравнений первого порядка. Разностные уравнения также подчиняются этому правилу [7]. При этом разностное уравнение порядка t вида

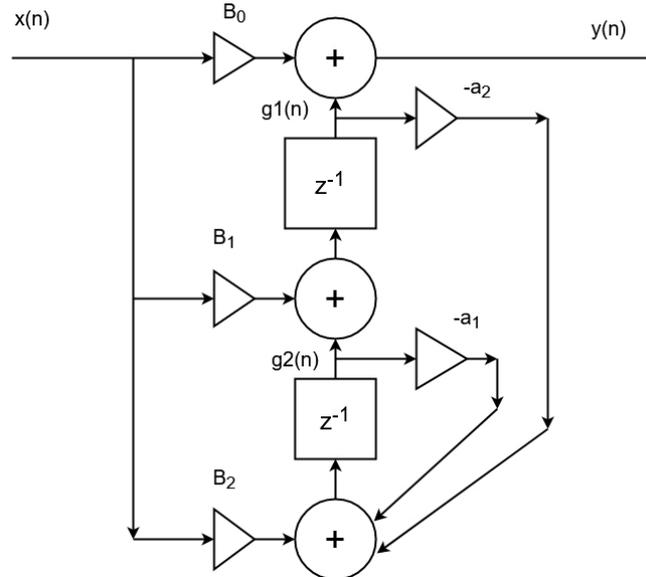


Рис. 3. Последовательная схема цифрового звена второго порядка в пространстве состояний
 Fig. 3. Sequential scheme of the second-order digital link in the state space

$$y(n) = \sum_{i=0}^m b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^m a_i x(n-i)$$

заменяется уравнением выхода

$$y(n) = g_1(n) + B_0 x(n)$$

и системой из m разностных уравнений первого порядка. При этом первые $m - 1$ уравнений имеют следующий вид:

$$g_i(n+1) = g_{i+1}(n) + B_i x(n),$$

где $i = 1, 2, \dots, m - 1$, а последнее разностное уравнение имеет более сложную правую часть и имеет вид:

$$g_m(n+1) = -\sum_{i=0}^{m-1} a_{m-i} g_{i+1}(n) + B_m x(n).$$

В этих уравнениях $g_i(n)$ и $g_i(n+1)$ – переменные состояния на очередном и последующем тактах, B_i – новые коэффициенты, подлежащие расчету.

Покажем переход к описанию цифровой системы в пространстве состояний на примере разностного уравнения второго порядка (при $m = 2$):

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + b_2 x(n-2) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2). \quad (1)$$

Для этого введем переменные состояния $g_1(n)$, $g_2(n)$ и запишем уравнение выхода

$$y(n) = g_1(n) + B_0 x(n) \quad (2)$$

и систему из двух разностных уравнений первого порядка

$$g_1(n+1) = g_2(n) + B_1 x(n), \quad (3)$$

$$g_2(n+1) = -a_2 g_1(n) - a_1 g_2(n) + B_2 x(n). \quad (4)$$

Докажем эквивалентность уравнений (2), (3) и (4) исходному разностному уравнению (1) и установим связь между коэффициентами a_i , b_i и B_i , обеспечивающую эту эквивалентность (рис. 3).

Из (2) имеем:

$$g_1(n) = y(n) - B_0 x(n). \quad (5)$$

На следующем такте уравнение (5) будет иметь вид

$$g_1(n+1) = y(n+1) - B_0 x(n+1). \quad (6)$$

Тогда из (3) с учетом выражения (6) получим:

$$g_2(n) = y(n+1) - B_0 x(n+1) - B_1 x(n). \quad (7)$$

На предыдущем такте уравнение (3) имеет вид

$$g_1(n) = g_2(n-1) + B_1 x(n-1), \quad (8)$$

а на 2 такта ранее уравнение (4) будет равно

$$g_2(n-1) = -a_1 g_2(n-2) - a_2 g_1(n-2) + B_2 x(n-2). \quad (9)$$

Из (2) и (7) на 2 такта ранее получим:

$$g_1(n-2) = y(n-2) - B_0 x(n-2), \quad (10)$$

$$g_2(n-2) = y(n-1) - B_2 x(n-1) - B_1 x(n-2). \quad (11)$$

Используя полученные выражения (7)–(10) и (11), из уравнения выхода (2) получим следующую последовательность разностных уравнений:

$$\begin{aligned} y(n) &= B_0 x(n) + B_1 x(n-1) + g_2(n-1) = \\ &= B_0 x(n) + B_1 x(n-1) + B_2 x(n-2) - \\ &- a_2 g_1(n-2) - a_1 g_2(n-2) = \\ &= B_0 x(n) + B_1 x(n-1) + B_2 x(n-2) - a_2 y(n-2) + \\ &+ a_2 B_0 x(n-2) - a_1 y(n-1) + \\ &+ a_1 B_0 x(n-1) + a_1 B_1 x(n-2) = \\ &= B_0 x(n) + (B_1 + a_1 B_0) x(n-1) + \end{aligned} \quad (12)$$

$$+ (B_2 + a_2 B_0 + a_1 B_1)x(n-2) - \\ - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2).$$

Из сопоставления правых частей исходного разностного уравнения (1) и полученного итогового разностного уравнения (12) установим связь между коэффициентами a_i , b_i и B_i :

$$b_0 = B_0, \\ b_1 = B_1 + a_2 B_0, \\ b_2 = B_2 + a_2 B_0 + a_1 B_1,$$

откуда

$$B_0 = b_0, \\ B_1 = b_1 - a_1 B_0, \\ B_2 = b_2 - a_2 B_0 - a_1 B_1.$$

Из этих формул просматривается общая закономерность связей между коэффициентами a_i , d_i и B_i при любом порядке разностных уравнений m . Так при $m = 3$ получим:

$$B_0 = b_0, \\ B_1 = b_1 - a_1 B_0, \\ B_2 = b_2 - a_2 B_0 - a_1 B_1, \\ B_3 = b_3 - a_3 B_0 - a_2 B_1 - a_1 B_2.$$

На рис. 3 приведена последовательная схема звена второго порядка в пространстве состояний, составленная в соответствии с уравнениями (2), (3) и (4).

Такое название эта схема получила потому, что в ней разностные уравнения вычисляются последовательно. Из рис. 3 видно, что последовательная схема в пространстве состояний также содержит 2 элемента задержки, как и каноническая схема. Сигналы на выходах элементов задержки в схеме на рис. 3 являются переменными состояниями.

5. Параллельная схема цифровой системы в пространстве состояний

Последовательная схема цифровой системы в пространстве состояний не является единственно возможной. В теории дробно-рациональных функций доказывается, что системная функция $W(z)$ может быть представлена в виде суммы из m элементарных дробей [3]:

$$W(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b^i z^{-i}}{\sum_{i=0}^m a^i z^{-i}} = \sum_{i=1}^m \frac{A_i}{z - z_i}, \quad (13)$$

где z_i – корни характеристического уравнения

$$\sum_{i=0}^m a_i z^{-i} = 0,$$

называемые полюсами функции $W(z)$. Из выражения для характеристического уравнения видно, что оно получается в результате приравнивания к нулю знаменателя передаточной функции $W(z)$. Для перехода к характеристическому уравнению с положительными степенями z нужно левую и правую части уравнения умножить на z^m . Решение характеристического уравнения дает m корней (полюсов). В общем случае полюсы функции $W(z)$ могут быть действительные и комплексные, разные и кратные. Коэффициенты A_i находятся через коэффициенты a_i и b_i различными методами: методом неопределенных коэффициентов, методом подстановки численных значений или методом предельных значений [3].

Помножим левую и правую части (13) на изображение входного сигнала $X(z)$ и получим:

$$W(z)X(z) = Y(z) = \sum_{i=1}^m \frac{A_i X(z)}{z - z_i}. \quad (14)$$

Введем обозначение

$$F_i(z) = \frac{A_i X(z)}{z - z_i}, \quad (15)$$

из которого получим:

$$zF_i(z) = A_i X(z) + z_i F_i(z).$$

Применим обратное Z -преобразование для левой и правой частей этого выражения и получим систему из m разностных уравнений первого порядка:

$$f_i(n+1) = A_i x(n) + z_i f_i(n). \quad (16)$$

Здесь $i = 1, 2, \dots, m$.

На основании (14) с учетом (15) имеем:

$$Y(z) = \sum_{i=1}^m F_i(z).$$

Применим к этому выражению обратное Z -преобразование и получим уравнение выхода:

$$y(n) = \sum_{i=1}^m f_i(n), \quad (17)$$

где $f_i(n)$ – переменные состояния цифровой системы при параллельной схеме описания в пространстве состояний.

На рис. 4 приведена параллельная схема цифрового звена второго порядка в пространстве состояний, в которой реализуется параллельное вычисление разностных уравнений (16) и уравнения выхода (17) при $m = 2$.

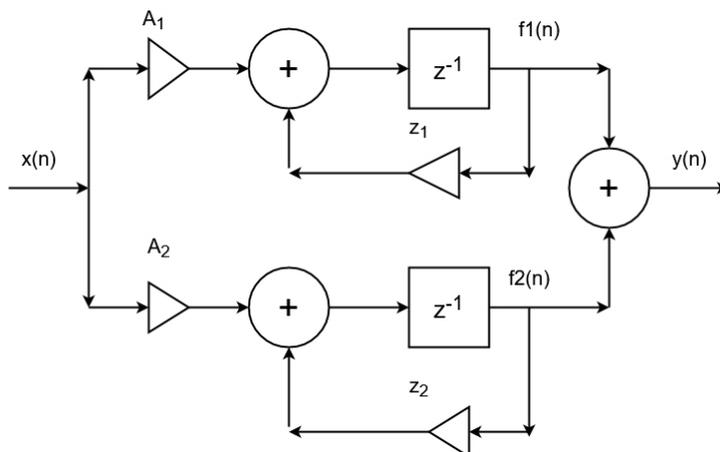


Рис. 4. Параллельная схема цифрового звена второго порядка в пространстве состояний
Fig. 4. Parallel circuit of the second-order digital link in the state space

Заключение

Описанные четыре схемы построения цифровых систем являются эквивалентными, т. к. при одном и том же входном сигнале $x(n)$ выходной сигнал $y(n)$ для всех схем будет одинаковым, хотя внутри этих схем будут циркулировать разные сигналы. Возникает вопрос о том, какую схему лучше всего использовать? При выборе между прямой и канонической схемами предпочтение следует отдать канонической, так как в ней требуется в 2 раза меньше регистров памяти. Если же память не критична, то можно выбирать любую

из этих схем. Для построения адаптивных цифровых систем [5–6] предпочтение следует отдавать схемам в пространстве состояний, т. к. в них проще осуществляется регулировка параметров цифровой системы. При выборе между последовательной и параллельной схемами предпочтение следует отдавать параллельной схеме, если коэффициенты z_i в ней являются действительными. При комплексных коэффициентах z_i реализация параллельной схемы усложняется, поэтому в этом случае следует выбирать последовательную схему в пространстве состояний, в ней все коэффициенты действительные.

Список литературы

1. Хэмминг Р.В. Цифровые фильтры. М.: Сов. радио, 1980. 224 с.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.
3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1980. 976 с.
4. Мишин Д.В., Тяжев А.И. Сравнительная оценка вычислительных затрат при реализации цифровых модемов OFDM на основе КСГ и БПФ // Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». 2011. Т. 9. С. 32–38.
5. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
6. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2006. 751 с.
7. Тяжев А.И. Основы теории управления и радиоавтоматика. М.: Радио и связь, 1999. 188 с.
8. Мишин Д.В., Тяжев А.И. Цифровое моделирование многолучевого канала связи // Инфокоммуникационные технологии. 2019. Т. 17, № 4. С. 366–372. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2019.17.4.02>
9. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры / под общ. ред. А.И. Тяжева. Самара: Офорт, 2008. 264 с.
10. Мишин Д.В., Тяжев А.И. Реализация высокоскоростных модемов OFDM для радиоканалов с замираниями сигнала // Инфокоммуникационные технологии. 2020. Т. 18, № 2. С. 194–200. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2020.18.2.10>

References

1. Hemming R.V. *Digital Filters*. Moscow: Sov. radio, 1980, 224 p. (In Russ.)
2. Rabiner L., Gould B. *Theory and Applications of Digital Signal Processing*. Moscow: Mir, 1978, 848 p. (In Russ.)
3. Bronshtejn I.N., Semendjaev K.A. *Handbook of Mathematics for Engineers and University Students*. Moscow: Nauka, 1980, 976 p. (In Russ.)
4. Mishin D.V., Tyazhev A.I. Comparative Estimation of Computational Costs in the Implementation of Digital OFDM Modems Based on RSG and FFT. *Prilozhenie k zhurnalu «Infokommunikacionnye tehnologii»*, 2011, vol. 9, pp. 32–38. (In Russ.)
5. Uidrou B., Stirnz S. *Adaptive Signal Processing*. Moscow: Radio i svjaz', 1989, 440 p. (In Russ.)

6. Sergienko A.B. *Digital Signal Processing*. Saint Petersburg: Piter, 2006, 751 p. (In Russ.)
7. Tyazhev A.I. *Fundamentals of Control Theory and Radio Automatics*. Moscow: Radio i svjaz', 1999, 188 p. (In Russ.)
8. Mishin D.V., Tyazhev A.I. Digital modeling of a multipath communication channel. *Infokommunikacionnye tehnologii*, 2019, vol. 17, no. 4, pp. 366–372. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2019.17.4.02> (In Russ.)
9. Ivanova V.G., Tyazhev A.I. *Digital Signal Processing and Signal Processors* / Ed. A.I. Tyazhev. Samara: Ofort, 2008, 264 p. (In Russ.)
10. Mishin D.V., Tyazhev A.I. Implementation of high-speed OFDM modems for radio channels with signal fading. *Infokommunikacionnye tehnologii*, 2020, vol. 18, no. 2, pp. 194–200. DOI: <https://doi.org/10.18469/ikt.2020.18.2.10> (In Russ.)

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 2, pp. 60–66

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.60-66

Received 8 December 2021
Accepted 10 January 2022

Description of digital systems by various construction schemes

Dmitry V. Mishin , Anatoly I. Tyazhev Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – The article discusses ways of describing digital systems with various schemes, provides a comparative characteristic of these schemes, indicates the advantages and disadvantages of different schemes. The four schemes for constructing digital systems described in the article are equivalent, since with the same input signal, the output signal for all circuits will be the same, although different signals will circulate inside these circuits. To build adaptive digital systems, preference should be given to state-space circuits, since in them it is easier to adjust the parameters of the digital system. When choosing between serial and parallel circuits, preference should be given to the parallel circuit if the coefficients in it are valid. With complex coefficients, the implementation of the parallel scheme becomes more complicated, therefore, in this case, one should choose a sequential scheme in the state space, all the coefficients are real.

Keywords – digital systems; difference equations; schemes for constructing digital systems; direct and canonical schemes of digital links; description of digital systems in the state space; sequential and parallel schemes in the state space; comparison of various schemes of digital systems.

Информация об авторах

Мишин Дмитрий Викторович, доктор технических наук, профессор, ректор Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, профессор кафедры радиоэлектронных систем, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, помехоустойчивое кодирование, турбокоды, цифровое моделирование радиоканалов.

E-mail: mishin@psati.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2572-5254>

Тяжев Анатолий Иванович, доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, цифровые системы автоматического управления, радиоуправление, цифровые системы радиосвязи и телевидения.

E-mail: tyagev@psati.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4402-1597>

Information about the Authors

Dmitry V. Mishin, Doctor of Technical Sciences, professor, rector of the Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Samara, Russia.

Research interests: digital signal processing, error-correcting coding, turbo codes, digital modeling of radio channels.

E-mail: mishin@psati.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2572-5254>

Anatoly I. Tyazhev, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Radioelectronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia.

Research interests: digital signal processing, digital automatic control systems, radio control, digital radio and television systems.

E-mail: tyagev@psati.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4402-1597>

Влияние быстрых релеевских замираний и частотного рассогласования частот субканалов приема и передачи на характеристики OFDM-сигналов

С.Н. Елисеев¹, Л.Н. Филимонова² 

¹ Московский технический университет связи и информатики
111024, Россия, г. Москва,
ул. Авиамоторная, 8а

² Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Россия, г. Самара,
ул. Л. Толстого, 23

Аннотация – В данной работе рассматривается негативный одновременный эффект быстрых релеевских замираний в канале и взаимных частотных сдвигов поднесущих между передающей и приемной сторонами канала, вызывающих нарушение ортогональности между сигналами отдельных подканалов системы OFDM. Нарушение ортогональности проявляется в возникновении на приемной стороне канала взаимного интерференционного сигнала в каждом подканале OFDM. В статье оценивается совместное влияние быстрых замираний и частотных сдвигов на величину переходной помехи между подканалами, а также достаточно подробно исследовано проявление переходных помех между отдельными субканалами, вызываемых нарушениями ортогональности каждым из двух приведенных факторов по отдельности. В данной работе рассмотрено одновременное воздействие обоих факторов и их влияние на величину межканальной переходной помехи.

Ключевые слова – системы беспроводной связи; частотные сдвиги поднесущих OFDM; быстрые релеевские замирания, межканальная переходная помеха.

Введение

Хорошо известно, что отдельные субканалы системы OFDM теряют взаимную ортогональность, когда канал изменяется в течение длительности символа OFDM, т. е. когда доплеровское рассеивание в частотной области составляет значительную часть расстояния между поднесущими субканалов. Кроме того, в силу высокой степени спектральной эффективности OFDM обратной стороной этой эффективности выступает сильная чувствительность характеристик OFDM к взаимным «сдвигам частот поднесущих» между передающей и приемной сторонами канала. В публикациях достаточно подробно исследовано проявление переходных помех между отдельными субканалами (МКП), вызываемых нарушениями ортогональности каждым из двух приведенных факторов по отдельности. В данной работе рассмотрены одновременное воздействие обоих факторов и их влияние на величину МКП.

1. Постановка задачи

В непрерывном случае, без учета дискретизации по времени, OFDM-сигнал имеет вид

$$S(t) = \sum_{k=1}^N S_k e^{j2\pi f_k t}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

где

$$f_k = f_0 + k\Delta f = f_0 + \frac{k}{T};$$

$$S_k = \sqrt{2E_S d_m}, \quad d_m = d_{mr} + j d_{mj};$$

S_k – передаваемый на k -й поднесущей комплексный сигнал; d_m – символ передаваемых данных с нулевым математическим ожиданием дисперсией $D(d_m) = 1$; $d_{k,r}$, $d_{k,i}$ – статистически независимы, идентично распределены и имеют математические ожидания, равные нулю.

Рассмотрим характеристики МКП, возникающие в канале с частотно-селективными, быстрыми релеевскими замираниями [1]. Полагаем канал стационарным в широком смысле с некоррелированными рассеивателями на интервале локальной стационарности и факторизуемой двумерной корреляционной функцией:

$$R(\tau, f) = R_1(\tau) R_2(k-l), \quad (2)$$

где $R_1(\tau)$ – корреляционная функция во времени; $R_2(k-l)$ – корреляционная функция по частоте между поднесущими k -го и l -го субканалов.

Импульсная характеристика (ИХ) субканала k -й поднесущей:

$$h_k(t, \tau) = \beta_k(t) \delta(\tau), \quad (3)$$

где $\delta(\tau)$ – дельта-функция.

2. Ухудшение качества каналов для OFDM-сигналов

Далее используем возможность представления $\beta_k(t)$ рядом Тейлора, введенного Vello и учитывая сравнительно небольшую скорость изменения канала на интервале длительности OFDM-символа ограничимся линейной аппроксимацией:

$$\beta_k(t) = \beta_0(t_0) + \beta_k'(t_0)(t - t_0), \quad (4)$$

где $t_0 = T/2$.

Присутствующий в канале аддитивный белый гауссовский шум $n(t)$ имеет одностороннюю спектральную плотность мощности N_0 [Вт/Гц].

Для $k = 1, \dots, N$ $\beta_k(t)$ обладают идентичными статистическими характеристиками гауссова вида с нулевым средним и комплексными значениями.

Принимаемый сигнал OFDM имеет вид

$$y(t) = \sum_{k=1}^N \beta_k(t) S(t), \quad (5)$$

и сигнал на выходе m -го субканала с учетом (1), (5):

$$Y_m = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^N \left\{ \int_0^T \beta_k(t) e^{-j2\pi(f_m - f_k)t} dt \right\} S_k =$$

$$= g_0 S_m + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N g_{m-k} S_k; \quad (6)$$

где

$$g_l \triangleq \frac{1}{T} \int_0^T \beta_k(t) e^{-j2\pi l \Delta f t} dt, \quad (6a)$$

$g_l = |g_0| e^{i\varphi_0}$, $l = 0$ – коэффициент передачи субканала для полезного сигнала; $|g_l| e^{i\varphi_l}$, $l \neq 0$ – комплексный коэффициент взаимного влияния субканалов.

Если в канале присутствует «частотный сдвиг», то в (6) добавляется фазовый множитель

$$u(t) = e^{j2\pi \alpha \Delta f t} = e^{\theta t}, \quad (7)$$

где $\alpha = \delta f / \Delta f$, δf – «сдвиг частот», вызванный расхождением частот передачи и приема.

Суммарный эффект, вызываемый совместным влиянием доплеровского рассеивания и частотным сдвигом поднесущих, может быть оценен по величине α_{kl} , коэффициента влияния k -го субканала на m -й субканал:

$$\alpha_{kl} = \frac{1}{T} \int_0^T \beta_k(t) u(t) e^{-j2\pi l \Delta f t} dt, \quad (8)$$

здесь и далее $l = m - k$; $k = 1 - N$; $m = 1 - N$.

Получаем для (8) с учетом (4):

$$\alpha_{kl} = \frac{1}{T} \int_0^T \beta_k(t_0) \int_0^T e^{j\theta t} e^{-j2\pi l \Delta f t} dt +$$

$$+ \frac{1}{T} \int_0^T \beta_k'(t_0) \int_0^T (t - t_0) e^{j\theta t} e^{-j2\pi l \Delta f t} dt. \quad (9)$$

Для первого слагаемого в (9) можно видеть из [2], что оно равняется

$$\beta_k(t_0) \frac{\sin \pi(l - \alpha)}{\pi(l - \alpha)} e^{-j\pi(l - \alpha)} \quad (10a)$$

или эквивалентно

$$\beta_k(t_0) \left(-\frac{\sin(\pi l)}{\pi(l - \alpha)} e^{j\pi \alpha} \right). \quad (10b)$$

Представим второе слагаемое (9) в виде суммы двух интегралов. В результате получим, используя свойства ряда Фурье [10]:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \beta_k'(t_0) \int_0^T t e^{j\theta t} e^{-j2\pi l \Delta f t} dt = j \beta_k'(t_0) \frac{dS(w_l)}{dw_l}, \quad (11)$$

где $S(w_l)$ – спектральная плотность [2] функции, определяемой в (7), где $w_l = 2\pi l \Delta f$.

Второе слагаемое из суммы интегралов равно $-\beta_k(t_0) t_0 S(w_l)$. (12)

3. Оценка мощности МКП с моделируемым влиянием доплеровского распространения и смещения частоты

Введем следующие обозначения с учетом $t_0 = \frac{1}{2\Delta f}$:

$$F_l = -\frac{\sin(\pi l)}{\pi(l - \alpha)} e^{j\pi \alpha}; \quad F_0 = \frac{\sin(\pi \alpha)}{(\pi \alpha)} e^{j\pi \alpha};$$

$$F_l' = j \frac{dS(w_l)}{dw_l} =$$

$$= j e^{j\pi \alpha} \frac{\alpha}{2l(\Delta f) \pi(l - \alpha)} \left[e^{j\pi \alpha} + \frac{\sin(\pi l)}{\pi(l - \alpha)} \right]; \quad (13)$$

$$F_0' = \frac{e^{j\pi \alpha}}{j\alpha(2\Delta f)} \left[1 - \frac{\sin(\pi \alpha)}{(\pi \alpha)} \right].$$

Теперь выразим составляющую переданного символа d_m :

$$d_m =$$

$$= d_m \left[\beta_m(t_0) F_0 + \beta_m'(t_0) F_l' - \beta_k(t_0) \frac{1}{(2\Delta f)} F_l \right], \quad (14)$$

и составляющую межканальной помехи (МКП) $_m$:

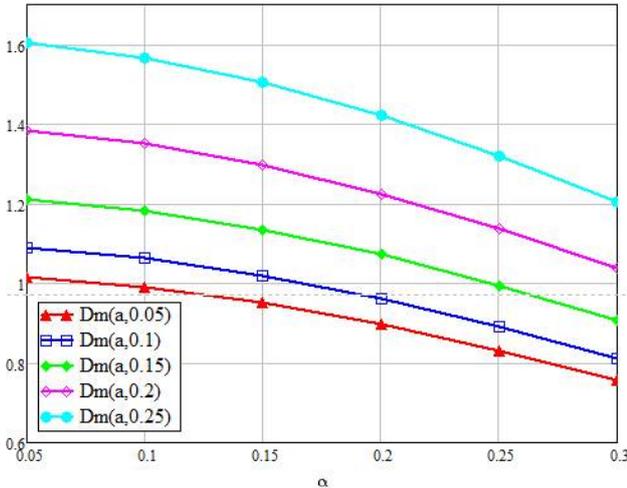


Рис. 1. Графики, иллюстрирующие (17) от β
 Fig. 1. Graphs illustrating (17) from β

$$\begin{aligned}
 (MKП)_m &= \\
 &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N d_k \left[\beta_k(t_0) F_l + \beta'_k(t_0) F'_l - \beta'_k(t_0) \frac{1}{(2\Delta f)} F_l \right]. \quad (15)
 \end{aligned}$$

Для вычисления мощностей (14) и (15) согласно [1] используем следующие статистические свойства случайных величин β_k , β'_k , d_k : все суммируемые слагаемые в (14) и (15) являются взаимно независимыми, так как:

а) гауссовские случайные величины β_k , β'_k :

$$M[\beta_k(t_0), \beta'_k(t_0)] = 0 \text{ для всех } [k, m] \in \overline{1, N};$$

б) произведения $\beta_m(t_0)\beta_k(t_0)$ – это произведения взаимно независимых от $d_m d_k$, для которых математическое ожидание $M(d_k) = 0$.

Если спектр доплеровского рассеивания имеет вид рассеивания Джейкса [1; 2], то дисперсия $\beta'_k(t)$ равняется

$$M\left[|\beta'_k(t)|^2\right] = 2\pi^2 F_d^2, \quad (16)$$

где F_d – максимальное значение рассеивания Доплера.

Выполнив алгебраические преобразования и приведения подобных членов и обозначив нормированную величину максимального значения доплеровского рассеивания $\beta = \frac{F_d}{\Delta f}$, получаем [9]:

$$\begin{aligned}
 M\left[|d_m|^2\right] &= \left[\frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi\alpha}\right]^2 + \\
 &+ (\pi\beta)^2 \left[\left(\frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi\alpha}\right)^2 + \frac{1}{(\pi\alpha)^2} \left(1 - \frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi\alpha}\right)^2 \right], \quad (17)
 \end{aligned}$$

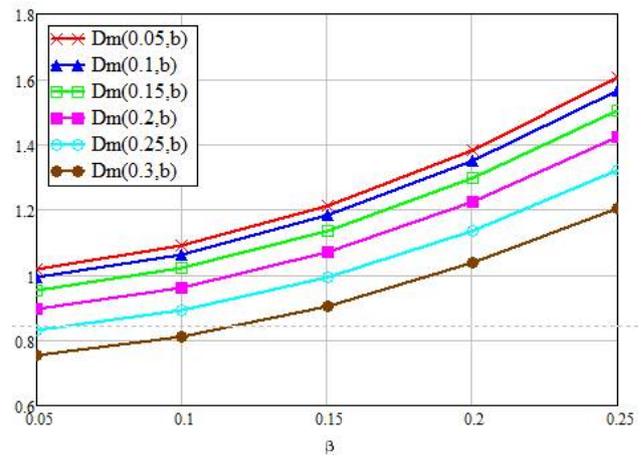


Рис. 2. Графики, иллюстрирующие (17) от α
 Fig. 2. Graphs illustrating (17) from α

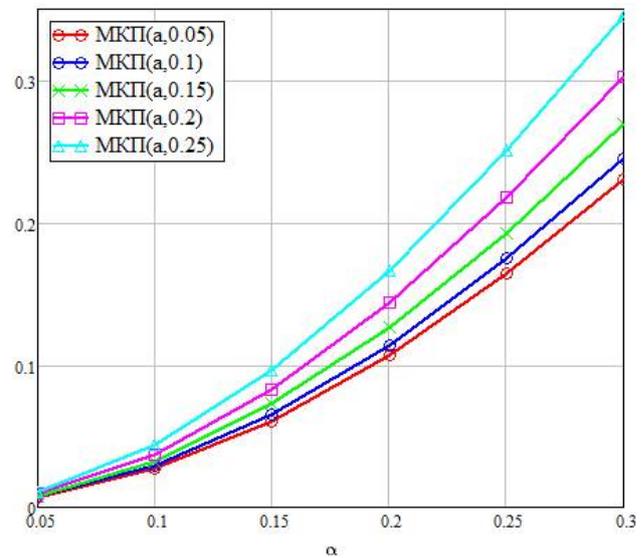


Рис. 3. Графики, иллюстрирующие (18) от α
 Fig. 3. Graphs illustrating (18) from α

и для средней мощности МКП:

$$\begin{aligned}
 P_{MKП} &= |MKП|^2 = \\
 &= \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq m}}^N \frac{1}{\pi^2 (k-m-\alpha)^2} \left\{ \sin^2(\pi\alpha) + (\pi\beta)^2 \times \right. \quad (18) \\
 &\times \left\langle \sin^2(\pi\alpha) \left(1 - \frac{\pi\alpha}{\pi(k-m)}\right)^2 + \right. \\
 &\left. \left. + \frac{(\pi\alpha)^2}{(\pi(k-m))^2} \left[\cos(\pi\alpha) + \frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi(k-m)} \right]^2 \right\rangle \right\}.
 \end{aligned}$$

Графики, иллюстрирующие зависимости (17) и (18), приводятся на рис. 1–3 соответственно для $N = 64$.

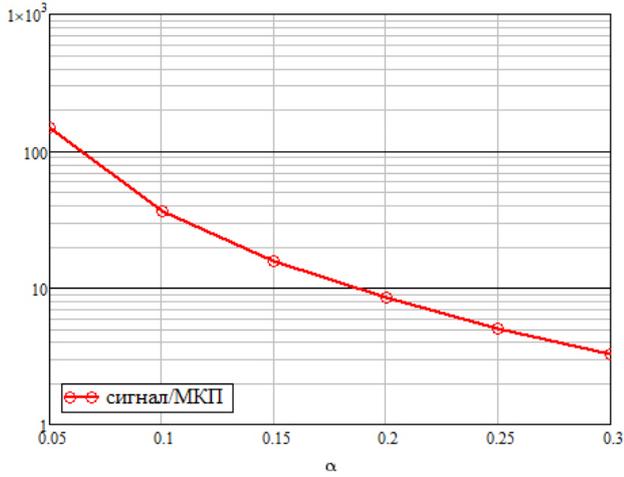


Рис. 4. Зависимость отношения мощностей сигнал/МКП и $P_{dm} / P_{МКП}$
 Fig. 4. Dependence of the signal/MCP power ratio and $P_{dm} / P_{МКП}$

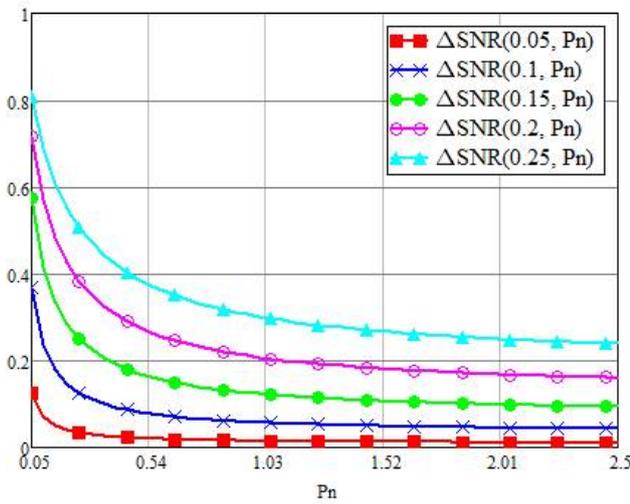


Рис. 5. ΔSNR в отсутствие доплеровского рассеивания, $\beta = 0$
 Fig. 5. ΔSNR in the absence of Doppler scattering, $\beta = 0$

Величина отношения мощностей сигнал/МКП, рассчитанная делением (17) на (18) и обозначенная $P_{dm} / P_{МКП}$, иллюстрируется графиком рис. 4.

4. Результаты ухудшения производительности OFDM-систем

Помехоустойчивость цифровых систем связи, в частности систем OFDM, – это функция аргумента – величины SNR, определяемой отношением P_c мощности сигнала к P_n мощности аддитивного шума в канале. Появление МКП, величина мощности которой не зависит от P_n , учитывается введением показателя SINR-отношения мощностей сигнала к $P_n + P_{МКП}$ [7; 8]:

$$SINR = \frac{P_c}{P_n + P_{МКП}}, \quad (19)$$

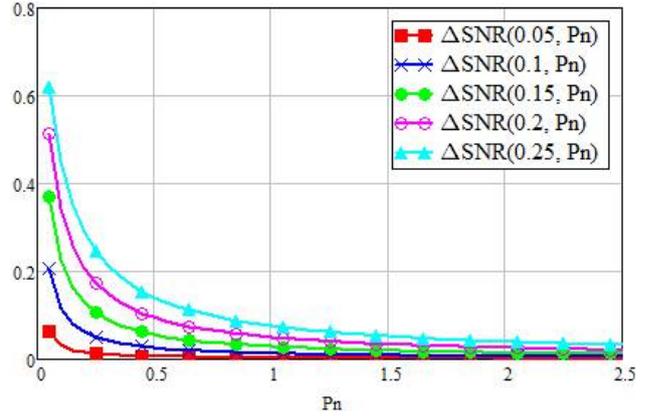


Рис. 6. ΔSNR для канала с быстрыми замираниями и с нулевым частотным рассогласованием
 Fig. 6. ΔSNR for a channel with fast fading and zero frequency mismatch

Легко видеть меру уменьшения величины SINR относительно величины SNR в системе OFDM, не подверженной воздействию доплеровского воздействия и сдвигу частот субканалов:

$$\Delta SNR = SNR - SINR = SNR \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{P_{МКП}}{P_N}} \right). \quad (20)$$

В формуле (20) учтено, что в данной работе предполагались величина мощности передаваемого символа, равная 1, и неизменной величина мощности шума. Ниже на графиках рис. 4 приведены результаты расчетов по формулам (20) и (18). Расчеты ΔSNR для канала в отсутствие доплеровского рассеивания ($\beta = 0$), выполненные по (20) с учетом $\beta = 0$ в (17) и (18), проиллюстрированы графиком рис. 5. А расчеты ΔSNR для канала с быстрыми замираниями и с нулевым частотным рассогласованием получены при $P_{МКП}$, позаимствованной из [3–6], график рис. 6.

Заключение

Сравнивая полученные результаты, можно оценить, насколько сочетанное влияние обоих рассмотренных источников нарушения ортогональности субканалов в системе OFDM увеличивает МКП и уменьшает отношение сигнал/шум по сравнению со случаями парциального воздействия каждого источника по отдельности. Что, в свою очередь, открывает возможность определения, насколько должны быть ужесточены требования к точности согласования частот при работе систем OFDM в каналах с быстрыми замираниями, т. е. при высокоскоростной мобильности пользователей.

Список литературы

1. Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading / T. Wang [et al.] // *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2006. Vol. 5, no. 6. P. 1422–1430.
2. Li Y., Stuber G. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications (Signals and Communication Technology)*. Berlin: Springer, 2006. P. 19–46.
3. Robertson P., Kaiser S. The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems // *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference*. 1999. Vol. 1. P. 329–333. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETECF.1999.797150>
4. Li Y., Cimini L.J. Interchannel interference of OFDM in mobile radio channels // *Globecom '00 – IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record*. 2000. Vol. 2. P. 706–710. DOI: <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2000.891231>
5. Kumar S. BER analysis of OFDM digital communication systems with improved ICI cancellation technique // *International Journal of Intelligent Systems and Applications*. 2014. Vol. 6, no. 4. P. 56–62. DOI: <https://doi.org/10.5815/ijisa.2014.04.06>
6. Martin-Vega F., Gomez G. Low-complexity pilot-based frequency-domain channel estimation for ICI mitigation in OFDM systems // *Electronics*. 2021. Vol. 10, no. 12. P. 1–16. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10121404>
7. Adaptive windowing for ICI mitigation in vehicular communications / E. Vlachos [et al.] // *IEEE Wireless Communications Letters*. 2018. Vol. 7, no. 6. P. 974–977. DOI: <https://doi.org/10.1109/LWC.2018.2842226>
8. Елисеев С.Н. Оценка величины мощности межканальной помехи OFDM-сигнала в канале с быстрыми замираниями // *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2017. Т. 11, № 4. С. 59–63.
9. Lin K.-Y., Lin H.-P., Tseng M.-C. An equivalent channel time variation mitigation scheme for ICI reduction in high-mobility OFDM systems // *IEEE Transactions on Broadcasting*. 2012. Vol. 58, no. 3. P. 472–479. DOI: <https://doi.org/10.1109/TBC.2012.2197450>
10. Rehman N., Lei Z., Hammad M. ICI cancellation in OFDM systems by frequency offset reduction // *Journal of Information Engineering and Applications*. 2014. Vol. 4, no. 9. P. 1–10. URL: <https://www.iiste.org/Journals/index.php/JIEA/article/view/15501>

References

1. Wang T. et al. Performance degradation of OFDM systems due to Doppler spreading. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, vol. 5, no. 6, pp. 1422–1430.
2. Li Y., Stuber G. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications (Signals and Communication Technology)*. Berlin: Springer, 2006, pp. 19–46.
3. Robertson P., Kaiser S. The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems. *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference*, 1999, vol. 1, pp. 329–333. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETECF.1999.797150>
4. Li Y., Cimini L.J. Interchannel interference of OFDM in mobile radio channels. *Globecom '00 – IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record*, 2000, vol. 2, pp. 706–710. DOI: <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2000.891231>
5. Kumar S. BER analysis of OFDM digital communication systems with improved ICI cancellation technique. *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 2014, vol. 6, no. 4, pp. 56–62. DOI: <https://doi.org/10.5815/ijisa.2014.04.06>
6. Martin-Vega F., Gomez G. Low-complexity pilot-based frequency-domain channel estimation for ICI mitigation in OFDM systems. *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 12, pp. 1–16. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10121404>
7. Vlachos E. et al. Adaptive windowing for ICI mitigation in vehicular communications. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, vol. 7, no. 6, pp. 974–977. DOI: <https://doi.org/10.1109/LWC.2018.2842226>
8. Eliseev S.N. Estimation of the power of interchannel interference of an OFDM signal in a channel with fast fading. *T-Comm: Telekommunikatsii i transport*, 2017, vol. 11, no. 4, pp. 59–63. (In Russ.)
9. Lin K.-Y., Lin H.-P., Tseng M.-C. An equivalent channel time variation mitigation scheme for ICI reduction in high-mobility OFDM systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2012, vol. 58, no. 3, pp. 472–479. DOI: <https://doi.org/10.1109/TBC.2012.2197450>
10. Rehman N., Lei Z., Hammad M. ICI cancellation in OFDM systems by frequency offset reduction. *Journal of Information Engineering and Applications*, 2014, vol. 4, no. 9, pp. 1–10. URL: <https://www.iiste.org/Journals/index.php/JIEA/article/view/15501>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 67–72

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.67-72

Received 22 January 2022
Accepted 24 February 2022

The effect of fast relay fading and frequency mismatch of the frequencies of the receiving and transmitting channels on the characteristics of the OFDM signal

Sergiy N. Eliseev¹, Lyudmila N. Filimonova² 

¹ Moscow Technical University of Communications and Informatics
8a, Aviamotornaya Street,
Moscow, 111024, Russia

² Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics
23, L. Tolstoy Street,
Samara, 443010, Russia

Abstract – In this paper, we consider the negative simultaneous effect of fast relay fading in the channel and mutual frequency shifts of subcarriers between the transmitting and receiving sides of the channel, causing violation of orthogonality between the signals of individual subchannels of OFDM system. Violation of orthogonality is manifested in the appearance of mutual interference signal at the receiving end of the channel in each OFDM subchannel. The paper evaluates the joint effect of fast fading and frequency shifts on the magnitude of the transient interference between subchannels and investigates in sufficient detail the manifestation of transient interference between individual subchannels caused by orthogonality violations each of the two factors cited separately. In this paper, we consider the simultaneous effect of both factors and their influence on the value of the interchannel transient interference.

Keywords – wireless communication systems; carrier frequency offset; fast Rayleigh fading; Doppler spreading; inter-channel interference.

Информация об авторах

Елисеев Сергей Николаевич, доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей Московского технического университета связи и информатики, г. Москва, Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, мобильная связь, телерадиовещание.

E-mail: fgupnrsnr@yandex.ru

Филимонова Людмила Николаевна, аспирант, инженер кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, г. Самара, Россия. В 2019 г. окончила магистратуру Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики с отличием по направлению подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Область научных интересов: нанотехнологии, методы и средства цифровой обработки сигналов и их применение в системах радиосвязи и радиовещания и телевидения.

E-mail: lyudmila.trifonova.2012@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6761-8292>

Information about the Authors

Sergey N. Eliseev, Doctor of Technical Sciences, professor of the Department of Theory of Electrical Circuits, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia.

Research interests: digital signal processing, mobile communications, television and audio broadcasting.

E-mail: fgupnrsnr@yandex.ru

Lyudmila N. Filimonova, postgraduate student, engineer of the Department of Radio Electronic Systems, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russia. In 2019, she graduated from the Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics magistracy with honors in the field of training «Infocommunication technologies and communication systems».

Research interests: nanotechnology, methods and means of digital signal processing and their application in radio communication and radio broadcasting and television systems.

E-mail: lyudmila.trifonova.2012@mail.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6761-8292>

Исследование цифрового диаграммообразования для оптимального помехо- и шумоподавления в антенных решетках различной формы с направленными излучателями

Ю.Б. Нечаев¹, И.В. Пешков² 

¹ Воронежский государственный университет
394018, Россия, г. Воронеж,
Университетская пл., 1

² Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина
399770, Россия, Липецкая обл., г. Елец,
ул. Коммунаров, 28

Аннотация – В статье исследуется цифровое диаграммообразование по азимуту и углу места, что способствует более точному формированию нулей и максимума. Рассматриваются статистически оптимальный алгоритм минимума дисперсии, алгоритм обращения корреляционной матрицы с применением регуляризации, а также управления нулями на выходе цилиндрической, полусферической и планарной решеток. Проведена оценка отношения мощности полезного сигнала к результирующей мощности активной помехи и шума и вероятности битовой ошибки на выходе цифровых антенных решеток в зависимости от коэффициента направленного действия антенных элементов, числа выборок усреднения. Установлено, что полусферическая антенная решетка позволяет значительно повысить надежность передачи в сравнении с рассматриваемыми, что снизит вычислительную нагрузку без привлечения усложненных алгоритмов диаграммообразования.

Ключевые слова – моделирование; цифровые антенные решетки; диаграммообразование; цилиндрические антенные решетки; направленные излучатели; КНД; вероятность битовой ошибки.

Введение

Цифровое формирование диаграммы направленности антенными решетками (АР) для усиления полезного радиосигнала и подавления шума и помех представляет серьезный исследовательский интерес в таких областях, как радиолокация, гидролокация и беспроводные телекоммуникационные системы [1]. Различаются антенные решетки, пригодные для азимутального и угломестного сканирования [2–5], являющиеся в настоящее время актуальным направлением применения для цифрового диаграммообразования. Так, в задачах сверхвысокочастотной связи такие подходы применяются для построения сетей связи пятого поколения для более точной пространственной фильтрации [6]. Кроме того, для коротковолновой связи также необходимо точное формирование нулей и максимумов диаграммы направленности по углу места, т. к. известны суточные колебания волн, отраженных от ионосферы [7]. Однако распространенной причиной снижения характеристик адаптивных алгоритмов является недостаточная изученность влияния характеристик отдельных антенных элементов (АЭ) на формирование цифровой диаграммы направленности (ДН) в азимутальной и угломестной плоскостях.

Для осуществления всех перечисленных преимуществ цифровых антенных решеток (ЦАР) необходимо формирование ДН заданной формы, что означает определение весовых коэффициентов. Статистически оптимальный алгоритм подавления помех и шума [8], а также алгоритм управления нулями и обращения пространственной корреляционной матрицы остаются довольно популярными для этой цели. Можно утверждать, что представляется актуальным исследование АР с направленными элементами в совокупности с алгоритмами адаптивного диаграммообразования по азимуту и углу места для выбора оптимальной конфигурации цифровой антенной решетки, снижающей ошибки при передаче инфокоммуникационных сигналов.

1. Основные предположения

Предположим, что M радиосигналов приходят на антенную решетку с различных направлений $\{\varphi_m, \theta_m\}_{m=0}^{M-1}$, где φ – угол места; θ – азимут. Для произвольной геометрической конфигурации комплексный вектор сигналов на выходе АР описывается выражением [9]:

$$\vec{x}(t) = \mathbf{A} \cdot \vec{s}(t) + \vec{n}(t), \quad (1)$$

где $\vec{x}(t)$ – N -мерный вектор, описывающий сигналы на выходе каждого антенного элемента АР;

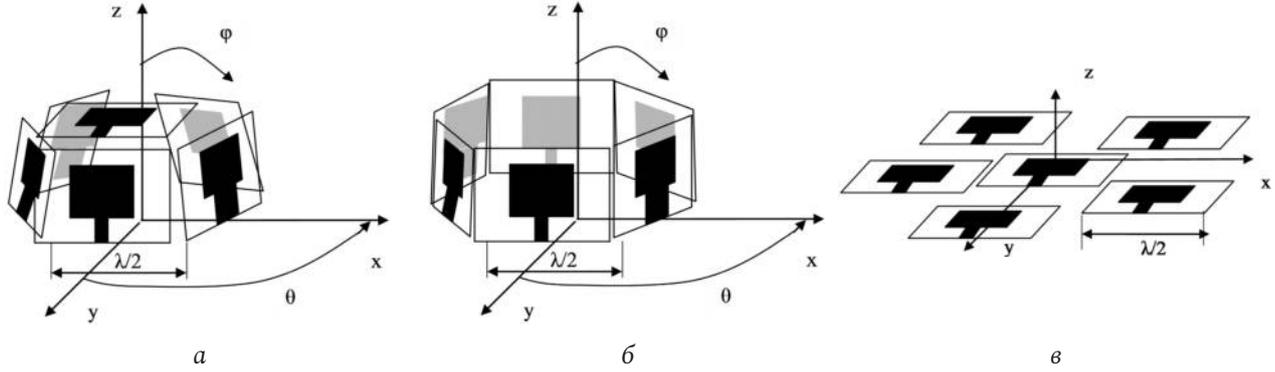


Рис. 1. Схематическое изображение антенных решеток с направленными излучателями: а – полусферная; б – цилиндрическая; в – плоская

Fig. 1. Schematic representation of antenna arrays with directional emitters: a – hemispherical; b – cylindrical; c – flat

$\vec{s}(t)$ – M -мерный вектор сигналов; $\vec{n}(t)$ – N -мерный вектор шума; \mathbf{A} – $N \times M$ матрица направляющих векторов.

Рассмотрим структуру цилиндрической (ЦиАР) и других антенных решеток, состоящих из направленных излучателей (рис. 1).

Обозначим $g_i(\omega, \theta, \varphi)$ – усиление и фазу АЭ в зависимости от частоты и направления, тогда вектор распределения фазы и амплитуды АР:

$$\mathbf{a}(\omega, \theta, \varphi) = \begin{bmatrix} g_1(\omega, \theta, \varphi) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_1^T} \\ g_2(\omega, \theta, \varphi) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_2^T} \quad \dots \quad g_N(\omega, \theta, \varphi) e^{j\mathbf{k}\mathbf{r}_N^T} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$\mathbf{k} = \frac{2\pi}{\lambda} (k_x, k_y, k_z) = (\sin \varphi \cos \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \varphi)$$

– волновое число, описывающее скорость изменения фазы распространяющейся волны в направлениях x, y, z , $\mathbf{r}_n^T = (x_n, y_n, z_n)^T$ – радиус-вектор к n -му АЭ и $g_n(\theta, \varphi)$ – коэффициент усиления n -го АЭ. Направляющие векторы антенных решеток в форме полусферы (рис. 1, а), цилиндра (рис. 1, б) и на плоскости (рис. 1, в) достаточно громоздки и описаны в более ранних работах [10].

Для исследования эффекта влияния коэффициента направленного действия (КНД) на характеристики цифрового диаграммообразования необходимо иметь модель диаграммы излучения гипотетической антенны. Предполагается, что ДН симметрична в трехмерной плоскости, тогда модель ДН по мощности в дальней зоне относительно изотропной антенны представляется как [11]:

$$G(\theta) = \frac{D}{2^m} (1 + \sin(\varphi))^m \left(1 + \cos\left(\theta - \frac{2\pi n}{N}\right) \right)^m, \quad (3)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1,$$

где D – коэффициент направленного действия.

2. Цифровое диаграммообразование

Цель формирования ДН при приеме, учитывая пространственную характеристику интересующего пользователя, состоит в том, чтобы получить сигнал от этого отправителя (*полезный сигнал*) без изменения, с максимально возможным подавлением помех и шума. Пространственная характеристика может быть оценена заранее, с использованием, например, методов из [9].

В телекоммуникационных системах выходной сигнал в момент времени k получается линейной комбинацией данных с N антенных элементов:

$$y(k) = \vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{x}}(k), \quad (4)$$

где $\vec{\mathbf{w}}$ – вектор весовых коэффициентов. Изменяя $\vec{\mathbf{w}}$, можно расположить луч диаграммы направленности в любом направлении и адаптивно управлять ее формой, чтобы суммарная мощность помех и аддитивного шума были минимальны при несущественных искажениях полезного сигнала, т. е. [12]:

$$\min_{\vec{\mathbf{w}}} E\{\vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{x}}_{i+n}\} \text{ при } \vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{a}}_1 = 1, \quad (5)$$

где $\vec{\mathbf{x}}_{i+n}$ – сигнал с элементов АР, содержащий только помехи и шум.

3. Управляющий нулями формирователь ДН

Данный алгоритм используется, чтобы погасить помехи, приходящие с известных координат путем формирования нулей ДН в определенных направлениях. Весовой вектор получается, исходя из следующих условий:

$$\vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{a}}(\theta_0, \varphi_0) = 1,$$

$$\vec{\mathbf{w}}^H \vec{\mathbf{a}}(\theta_1, \varphi_1) = 0,$$

$$i = 1, \dots, M-1, \quad (6)$$

где $\vec{a}(\theta_0, \varphi_0)$ – направляющий вектор полезного сигнала; $\vec{a}(\theta_i, \varphi_i)$ – направляющий вектор помех. В случае, когда количество сигналов M , прибывших на АР, меньше, чем число АЭ N , было предложено решение [13]:

$$\vec{w}^H = \vec{e}_1^T \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1}, \quad (7)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица $N \times M$.

Хотя ДН, полученная этим формирователем, имеет нули в направлениях помех, данный метод не разрабатывался для минимизации некоррелированного шума на выходе АР. Этого возможно достичь, выбирая значения \vec{w}^H , которые минимизируют среднюю выходную мощность в зависимости от выше обозначенных ограничений. Варианты применения схемы управления нулями ДН для какой-либо мобильной коммуникационной системы, размещенной на базовой станции, описан в [14–16].

4. Оптимальный алгоритм диаграммообразования

Зачастую требуется подавить как шум, так и активные помехи. Решением для этих ограничений является формирователь ДН, который максимизирует отношение выходного сигнала к помехе и шуму.

Тогда отношение мощности сигнала к сумме мощностей помех и шума (ОСПШ) на выходе АР [17]:

$$\text{ОСПШ} = \frac{\vec{w}^H \mathbf{R}_{ss} \vec{w}}{\vec{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \vec{w}}. \quad (8)$$

Выражение, которое максимизирует ОСПШ, может быть получено составлением функционала Лагранжа и приравниванием его градиента к нулю. И тогда вектор весовых коэффициентов принимает вид [18]:

$$\vec{w}_{MV} = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}{\vec{a}(\theta_0)^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}. \quad (9)$$

Выражение (9) является статистически оптимальным в отношении выходного ОСПШ. Однако данный алгоритм требует большого объема вычислений для получения обратной матрицы \mathbf{R}_{i+n} .

5. Алгоритм обращения выборочной корреляционной матрицы

В практических приложениях истинная матрица \mathbf{R}_{i+n} обычно неизвестна и вместо нее используется оценочная версия \mathbf{R} , получаемая из набора K временных отсчетов [4]:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \vec{x}(k) \vec{x}^H(k). \quad (10)$$

Основной идеей алгоритма обращения выборочной корреляционной матрицы (SMI-Sample matrix inversion) является замена \mathbf{R}_{i+n} на \mathbf{R} . Тогда весовые векторы SMI могут быть получены [19]:

$$\vec{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}{\vec{a}(\theta_1)^H \mathbf{R}^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}. \quad (11)$$

Оценка весового вектора требует инверсии матрицы \mathbf{R} , тогда процесс получения обновленной матрицы \mathbf{R}^{-1} выполняется следующим образом [20]:

$$\mathbf{R}^{-1}(k) = \mathbf{R}^{-1}(k-1) - \frac{\mathbf{R}^{-1}(k-1) \vec{x}(k) \vec{x}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k-1)}{1 + \vec{x}^H(k) \mathbf{R}^{-1}(k-1) \vec{x}(k)}, \quad (12)$$

где

$$\mathbf{R}^{-1}(0) = \frac{1}{\varepsilon_0} \mathbf{I}, \quad \varepsilon_0 > 0.$$

И, таким образом, весовой вектор \vec{w} известен в любой момент времени k .

Известно, что использование \mathbf{R} вместо \mathbf{R}_{i+n} вызывает некоторое снижение характеристик ЦАР в случае, когда полезный сигнал присутствует в отсчетах вектора \vec{x} . С увеличением количества выборок значения элементов матрицы \mathbf{R} приближаются к величинам теоретической матрицы \mathbf{R} , получающейся усреднением бесконечного числа непрерывных временных отсчетов. При условии отсутствия компонент полезного сигнала в выборках, и когда направляющий вектор полезного сигнала точно известен, оцениваемые весовые коэффициенты приближаются к своим оптимальным значениям, т. е. $k \rightarrow \infty$, $\mathbf{R}_{i+n}(k) \rightarrow \mathbf{R}$, $\vec{w}_{MV}(k) \rightarrow \vec{w}_{MV}$ [20].

Поскольку на практике в матрице \mathbf{R} содержатся как компоненты полезного сигнала, так и помехи с шумом, использование алгоритма SMI сопряжено с опасностью подавления информационного сообщения, поскольку полезный сигнал воспринимается алгоритмом как помеха. Для снижения уровня боковых лепестков и устранения подавления полезного сигнала необходимо провести регуляризацию матрицы \mathbf{R} [21]:

$$\mathbf{R}_{DL} = \mathbf{R} + e \mathbf{I}, \quad (13)$$

где e – коэффициент регуляризации, снижающий уровень боковых лепестков ДН.

6. Результаты моделирования

В данном разделе будут рассматриваться цилиндрические, полусферные и плоские цифровые

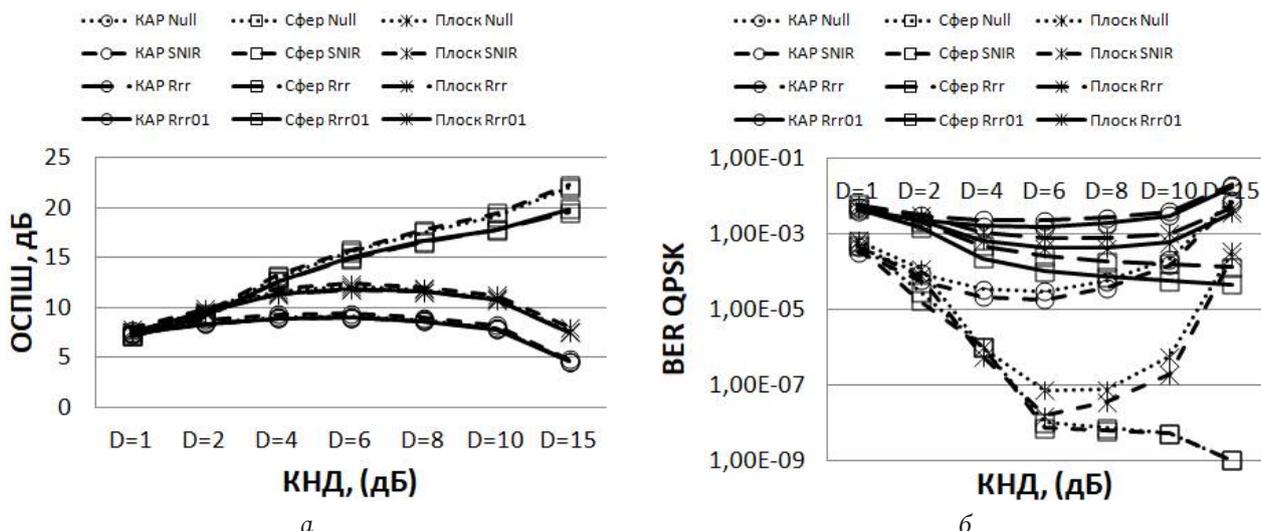


Рис. 2. Характеристики цифровых антенных решеток в зависимости коэффициента направленного действия отдельного элемента: *a* – ОСПШ; *б* – битовая ошибка QPSK
Fig. 2. Characteristics of digital antenna arrays depending on the directivity of an individual element: *a* – SINR; *b* – QPSK bit error

антенные решетки (рис. 1), $N = 6$, межэлементное расстояние составляет $\lambda/2$. Будем оценивать диаграмму направленности в трехмерной плоскости, т. е. по азимуту и углу места. В частности, будут подвергаться пристальному вниманию отношение сигнал/помеха + шум (8) и вероятность битовой ошибки на выходе ЦАР соответствующих решеток.

Далее будем рассматривать на выходе цифровой антенной решетки статистически оптимальный алгоритм подавления помех и шума (выражение (9), «SNIR» на рис. 2 и 5), управляющий нулями (выражение (7), «Null» на рис. 2 и 5), а также алгоритм обращения выборочной корреляционной матрицы с применением регуляризации (выражение (13), «Rrr01» и «Rrr1» на рис. 2 и 5), описываемый формулой (11) («Rrr» на рис. 2 и 5). В случае использования (9) в отчетах присутствуют только компоненты помех и шума, а в случае SMI для получения матрицы (10) добавляется помимо помех и шума также и полезный сигнал.

Кроме того, предполагается использовать АЭ, у которых КНД установлен от 1 (всенаправленный излучатель) до 15, т. е. остронаправленного излучателя. Сделано это для оценки влияния характеристик направленности каждой конкретной антенны на общую ДН цифровой антенной решетки в целом в азимутальной и угломестной плоскости. При этом на ЦАР подаются полезный сигнал, координаты которого заданы по азимуту $\theta = 0^\circ$, углу места $\varphi = 45^\circ$, а также активная помеха с $\theta = 25^\circ$, $\varphi = 45^\circ$. Данные сообщения моделируются как комплексные с единичной мощностью с гауссовским распределением, отношение сигнал/шум (ОСШ) на

входе ЦАР составляет 0 дБ. При этом предполагается, что используется 100 выборок с выходов АЭ для получения пространственных матриц.

Из графиков на рис. 2 можно сделать несколько выводов. В первую очередь необходимо отметить, что явна зависимость от направленности отдельного элемента в характеристиках антенной решетки в целом. Очевидно, что отношение сигнала к помехе с шумом на выходе ЦАР зависит от характеристик направленности каждого излучателя, при этом в противоположном друг для друга направлении полусферной геометрии АР от остальных форм. Из рис. 2, *a* видно, что при использовании плоских и цилиндрических АР отношение сигнал/помеха + шум на выходе ЦАР увеличивается с ростом КНД элементов от 1 до 6 дБ, в этом случае разница ОСПШ практически в 2 раза между данными значениями направленности. Дальнейшее повышение КНД элементов свыше 6 дБ приводит к снижению ОСПШ на выходе ЦАР после цифрового диаграммообразования также двукратно от 10 до 5 дБ. В то же самое время использование полусферной АР для цифровых антенных решеток вызывает практически линейный подъем ОСПШ на выходе от 6 до 24 дБ при пропорциональном изменении направленности элементов.

На графиках из рис. 2, *б* показаны вероятности битовой ошибки рассматриваемых антенных решеток и алгоритмов диаграммообразования в зависимости от направленности элементов. Из рис. 2 видно, что кривые *a* и *б* взаимно обратные. Так, к примеру, битовая ошибка полусферных решеток снижается от 10^{-3} до 10^{-9} с увеличением КНД

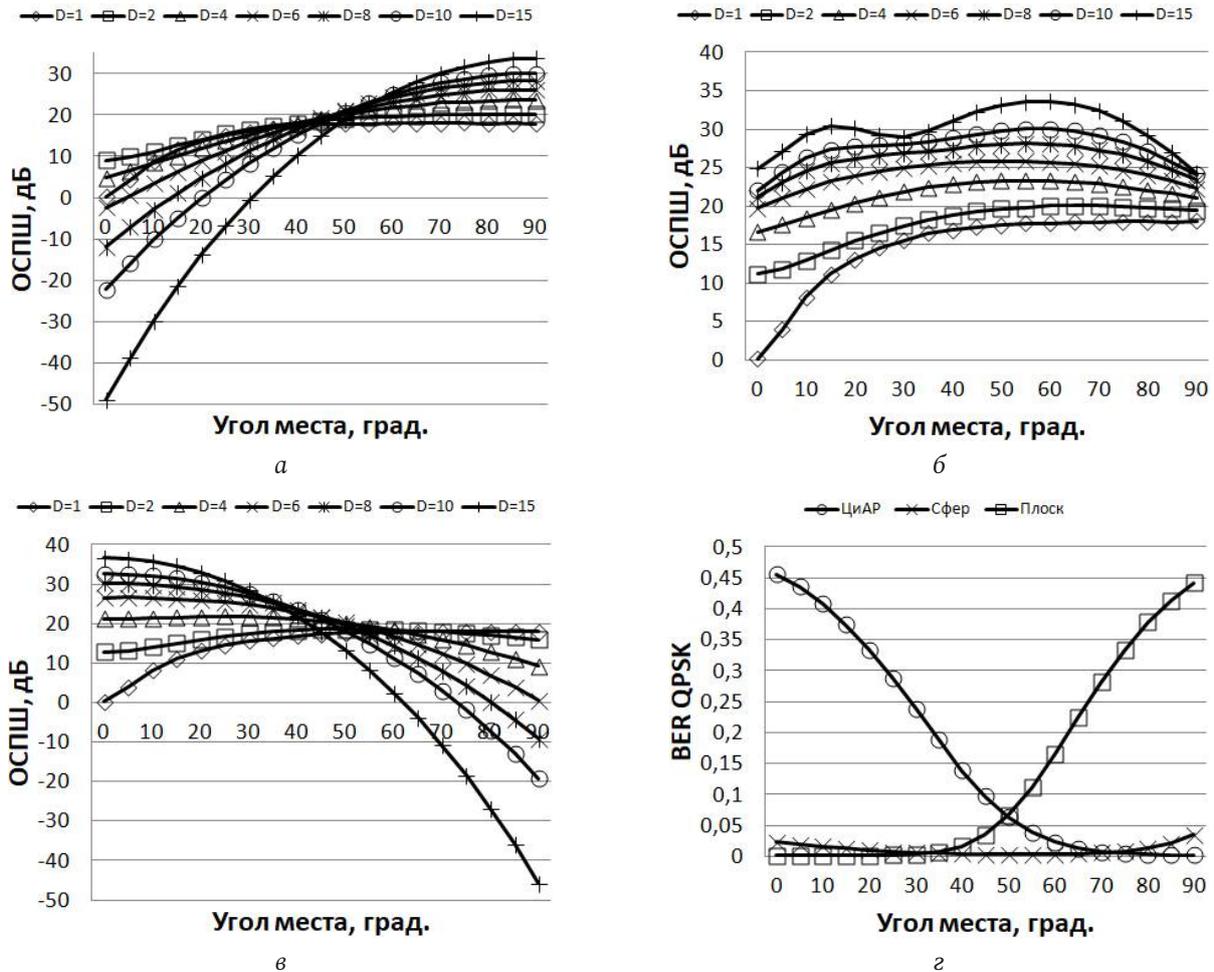


Рис. 3. Отношение мощности полезного сигнала к сумме мощностей помехи и шума на выходе ЦАР в зависимости от направления на источник по углу места и КНД отдельного элемента для: а – кольцевой АР; б – полусферной АР; в – плоской АР; г – вероятность битовой ошибки, $D = 6$ дБ

Fig. 3. The ratio of the useful signal power to the sum of the interference and noise powers at the CAR output depending on the direction to the source in terms of elevation and the directivity factor of an individual element for: a – ring AA; b – hemispherical AR; c – flat AR; d – bit error probability, $D = 6$ dB

антенн. При этом использование АР цилиндрической и планарной геометрий вызывает волнообразный характер изменения появления ошибок QPSK-сигнала, т. е. колебание в пределах 10^{-3} до 10^{-5} для ЦилиАР и 10^{-3} до 10^{-8} для плоской АР.

На следующих графиках из рис. 3 показаны характеристики цифровых антенных решеток в зависимости от положения полезного сигнала и активной помехи в пространстве. Месторасположение данных равномошных источников по азимуту фиксировано, но при этом они смещались по углу места от 0° и 90° , наряду с этим ОСШ = -10 дБ. Оценивалось ОСПШ на выходе ЦАР для оптимального алгоритма (9) для рассматриваемых форм решеток.

При смещении источников сигналов в угломестной плоскости от 0° до 90° происходят значительные колебания отношения сигнал/помеха + шум на выходе ЦАР. Так, если источники полезного сиг-

нала имеет координату по углу места, равную 0° (т. е. над цифровой антенной решеткой), то при использовании цилиндрической АР ОСПШ имеет отрицательные или близкие к нулю значения (рис. 3, а), другими словами, тогда уровень сигнала много ниже уровня негативных воздействий. При этом плоская антенная решетка имеет максимальные значения по уровню полезного сигнала (рис. 3, в). При этом данные две формы АР значительно влияют на ОСПШ в зависимости от КНД элементов. Значения сигнал/помеха + шум заметно повышаются при смещении от $\varphi = 0^\circ$ до 45° . При дальнейшем перемещении источников сигналов сверх $\varphi = 45^\circ$, ОСПШ повышается от 20 до 30 дБ для ЦилиАР. Плоская форма размещения АЭ дает зеркальные значения цифрового диаграммообразования в сравнении с цилиндрической АР. Полусферная форма антенной решетки имеет более плавные значения на выходе ЦАР

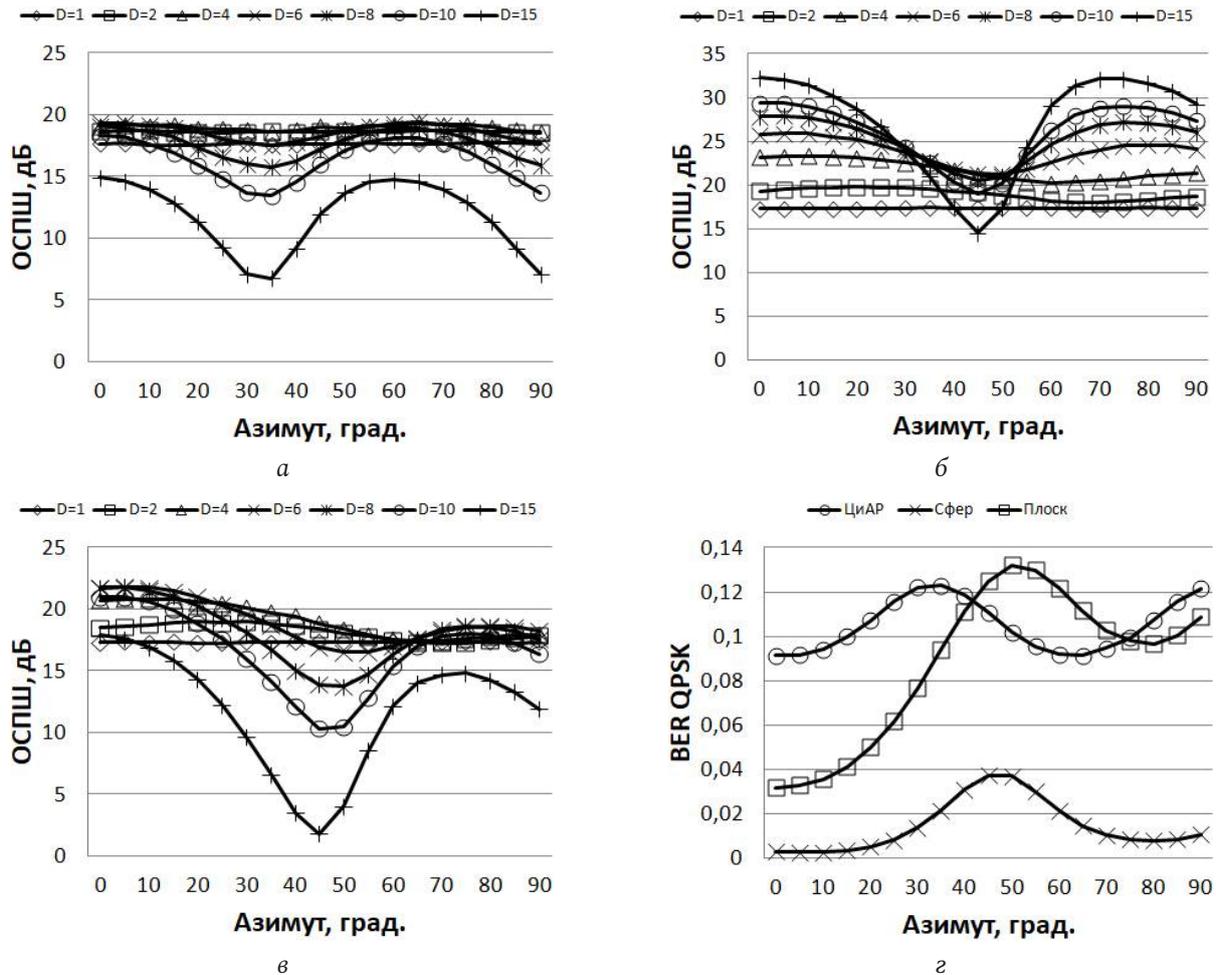


Рис. 4. Отношение мощности полезного сигнала к сумме мощностей помехи и шума на выходе ЦАР в зависимости от направления на источник по азимуту и КНД отдельного элемента для: а – кольцевой АР; б – полусферной АР; в – плоской АР; г – вероятность битовой ошибки, $D = 6$ дБ

Fig. 4. The ratio of the useful signal power to the sum of the interference and noise powers at the CAR output, depending on the direction to the source in azimuth and the directivity factor of an individual element for: a – ring AA; b – hemispherical AR; c – flat AR; d – bit error probability, $D = 6$ dB

в зависимости от положения по углу места. Так, при КНД элемента, равного 6 дБ, изменения отношения сигнал/помеха + шум находятся в пределах 20÷25 дБ (рис. 3, б). Вероятность битовой ошибки полусферной АР значительно меньше, чем при других рассматриваемых типов, т. е. 0,02÷0,0022 и 0,45÷0,09 соответственно.

На следующих графиках из рис. 4 показаны характеристики цифровых антенных решеток в зависимости от положения равномошных источников по азимуту от 0° до 90° и 50° до 140° соответственно, координаты по углу места фиксированы на 45°, отношение сигнал/шум на входе ЦАР составляет -10 дБ.

Как видно из графиков на рис. 4, при смещении источников сигнала в азимутальной плоскости от 0° до 90° происходят колебания параметров. Изменчивость величин происходит не линейно, а волнообразно в зависимости от покрытия тем

или иным элементом определенного сектора. Особенно при увеличении направленности антенного элемента. Так, если КНД элементов равно 15 дБ, то при цифровом диаграммообразовании ЦиАР колебания выходного ОСПШ составляют 8 дБ, а при использовании полусферной АР – 16 дБ. При снижении направленности отдельного элемента до 6 дБ колебания выходного отношения сигнал/помеха + шум для ЦиАР находятся в пределах 1 дБ, а полусферной решетки – 3 дБ. В этом смысле плоская антенная решетка схожа по своему поведению с последней. При этом вероятность битовой ошибки полусферной АР также значительно меньше, чем у других рассматриваемых типов, в частности ЦиАР, т. е. 0,003÷0,03 и 0,11÷0,09 соответственно.

Рассмотрим зависимость от числа отсчетов усреднения шумовой корреляционной матрицы (10). В этом случае моделировались два источника равной мощности, при этом отношение сигнал/шум

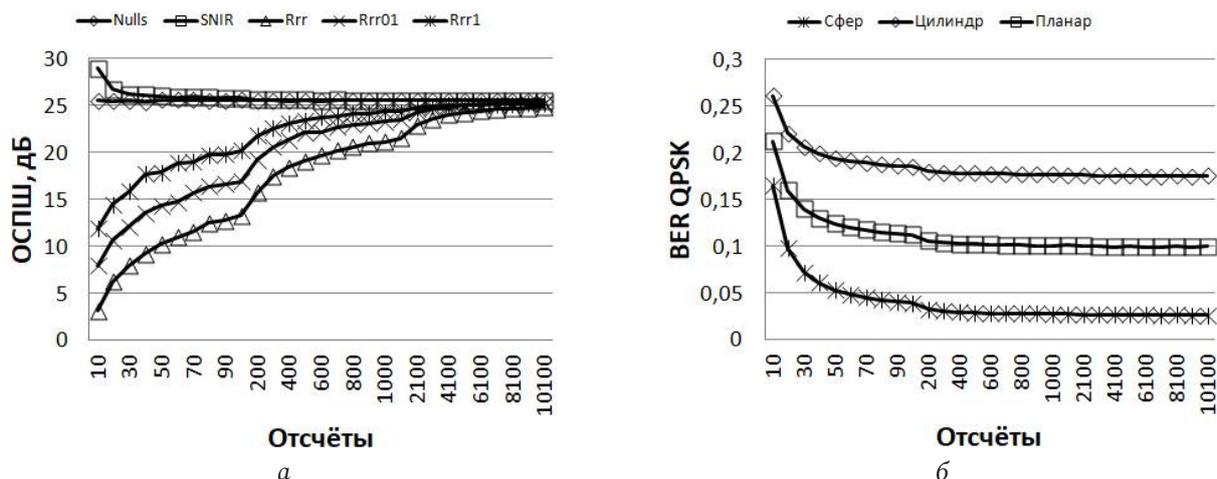


Рис. 5. Характеристики ЦАР в зависимости числа отсчетов усреднения корреляционных матриц для: *a* – рассматриваемых алгоритмов; *b* – антенных решеток после использования SMI, $e = 1$
 Fig. 5. Characteristics of the CAR depending on the number of samples of averaging the correlation matrices for: *a* – considered algorithms; *b* – antenna arrays after using SMI, $e = 1$

на входе ЦАР составляет -10 дБ. КНД отдельного элемента фиксировано на $D = 6$ дБ.

Из рис. 5 видно, что если в каналах присутствуют только помехи и шум, т. е. используется алгоритм (9), выходное отношение сигнал/помеха + шум практически не зависит от числа отсчетов (рис. 5, *a*). Однако при использовании алгоритма SMI, когда к выборкам подмешивается полезный сигнал, что, как правило, происходит в реальных приложениях, выходные значения ОСПШ зависят от их числа прямо пропорционально. К примеру, происходит повышение от 6 до 22 дБ при увеличении числе отсчетов от 10 до 1000 при коэффициенте регуляризации, равном 0,1 (рис. 5, *a*).

Кроме того, разница между ОСПШ в зависимости от коэффициента регуляризации (13) составляет 3 дБ при $e = 0,1$ и 7 дБ при $e = 1$ относительно ситуации, когда $e = 0$ (рис. 5. *a*). Из рис. 2 и 5, *b* видно, что если угол склонения составляет 45° , то плоская АР имеет лучшую вероятность битовой ошибки, чем кольцевая, при этом больше, чем полусферная. Например, считая установившийся режим при $K = 100$, 0,1128 (плоская), 0,1855 (ЦиАР) и 0,0395 (полусфера).

Заключение

В статье исследованы алгоритмы цифрового диаграммообразования в составе цилиндрических, полусферных и планарных АР в зависимости от коэффициента направленного действия антенного элемента. Цифровое формирование диаграммы направленности производится с помощью оптимального накопительного алгоритма подавления

помех и шума, в том числе с применением регуляризации пространственной матрицы. Важнейшие характеристики диаграммообразования, такие как отношение мощности полезного сигнала к сумме помехи и шума, а также вероятность битовой ошибки на выходе ЦАР оцениваются для идеальных изотропных, а также направленных элементов для рассматриваемых форм АР и алгоритмов. С помощью компьютерной симуляции установлено, что значительное понижение ошибок передачи данных, а также высокий коэффициент ОСПШ могут быть достигнуты, если использовать подходящее значение коэффициента направленного действия оптимальным образом подобранной формы расположения антенных элементов.

В ходе исследования выявлено, что вероятность битовой ошибки сигнала с модуляцией QPSK после применения полусферной ЦАР также на несколько порядков ниже и данные значения много стабильнее во всем диапазоне нахождения источников сигналов в пространстве, чем у других рассматриваемых АР. Колебания выходного ОСПШ в угломестной и азимутальной плоскости у последней значительно меньше, и в целом полученные значения превышены на 5–10 дБ относительно цилиндрических и планарных цифровых АР. Оптимальным выбором числа отсчетов усреднения пространственной корреляционной матрицы являются значения свыше 100, но не превышающие 1000, т. к. дальнейшее увеличение числа выборок приведет к росту вычислительной сложности диаграммообразования без существенного выигрыша отношения сигнал/помеха + шум и вероятности битовой ошибки.

Таким образом, можно сказать, что оптимальным выбором коэффициента направленного действия для высокой мощности полезного сигнала и подавления шума и помех является значение в пределах 6–8 дБ с полусферным расположением антенных элементов. В качестве

подхода для формирования ДН предпочтительно использовать алгоритм управления нулями либо обращения пространственной корреляционной матрицы с числом выборок около 100–200 и коэффициентом регуляризации 0,1 и выше.

Список литературы

1. Bogale E., Wang X., Le L.B. Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: Potential benefits and challenges // *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2016. Vol. 11, no. 1. P. 64–75. DOI: <https://doi.org/10.1109/MVT.2015.2496240>
2. Huang P., Xu W., Qi W. Two dimension digital beamforming preprocessing in multibeam ScanSAR // *Progress in Electromagnetics Research*. 2013. Vol. 136. P. 495–508. DOI: <https://doi.org/10.2528/PIER12111502>
3. 3D beamforming: Performance improvement for cellular networks / H. Halbauer [et al.] // *Bell Labs Technical Journal*. 2013. Vol. 18, no. 2. P. 37–56. DOI: <https://doi.org/10.1002/bltj.21604>
4. Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A. The estimation of radio direction-finding performance in volume antenna arrays with directive radiators by music method // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). 2018. P. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457063>
5. Нецаев Ю.Б. Оценка границы Крамера – Рао выпуклых антенных решеток с направленными излучателями для радиопеленгации // *Вестник НТУ «КПИ»*. Серия Радиотехника, Радиоаппаратостроение. 2018. Вып. 75. С. 16–24. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2018.75.16-24>
6. Eckhardt H., Klein S., Gruber M. Vertical antenna tilt optimization for LTE base stations // 2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). 2011. P. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETECS.2011.5956370>
7. Budyak V.S., Vorfolomeev A.A. Space-time discretization in HF receiving multichannel antenna systems // 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2011. P. 71–75. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2011.6072598>
8. Balanis C., Ioannides P. Introduction to Smart Antennas. San Francisco: Morgan and Claypool Publishers, 2007. 174 p.
9. Friedlander B., Tuncer T. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. Burlington: Academic Press, 2009. 456 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2009-0-19135-3>
10. The comparison of digital beamforming technology for optimal noise reduction in conformal antenna arrays with directive radiators / I.W. Peshkov [et al.] // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). 2020. P. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166041>
11. Direction of arrival estimation using directive antennas in uniform circular arrays / B.R. Jackson [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2015. Vol. 63, no. 2. P. 736–747. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2384044>
12. Monzingo R.A., Haupt R.L., Miller T.W. Introduction to Adaptive Arrays. Raleigh: SciTech Publishing Inc., 2011. 510 p.
13. Godara L.C. Smart Antennas. Boca Raton: CRC Press, 2004. 448 p.
14. Venkataramana D., Sanyal S.K., Misra I.S. Digital signal processor-based broad null beamforming for interference reduction // *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2016. Vol. 35, no. 1. P. 211–231. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00034-015-0056-y>
15. Chiba I., Takahashi T., Karasawa Y. Transmitting null beam forming with beam space adaptive array antennas // *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*. 1994. Vol. 3. P. 1498–1502. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETEC.1994.345345>
16. Friedlander B., Porat B. Performance analysis of a null-steering algorithm based on direction-of-arrival estimation // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1989. Vol. 37, no. 4. P. 461–466. DOI: <https://doi.org/10.1109/29.17526>
17. Van Veen B.D., Buckley K.M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering // *IEEE ASSP Magazine*. 1988. Vol. 5, no. 2. P. 4–24. DOI: <https://doi.org/10.1109/53.665>
18. Minimum variance distortionless response beamformer with enhanced nulling level control via dynamic mutated artificial immune system / S.K. Tiong [et al.] // *The Scientific World Journal*. 2014. Vol. 2014. P. 164053. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/164053>
19. A robust adaptive beamforming method based on the matrix reconstruction against a large DOA mismatch / J. Xie [et al.] // *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2014. Vol. 2014, no. 1. P. 91. DOI: <https://doi.org/10.1186/1687-6180-2014-91>
20. Carlson B.D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1988. Vol. 24, no. 4. P. 397–401. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.7181>
21. Du L., Li J., Stoica P. Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2010. Vol. 46, no. 1. P. 449–458. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2010.5417174>

References

1. Bogale E., Wang X., Le L.B. Massive MIMO and mmWave for 5G wireless HetNet: Potential benefits and challenges. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2016, vol. 11, no. 1, pp. 64–75. DOI: <https://doi.org/10.1109/MVT.2015.2496240>
2. Huang P., Xu W., Qi W. Two dimension digital beamforming preprocessing in multibeam ScanSAR. *Progress in Electromagnetics Research*, 2013, vol. 136, pp. 495–508. DOI: <https://doi.org/10.2528/PIER12111502>
3. Halbauer H. et al. 3D beamforming: Performance improvement for cellular networks. *Bell Labs Technical Journal*, 2013, vol. 18, no. 2, pp. 37–56. DOI: <https://doi.org/10.1002/bltj.21604>

4. Nechaev Yu.B., Peshkov I.W., Fortunova N.A. The estimation of radio direction-finding performance in volume antenna arrays with directive radiators by music method. *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2018, pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457063>
5. Nechaev Yu.B. Estimation of the Cramer-Rao boundary of convex antenna arrays with directional emitters for DF. *Vestnik NTU «KPI». Serija Radiotekhnika, Radioapparatostroenie*, 2018, no. 75, pp. 16–24. DOI: <https://doi.org/10.20535/RADAP.2018.75.16-24> (In Russ.)
6. Eckhardt H., Klein S., Gruber M. Vertical antenna tilt optimization for LTE base stations. *2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2011, pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETECS.2011.5956370>
7. Budyak V.S., Vorfolomeev A.A. Space-time discretization in HF receiving multichannel antenna systems. *2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 2011, pp. 71–75. DOI: <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2011.6072598>
8. Balanis C., Ioannides P. *Introduction to Smart Antennas*. San Francisco: Morgan and Claypool Publishers, 2007, 174 p.
9. Friedlander B., Tuncer T. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Burlington: Academic Press, 2009, 456 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2009-0-19135-3>
10. Peshkov I.W. et al. The comparison of digital beamforming technology for optimal noise reduction in conformal antenna arrays with directive radiators. *2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2020, pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166041>
11. Jackson B.R. et al. Direction of arrival estimation using directive antennas in uniform circular arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no. 2, pp. 736–747. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2384044>
12. Monzingo R.A., Haupt R.L., Miller T.W. *Introduction to Adaptive Arrays*. Raleigh: SciTech Publishing Inc., 2011, 510 p.
13. Godara L.C. *Smart Antennas*. Boca Raton: CRC Press, 2004, 448 p.
14. Venkataramana D., Sanyal S.K., Misra I.S. Digital signal processor-based broad null beamforming for interference reduction. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2016, vol. 35, no. 1, pp. 211–231. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00034-015-0056-y>
15. Chiba I., Takahashi T., Karasawa Y. Transmitting null beam forming with beam space adaptive array antennas. *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, 1994, vol. 3, pp. 1498–1502. DOI: <https://doi.org/10.1109/VETEC.1994.345345>
16. Friedlander B., Porat B. Performance analysis of a null-steering algorithm based on direction-of-arrival estimation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, vol. 37, no. 4, pp. 461–466. DOI: <https://doi.org/10.1109/29.17526>
17. Van Veen B.D., Buckley K.M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering. *IEEE ASSP Magazine*, 1988, vol. 5, no. 2, pp. 4–24. DOI: <https://doi.org/10.1109/53.665>
18. Tiong S.K. et al. Minimum variance distortionless response beamformer with enhanced nulling level control via dynamic mutated artificial immune system. *The Scientific World Journal*. 2014. Vol. 2014, pp. 164053. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/164053>
19. Xie J. et al. A robust adaptive beamforming method based on the matrix reconstruction against a large DOA mismatch. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014, vol. 2014, no. 1, p. 91. DOI: <https://doi.org/10.1186/1687-6180-2014-91>
20. Carlson B.D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1988, vol. 24, no. 4, pp. 397–401. DOI: <https://doi.org/10.1109/7.7181>
21. Du L., Li J., Stoica P. Fully automatic computation of diagonal loading levels for robust adaptive beamforming. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, vol. 46, no. 1, pp. 449–458. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAES.2010.5417174>

Physics of Wave Processes and Radio Systems 2022, vol. 25, no. 2, pp. 73–82

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.73-82

Received 3 November 2021
Accepted 6 December 2021

Study of digital diagram formation for optimum interference and noise reduction in antenna arrays of different shapes with directional radiators

Yury B. Nechaev¹, Ilya V. Peshkov² 

¹ Voronezh State University
1, Universitetskaya Square,
Voronezh, 394018, Russia

² Bunin Yelets State University
28, 1, Kommunarov Street,
Yelets, Lipetsk region, 399770, Russia

Abstract – In the paper the digital beamforming is examined in azimuth and elevation, which allows more accurate formation of nulls and maximum of the radiation pattern. The minimum variance distortionless response beamformer, the sample matrix inversion algorithm using regularization, and the null steering algorithms at the output of cylindrical, hemispherical and planar lattices are considered. The ratio of the useful signal power to the active interference plus noise resulting power and the bit error

ratio at the output of digital antenna arrays are estimated depending on the directivity of the antenna elements and the number of averaging samples. It has been established that a hemispherical antenna array can significantly increase the transmission reliability in comparison with the considered ones, which will reduce the computational load without using complicated diagramming algorithms.

Keywords – modeling; digital antenna arrays; diagrams; cylindrical antenna arrays; directional radiators; directivity; bit error probability.

Информация об авторах

Нечаев Юрий Борисович, доктор физико-математических наук, профессор кафедры информационных систем Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Россия.

Область научных интересов: прикладная электродинамика, теория и техника антенн, моделирование систем обработки сигналов.

E-mail: vnn-61@mail.ru

Пешков Илья Владимирович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры физики, радиотехники и электроники Елецкого государственного университета, г. Елец, Липецкая обл., Россия.

Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, электроника, цифровое диаграммообразование.

E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8370-6954>

Information about the Authors

Yury B. Nechaev, Doctor of Physical and Mathematical Sciences, professor of the Department of Information Systems, Voronezh State University, Voronezh, Russia.

Research interests: applied electrodynamics, antenna theory and technology, signal processing systems modeling.

E-mail: vnn-61@mail.ru

Ilya V. Peshkov, Candidate of Physical and Mathematical Sciences, associate professor of the Department of Physics, Radio Engineering and Electronics, Bunin Yelets State University, Yelets, Lipetsk region, Russia.

Research interests: digital signal processing, electronics, digital beamformig.

E-mail: ilvpeshkov@gmail.com

ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-8370-6954>

Неганов, В.А.

Электродинамика и распространение радиоволн: учебник / В.А. Неганов [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – Изд. 4-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с.



ISBN 978-5-88070-154-4

УДК 537.87(075.3)

ББК 22.3

Н 41

Книга написана активно работающими в области электродинамики учеными. Излагаются теория электромагнитного поля с акцентом на радиотехническую электродинамику и анализ волновых процессов; рассматриваются отражение и преломление волн, излучение и дифракция; описываются основные закономерности распространения электромагнитных волн в различных безграничных средах (изотропных, анизотропных, диспергирующих, неоднородных), в направляющих и резонансных структурах, в природных условиях. Обсуждаются методы математического моделирования в электродинамике, опирающегося на применение ЭВМ.

Отличительной особенностью книги является обсуждение современных проблем электродинамики: расчет электромагнитных волн в ближних зонах излучающих структур (самосогласованный метод расчета), комплексных волн в волноведущих структурах и др.

Предназначается для студентов радиотехнических и радиофизических специальностей вузов, а также инженеров-радиотехников и радиофизиков.

Способы частотно-поляризационного разделения сигналов в зеркальных антеннах систем спутниковой связи

Д.Д. Габриэлян , В.И. Демченко, А.Е. Коровкин, С.И. Бойчук

ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»
344038, Россия, г. Ростов-на-Дону,
ул. Нансена, 130

Аннотация – Сформулированы и проанализированы показатели эффективности антенно-волноводного тракта многодиапазонной зеркальной антенны, в виде частных коэффициентов комплексной амплитуды входного сигнала, векторов поляризационного сигнала и шумов во входном сигнале в каждом из совмещаемых диапазонов. Рассмотрены примеры реализации антенно-волноводного тракта многодиапазонных антенн на основе различных компоновок. Сделаны выводы о достоинствах и недостатках представленных способов.

Ключевые слова – антенно-волноводный тракт; показатель эффективности; зеркальная антенна.

Введение

Постоянный рост объемов передаваемой информации и расширение рынка спутниковых информационных услуг приводят к необходимости освоения новых диапазонов частот и использования поляризационного уплотнения передаваемых сигналов в системах спутниковой связи (ССС). При этом для снижения стоимости наземных приемных комплексов ССС широкое распространение находят многодиапазонные зеркальные антенны (МЗА), осуществляющие в каждом из совмещаемых диапазонов частот прием сигналов ортогональных поляризаций.

Использование таких антенн приводит к необходимости решения вопросов построения антенно-волноводных трактов (АВТ), обеспечивающих эффективное разделение принимаемых сигналов по частоте и поляризации. При этом под эффективностью разделения сигналов следует понимать отношение сигнал/(помеха + шум) на выходе соответствующего частотно-поляризационного канала МЗА при заданном распределении мощностей принимаемых сигналов и шумов по частотным диапазонам и поляризациям. Помехой в этом случае являются сигналы того же или близких диапазонов частот других поляризаций.

Различные варианты построения АВТ и входящих в их состав устройств для разделения принимаемых сигналов по частоте и поляризации рассматривались в ряде работ, например [1–4]. Однако в этих работах отсутствует системный анализ эффективности применения того или иного способа разделения сигналов, что не позволяет в пол-

ной мере использовать результаты выполненных исследований. Вследствие этого возникает необходимость системного рассмотрения способов разделения и реализации их в АВТ МЗА ССС [4–8].

Целью работы является системный анализ эффективности применения различных способов частотно-поляризационного разделения сигналов в АВТ МЗА ССС.

Решаемые задачи:

1. Формулировка показателя эффективности применения АВТ в составе МЗА ССС.
2. Анализ эффективности применения способа разделения принимаемых сигналов по частоте-поляризации.
3. Анализ эффективности применения способа разделения принимаемых сигналов по поляризации-частоте.

1. Формулировка показателя эффективности применения АВТ в составе МЗА ССС

В многодиапазонной антенне ССС, предназначенной для совмещенного приема K сигналов нескольких диапазонов частот и поляризаций, на вход АВТ поступает сигнал, представляющий собой сумму M ($M \geq K$) сигналов различных диапазонов частот и поляризаций

$$\mathbf{S}_{\text{вх}}(\omega) \approx \sum_{m=1}^M s_m^{(\text{вх})}(\omega) \cdot \mathbf{e}_m^{(\text{вх})} + N^{(\text{ш})}(\omega), \quad (1)$$

где $\mathbf{S}_{\text{вх}}(\omega)$ – частотная зависимость комплексной амплитуды входного сигнала; $s_m(\omega)$ и $\mathbf{e}_{m,i}$ – соответственно, частотная зависимость комплексной амплитуды и вектор одной из возможных

поляризаций m -го входного сигнала ($m = 1, \dots, M$, $i = 1, \dots, 4$); $N^{(w)}(\omega)$ – частотная зависимость шумов во входном сигнале.

Антенно-волноводный тракт в МЗА ССС представляет собой устройство с одним входом и K выходами, в каждом из которых формируется сигнал одного диапазона частот и одной поляризации $s_{l,1}^{(вых)}(\omega), \dots, s_{l,4}^{(вых)}(\omega)$ ($s_{l,i}^{(вых)}(\omega)$ – выделенный на выходе АВТ сигнал l -го частотного диапазона одной из четырех возможных видов поляризаций). Каждый из сигналов на выходе АВТ соответствует приему сигнала с k -м набором частотно-поляризационных характеристик ($k = 1, \dots, K$) и может быть представлен с использованием следующего выражения

$$s_{l,i}^{(вых)}(\omega) = s_{l,i}^{(вх)}(\omega) \cdot a_{l,i}^{(i,i)}(\omega) \times \mathbf{e}_{l,i}^{(вх)} \cdot \mathbf{e}_{l,i}^{(ABT)}(\omega) + N_{l,i}^{(w)}(\omega), \quad (2)$$

где $a_{l,i}^{(i,i)}(\omega)$ – обобщенный коэффициент передачи сигнала l -го диапазона частоты i -й поляризации из входного сигнала на соответствующий ему выход АВТ; $\mathbf{e}_{l,i}^{(ABT)}$ – поляризационный базис канала АВТ l -го диапазона частот i -й поляризации.

Выражение (2) позволяет учитывать как согласование входов АВТ с облучателем МЗА и выходов АВТ с приемным устройством, так и совпадение поляризации принимаемого сигнала и поляризационного базиса соответствующего канала АВТ.

Сигналы всех остальных диапазонов частот и поляризаций на выходе канала, соответствующего выделению сигнала l -го частотного диапазона i -й поляризации, по аналогии с выражением (2) могут быть записаны следующим образом:

$$s_{m,j}^{(вых)}(\omega) = s_{m,j}^{(вх)}(\omega) \cdot a_{m,l}^{(j)}(\omega) \times \mathbf{e}_{m,j}^{(вх)} \cdot \mathbf{e}_{l,i}^{(ABT)}(\omega) + N_{m,j}^{(w)}(\omega). \quad (3)$$

Выбор параметров АВТ выбирается таким образом, чтобы обеспечить наилучший прием сигналов всех совмещаемых диапазонов частот, что математически может быть представлено как

$$\mathbf{P} = \arg \max \Theta, \quad (4)$$

где

$$\Theta = \prod_{k=1}^K \left(\frac{\int_{\Delta\omega_k} \left| s_k^{(вх)}(\omega) \cdot a_{k,k}^{(i)}(\omega) \cdot \mathbf{e}_{k,i}^{(вх)} \cdot \mathbf{e}_{k,i}^{(ABT)}(\omega) \right|^2 d\omega}{\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^M \int_{\Delta\omega_m} \left| s_{k,i}^{(вых)}(\omega) \right|^2 d\omega + \int_{\Delta\omega_k} \left| N_{k,i}^{(w)}(\omega) \right|^2 d\omega} \right);$$

\mathbf{P} – вектор, элементами которого являются параметры АВТ.

С физической точки зрения предлагаемый показатель эффективности представляет собой изменение ОСШ на выходе МЗА, обусловленное структурой и параметрами АВТ.

Предложенный показатель эффективности может использоваться для проведения системного анализа различных способов построения АВТ, которые принципиально могут быть выделены в две группы:

- разделение по частоте – разделение по поляризации, при котором на первом этапе из принимаемого сигнала выделяются сигналы, соответствующие совмещаемым частотным диапазонам, на втором этапе проводится их поляризационное разуплотнение;
- разделение по поляризации – разделение по частоте, при котором на первом этапе выполняется поляризационное разуплотнение принимаемой совокупности сигналов совмещаемых диапазонов частот, на втором этапе – частотная селекция сигналов выделенных поляризаций.

2. Анализ эффективности применения способа разделения принимаемых сигналов по частоте-поляризации

Рассмотрим реализацию АВТ МЗА, построенного на основе принципа «разделение по частоте – разделение по поляризации». Указанный способ построения АВТ, структурная схема которого приведена на рис. 1, реализуется следующим образом:

- принимаемый сигнал с выхода облучателя попадает на вход частотного дуплексера первого (нижнего из совмещаемых) диапазона частот, в котором обеспечивается:
 - прохождение сигнала первого диапазона частот на первый выход, к которому подключено устройство поляризационного преобразования и селекции первого диапазона;
 - прохождение сигналов более высоких диапазонов частот на второй выход, к которому подключен второй дуплексер;
 - во втором частотном дуплексере аналогичным образом на первом выходе выделяется сигнал второго частотного диапазона, а сигналы более высоких диапазонов частот со второго выхода поступают на вход третьего частотного дуплексера;
 - в $K-1$ -м частотном дуплексере на первом выходе выделяется сигнал $K-1$ -го диапазона частот, который поступает на вход устройства

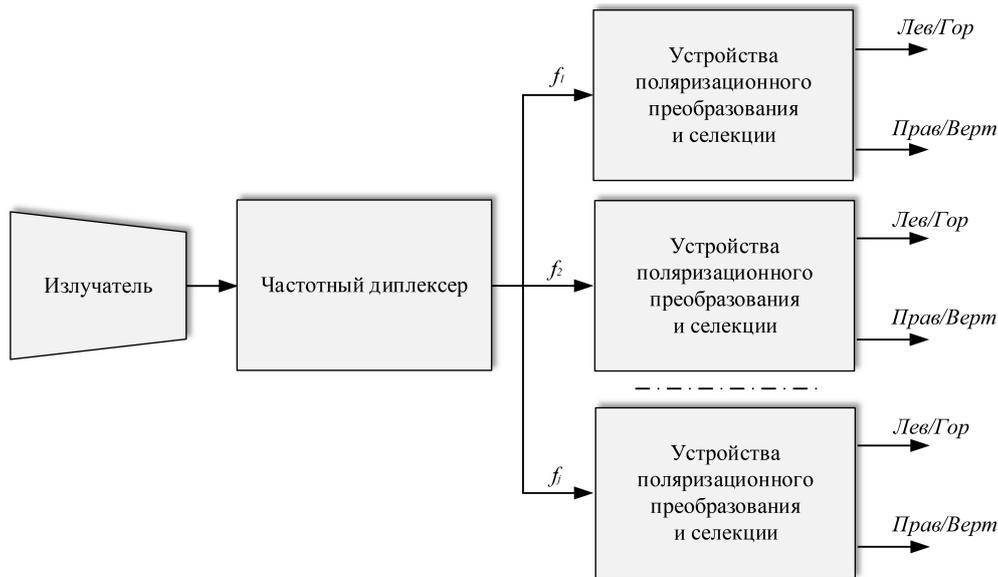


Рис. 1. Блок-схема способа разуплотнения в многодиапазонном АВТ «разделение по частоте – разделение по поляризации»
 Fig. 1. Block diagram of the decompression method in a multi-band AWT «frequency separation – polarization separation»

поляризационного преобразования и селекции $K-1$ -го частотного диапазона, а на втором выходе формируется сигнал K -го частотного диапазона, который поступает на вход устройства поляризационного преобразования и селекции соответствующего диапазона частот.

Возможность частотного разнеса совмещаемых диапазонов частот определяется, как следует из приведенной схемы, построением первого диплексера. Возможность максимального разнеса частот в диплексере на практике не превышает 5:1 [2]. Дальнейшее расширение полосы частот приводит к возбуждению высших мод верхнего диапазона частот и, соответственно, снижению амплитуды основной моды верхнего из диапазонов.

В частном случае совмещения двух диапазонов возможен вариант первичного отбора второго частотного диапазона, а сигнал первого диапазона поступает на выход частотного диплексера.

Достоинством данного варианта построения АВТ является типовое построение устройств поляризационного преобразования и селекции в каждом из частотных диапазонов, недостатком – необходимость использования $K-1$ частотных диплексеров и K однодиапазонных устройств поляризационного преобразования и селекции соответствующих диапазонов частот. С учетом этого возможное число совмещаемых диапазонов частот определяется параметрами частотных диплексеров. Кроме того, при отсутствии технологических погрешностей изготовления АВТ рассогласование вектора поляризации принимаемого сигнала

и поляризационного базиса соответствующего канала АВТ отсутствует, т. е. $\mathbf{e}_{k,i}^{(ex)} \cdot \mathbf{e}_{k,i}^{(ABT)}(\omega) = 1$, $\mathbf{e}_{m,i}^{(ex)} \cdot \mathbf{e}_{k,i}^{(ABT)}(\omega) = 1$. В этом случае выражение, определяющее эффективность АВТ, упрощается и принимает вид

$$\Theta = \prod_{k=1}^K \left(\int_{\Delta\omega_k} |s_l^{(ex)}(\omega) \cdot a_{l,i}^{(i)}(\omega)|^2 d\omega / \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^M \int_{\Delta\omega_m} |s_m^{(ex)}(\omega) \cdot a_{m,j}^{(i)}(\omega)|^2 d\omega + \sum_{m=1}^M \int_{\Delta\omega_m} |N_{m,j}^{(u)}(\omega)|^2 d\omega \right\} \right). \quad (5)$$

Анализ способов частотно-поляризационного разделения сигналов проведен на основе двух вариантов построения трехдиапазонного АВТ.

1. Трехдиапазонный АВТ построен путем подключения к оптимальному по критерию (5) двухдиапазонному АВТ устройства поляризационного преобразования и селекции третьего частотного диапазона с сохранением параметров устройств (неоптимизированного трехдиапазонного АВТ). При этом в качестве исходного двухдиапазонного АВТ может рассматриваться как тракт с совмещением двух нижних диапазонов частот с подключением более высокочастотного тракта, так и тракт с совмещением двух верхних диапазонов частот с подключением тракта нижнего диапазона частот.

2. Трехдиапазонный АВТ построен путем подключения к двухдиапазонному АВТ устройства поляризационного преобразования и селекции

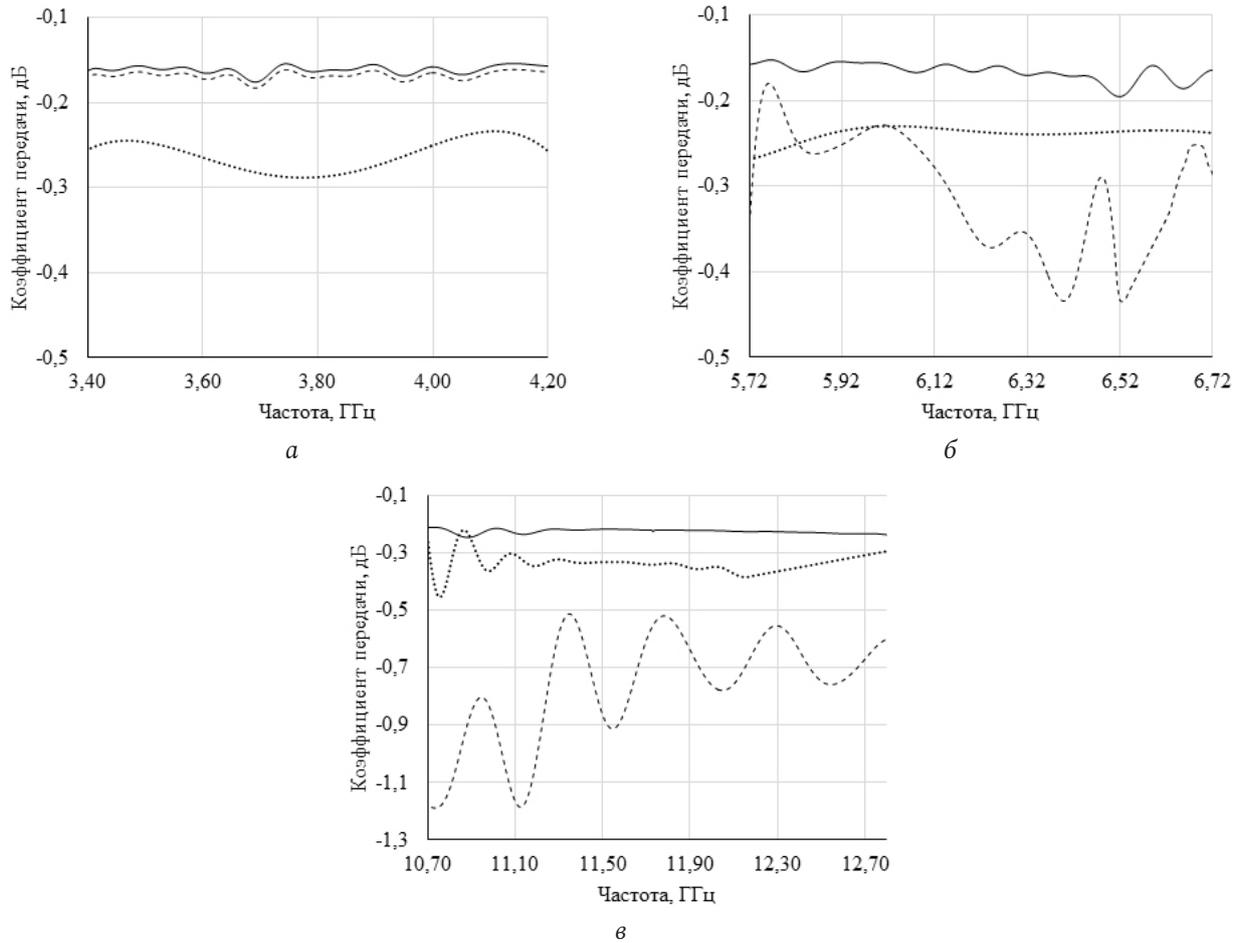


Рис. 2. Частотные зависимости обобщенного коэффициента передачи: *a* – в диапазоне частот 3,4–4,2 ГГц; *б* – в диапазоне частот 5,8–6,6 ГГц; *в* – в диапазоне частот 10,7–12,7 ГГц

Fig. 2. Frequency dependences of the generalized transfer coefficient: *a* – in the frequency range of 3,4–4,2 GHz; *b* – in the frequency range 5,8–6,6 GHz; *c* – in the frequency range 10,7–12,7 GHz

третьего частотного диапазона и оптимизации трехдиапазонного АВТ в целом по критерию (5).

На рис. 2 приведены результаты измерений частотных зависимостей обобщенных коэффициентов передачи сигналов в трехдиапазонном АВТ для приема сигналов с центральными частотами $f_1 = 3,80$ ГГц, $f_2 = 6,2$ ГГц, $f_3 = 11,7$ ГГц и полосами частот $\Delta f_1 = 0,8$ ГГц, $\Delta f_2 = 0,9$ ГГц, $\Delta f_3 = 2,0$ ГГц соответственно. Рассмотрено построение трехдиапазонного тракта на основе оптимального АВТ с совмещением двух нижних диапазонов частот путем подключения тракта третьего диапазона.

Сплошной линией на рис. 2 обозначены характеристики трех однодиапазонных трактов в каждом из совмещаемых диапазонов частот. Штриховой линией обозначены характеристики неоптимизированного трехдиапазонного тракта, который состоит из оптимизированного двухдиапазонного тракта 3,4–4,2/5,8–6,6 ГГц и присоединенного к нему без оптимизации входных устройств третье-

го тракта диапазона 10,7–12,7 ГГц. Характеристики оптимизированного трехдиапазонного тракта 3,4–4,2/5,8–6,6/10,7–12,7 ГГц представлены точечной линией.

Как следует из приведенных зависимостей, подключение без оптимизации входных устройств тракта диапазона частот f_3 к двухдиапазонному тракту практически не влияет на характеристики в нижнем диапазоне частот (рис. 2, *a*), но приводит к ухудшению во втором (рис. 2, *б*) и в наибольшей степени в третьем (рис. 2, *в*) из совмещаемых диапазонов частот. При оптимизации параметров трехдиапазонного АВТ в целом происходит ухудшение в нижнем диапазоне. Однако во втором и третьем диапазонах характеристики улучшаются, что обуславливает повышение эффективности АВТ в целом. Достижимый выигрыш в эффективности применения АВТ составляет 0,4 дБ.

При построении трехдиапазонного АВТ на основе оптимального двухдиапазонного тракта, обеспечивающего совмещение диапазонов с цен-

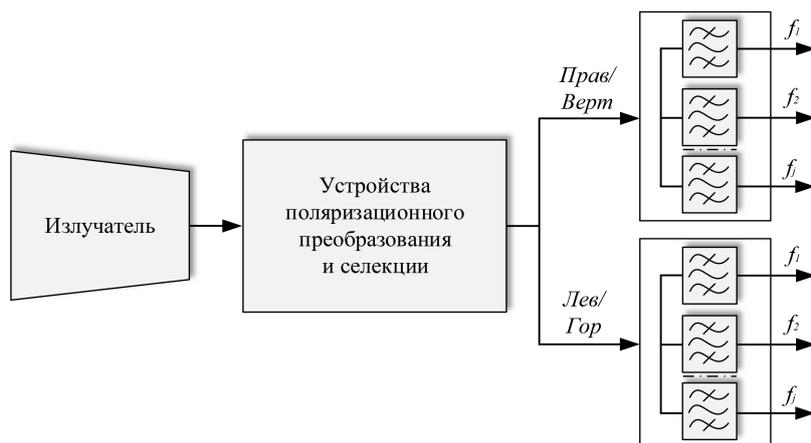


Рис. 3. Блок-схема способа разуплотнения в многодиапазонном АВТ «разделение по поляризации – разделение по частоте»
 Fig. 3. Block diagram of the decompression method in a multi-band AVT «polarization separation – frequency separation»

тральными частотами f_2 и f_3 путем подключения тракта диапазона с центральной частотой f_1 , характеристики АВТ остаются практически неизменными в самом высокочастотном из совмещаемых диапазонов. В диапазонах с центральными частотами f_1 и f_2 происходит уменьшение коэффициента передачи. При оптимизации трехдиапазонного АВТ в целом наблюдается уменьшение коэффициента передачи в диапазоне с центральной частотой f_3 , но повышение коэффициента передачи в диапазонах с центральными частотами f_1 и f_2 . Достижимое при этом повышение эффективности применения АВТ по отношению к неоптимизированному составляет 0,37 дБ.

3. Анализ эффективности применения способа разделения принимаемых сигналов по поляризации-частоте

При реализации АВТ МЗА, построенного на основе способа «разделение по поляризации – разделение по частоте» выполняется следующая последовательность операций:

- принимаемый сигнал с выхода облучателя поступает на вход устройства поляризационного преобразования и селекции, на выходе которого формируется совокупность сигналов, каждый из которых представляет собой совокупность сигналов одной поляризации различных диапазонов частот;
- сформированные сигналы поступают на входы соответствующих частотных фильтров, на выходе каждого из которых формируются сигналы требуемых поляризаций в совмещаемых частотных диапазонах.

Структурная схема АВТ, реализующего данный способ, приведена на рис. 3. Достоинством

данного варианта построения АВТ является отсутствие диплексеров совмещаемых диапазонов частот, недостатком – ограничения по реализации устройства поляризационного преобразования и селекции, работающего в широкой полосе частот, включающей совмещаемые частотные диапазоны.

Как следует из приведенной схемы, число и ширина полосы совмещаемых диапазонов определяется полосой рабочих частот устройства поляризационного преобразования и селекции. Как правило, верхняя $f_в$ и нижняя $f_н$ границы такого частотного диапазона удовлетворяют условию $f_в/f_н \approx 2$ [2]. Таким образом, совмещаемые диапазоны частот должны удовлетворять условию $(f_в + \Delta f_в / 2) / (f_н - \Delta f_н / 2) \approx 2$. Характерным для частотных зависимостей таких устройств являются участки, где частотная зависимость имеет резонансный характер, что приводит к дополнительным ограничениям по построению МЗА на основе таких АВТ.

На рис. 4 для устройства поляризационного преобразования и селекции приведены результаты измерений частотной зависимости обобщенного коэффициента передачи в полосе частот 3,4–6,8 ГГц. В полосе частот 4,3–5,45 ГГц наблюдается ярко выраженная резонансная зависимость коэффициента передачи, вследствие чего возможно совмещение только двух диапазонов с центральными частотами 3,85 и 6,1 ГГц и полосами частот 0,9 ГГц и 1,4 ГГц соответственно.

Приведенные результаты различных способов частотно-поляризационного разделения сигналов позволяют проводить научно обоснованный выбор способов построения АВТ МЗА в соответствии с требованиями к числу и ширине рабочей полосы совмещаемых диапазонов частот.

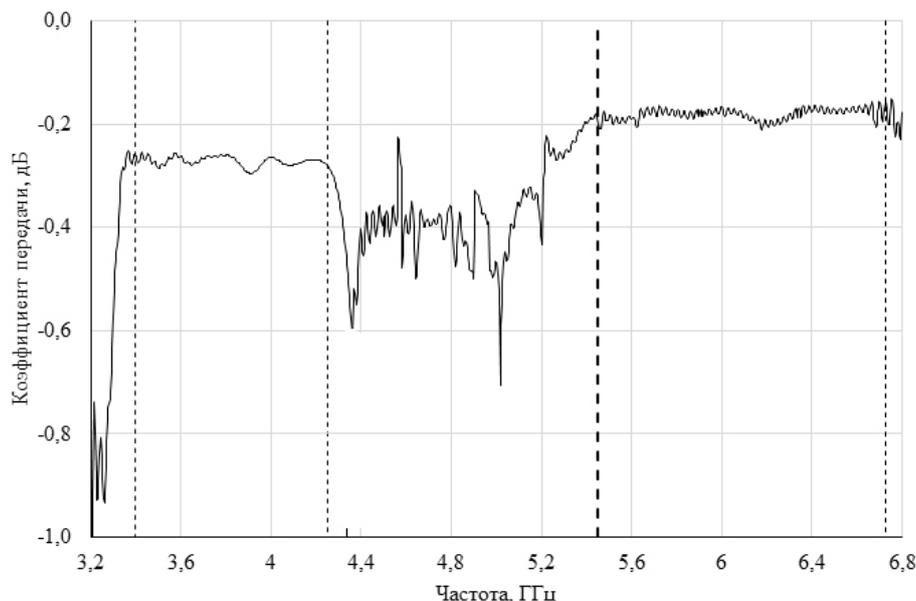


Рис. 4. Частотная зависимость обобщенного коэффициента передачи устройства поляризационного преобразования и селекции в полосе частот 3,4–6,8 ГГц

Fig. 4. Frequency dependence of the generalized transfer coefficient of the device for polarization conversion and selection in the frequency band 3,4–6,8 GHz

Заключение

1. Проведенный анализ взаимосвязи параметров АВТ и ОСШ на выходе МЗА позволил разработать показатель эффективности применения АВТ в составе МЗА в виде отношения на соответствующем выходе МЗА в требуемой полосе частот мощности выделяемого сигнала к сумме мощностей сигналов с другими частотно-поляризационными характеристиками и шумов.

2. Анализ способа построения АВТ МЗА с разделением сигналов по частоте-поляризации показал:

- достоинством способа построения АВТ МЗА, обеспечивающего разделение принимаемых сигналов по частоте и поляризации, являются типовое построение устройств поляризационного преобразования и селекции в каждом из частотных диапазонов, возможность совмещения диапазонов с отношением центральных частот, близким 5:1;

- недостатком данного способа построения АВТ является необходимость использования $K-1$ частотных диплексеров и K однодиапазонных устройств поляризационного преобразования и селекции соответствующих диапазонов частот.

3. Анализ способа построения АВТ МЗА с разделением сигналов по поляризации-частоте показал:

- достоинством данного варианта построения является упрощение АВТ, обусловленное отсутствием диплексеров совмещаемых диапазонов частот;

- недостатком являются ограничения, связанные с шириной рабочей полосы частот устройства поляризационного преобразования и селекции, определяемой на практике соотношением верхней и нижней полосы частот 2:1, и наличие резонансных участков частотной зависимости в пределах данной полосы частот.

Список литературы

1. Антенно-волноводные устройства многодиапазонных зеркальных антенн / А.Е. Коровкин [и др.] // Антенны. 2011. Вып. 12 (175). С. 38–41. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=17764070>
2. Бойчук С.И., Коровкин А.Е., Раздоркин Д.Я. Антенно-волноводные устройства с единым рупором для многодиапазонных антенных систем // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 7 (9). С. 202–208. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41117354>
3. A C/X/Ku-band dual polarized Cassegrain antenna system / M. Beadle [et al.] // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting. 1999. Vol. 1. P. 692–695. DOI: <https://doi.org/10.1109/APS.1999.789232>
4. Granet C., Kot J.S. Design of a receive-only simultaneous X/Ka feed system for F/D=0.8 offset parabolic reflectors // 2020 4th Australian Microwave Symposium (AMS). 2020. P. 1–2. DOI: <https://doi.org/10.1109/AMS48904.2020.9059548>
5. C band self diplexed Tx/Rx feed system for telecom / R. Ravanelli [et al.] // 2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2020. P. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.23919/EuCAP48036.2020.9135295s>

6. Carkaci M.E., Secmen M. Design and prototype manufacturing of a feed system for Ku-band satellite communication by using 3D FDM/PLA printing and conductive paint technology // *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2019. Vol. 30, no. 4. P. e22062. DOI: <https://doi.org/10.1002/mmce.22062>
7. Design of an X-band feed system for the Auckland University of Technology 30m diameter warkworth radio telescope / C. Granet [et al.] // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2017. P. 3621–3625. DOI: <https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928103>
8. Simultaneous X/Ka-band feed system for large earth station SATCOM antennas / C. Granet [et al.] // 2014 Military Communications and Information Systems Conference (MilCIS). 2014. P. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/MilCIS.2014.7002726>

References

1. Korovkin A.E. et al. Antenna-waveguide devices of multiband reflector antennas. *Antenny*, 2011, no. 12 (175), pp. 38–41. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=17764070> (In Russ.)
2. Bojchuk S.I., Razdorkin D.Ya. Antenna-waveguide devices with a single horn for multi-band antenna systems. *Radiotekhnika*, 2019, vol. 83, no. 7 (9), pp. 202–208. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=41117354> (In Russ.)
3. Beadle M. et al. A C/X/Ku-band dual polarized Cassegrain antenna system. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 1999, vol. 1, pp. 692–695. DOI: <https://doi.org/10.1109/APS.1999.789232>
4. Granet C., Kot J.S. Design of a receive-only simultaneous X/Ka feed system for F/D=0.8 offset parabolic reflectors. *2020 4th Australian Microwave Symposium (AMS)*, 2020, pp. 1–2. DOI: <https://doi.org/10.1109/AMS48904.2020.9059548>
5. Ravanelli R. et al. C band self diplexed Tx/Rx feed system for telecom. *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.23919/EuCAP48036.2020.9135295s>
6. Carkaci M.E., Secmen M. Design and prototype manufacturing of a feed system for Ku-band satellite communication by using 3D FDM/PLA printing and conductive paint technology. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019, vol. 30, no. 4, p. e22062. DOI: <https://doi.org/10.1002/mmce.22062>
7. Granet C. et al. Design of an X-band feed system for the Auckland University of Technology 30m diameter warkworth radio telescope. *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2017, pp. 3621–3625. DOI: <https://doi.org/10.23919/EuCAP.2017.7928103>
8. Granet C. et al. Simultaneous X/Ka-band feed system for large earth station SATCOM antennas. *2014 Military Communications and Information Systems Conference (MilCIS)*, 2014, pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/MilCIS.2014.7002726>

Physics of Wave Processes and Radio Systems

2022, vol. 25, no. 2, pp. 83–90

DOI 10.18469/1810-3189.2022.25.2.83-90

Received 22 March 2022
Accepted 25 April 2022

Receiving and transmitting feed of reflector antennas for satellite communication systems

Dmitry D. Gabriel'ean , Valentin I. Demchenko,
Alexander E. Korovkin, Sergey I. Boychuk

FRPC «FSUE «RSRIRC»
130, Nansen Street,
Rostov-on-Don, 344038, Russia

Abstract – The performance indicators of the antenna-feed path of a multiband reflector antenna are formulated and analyzed in the form of partial coefficients of the complex amplitude of the input signal, vectors of the polarization signal and noise in the input signal in each of the combined ranges. Examples of implementation of antenna-feed path multiband antennas based on various layouts are considered. Conclusions are drawn about the advantages and disadvantages of the presented methods.

Keywords – antenna-feed path; efficiency index; reflector antenna.

Информация об авторах

Габриэлян Дмитрий Давидович, доктор технических наук, профессор, заместитель начальника ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны, антенные решетки, комплексные системы связи.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9883-8826>

Демченко Валентин Иванович, кандидат технических наук, начальник ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны, комплексные системы связи.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Коровкин Александр Евгеньевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, гофрированные рупора, устройства СВЧ, антенны.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Бойчук Сергей Игоревич, руководитель группы ФНПЦ «ФГУП «РНИИРС»», г. Ростов-на-Дону, Россия.

Область научных интересов: электродинамика, устройства СВЧ, антенны.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Information about the Authors

Dmitry D. Gabriel'ean, Doctor of Engineering Sciences, professor, deputy head of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas, antenna arrays, integrated communication systems.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-9883-8826>

Valentin I. Demchenko, Candidate of Engineering Sciences, head of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas, integrated communication systems.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Alexander E. Korovkin, Candidate of Engineering Sciences, senior researcher of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, corrugated horns, microwave devices, antennas.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Sergey I. Boychuk, team leader of FRPC «FSUE «RSRIRC»», Rostov-on-Don, Russia.

Research interests: electrodynamics, microwave devices, antennas.

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Неганов, В.А.

Теория и применение устройств СВЧ: учебн. пособие для вузов / В.А. Неганов, Г.П. Яровой; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.



ISBN 5-256-01812-4

УДК 621.396.67

ББК 32.840

Н 41

В учебном пособии рассматриваются методы проектирования и конструктивной реализации устройств СВЧ: линий передачи различных видов, резонаторов, согласующих и трансформирующих устройств, фильтров, фазовращателей, аттенюаторов, тройниковых соединений, направленных ответвителей, различных мостовых соединений, ферритовых устройств (вентилей, циркуляторов, фазовращателей) и СВЧ-устройств на полупроводниковых диодах (умножителей, смесителей, переключателей, выключателей). Приводятся примеры применения устройств СВЧ в радиосвязи, радиолокации, измерительной аппаратуре и т. д. В книгу вошел оригинальный материал, полученный авторами. Учебное пособие может использоваться как справочник по устройствам СВЧ.

Для специалистов в области теории и техники СВЧ, преподавателей вузов, докторантов, аспирантов, студентов старших курсов радиотехнического и радиофизического профиля.

К сведению авторов

В журнале «Физика волновых процессов и радиотехнические системы» могут быть опубликованы материалы, касающиеся оригинальных исследований и разработок, не публиковавшиеся ранее и не предназначенные для публикации в других изданиях. В зависимости от характера представляемых работ они классифицируются по следующим разделам: общая теория волновых процессов, математические методы в теории волновых процессов, вопросы анализа и синтеза радиотехнических устройств и систем, передача и обработка информации в радиотехнических системах, электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, антенно-фидерные системы и распространение радиоволн, теория средств функциональной электроники, нелинейная электродинамика и хаос в радиотехнических системах, экологические и медико-биологические аспекты теории волновых процессов.

Все статьи проходят рецензирование и проверку в программе «Антиплагиат».

Материалы, сопровождаемые актом экспертизы о возможности опубликования, представляются в редакцию по почте и e-mail: klyuevd@yandex.ru). Текст статьи должен быть сохранен в формате **Microsoft Word**. Текст статьи печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 14 пт) через 1,5 интервала на одной стороне стандартного листа формата А4. При использовании других TrueType шрифтов их необходимо прилагать в виде файлов.

Рисунки следует представлять только в виде файлов графических форматов **CDR, VSD, WMF** или **EPS** (векторная графика). Формат CDR предпочтительней. Текст на рисунках печатается шрифтом **Times New Roman Cyr** (размер 10 пт). В случае большой сложности рисунков допускается представление в виде графических форматов TIFF Bitmap и Windows Bitmap (растровая графика) и в виде распечатки на отдельных листах. Все рисунки должны быть приложены в виде отдельных графических файлов (для растровой графики – разрешением 600 dpi).

Все формулы, переменные, константы, а также размерности величин, содержащие надстрочные и(или) подстрочные символы, **в том числе и в рисунках**, должны быть набраны в редакторе формул **MathType 5**. Не допускается набор формул в текстовом виде без использования указанного редактора.

Один из двух экземпляров распечатки должен быть размечен по общепринятым правилам:

- во всех случаях, когда строчные и прописные буквы одинаковы по начертанию и отличаются только своими размерами (например, С и с, W и w и др.), необходимо подчеркивать прописные буквы двумя чертами снизу, а строчные – двумя чертами сверху;
- для различия между O (буквой) и 0 (нулем) букву O следует подчеркивать двумя чертами снизу;
- надстрочные знаки отчеркиваются дугой \cup , подстрочные – дугой \cap (например, a_k ; a^k);
- индексы, являющиеся сокращениями от русских слов, поясняются отдельно (предпочтительно использование индексов с латинскими символами);
- греческие буквы подчеркиваются красным карандашом (например, β);
- матрицы подчеркиваются синим карандашом (например, \underline{a});
- векторы обозначаются стрелками над буквами, усредненные величины – чертой сверху.

Внимание! Список литературы должен быть набран с соблюдением ГОСТ Р 7.0.5-2008 Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления.

– Статьи должны присылаться с указанием авторов, названия (обязательно), полного названия журнала, года, тома, номера или выпуска, страниц. Инициалы следуют после фамилии авторов, в качестве разделителя между страницами используется среднее тире без пробелов, например, 67–78:

Житнюк В.С., Мелков Г.А., Соловьев Д.А. Исследование включения полупроводникового диода в диэлектрический резонатор // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1998. Т. 31. № 7. С. 76–79.

– Книги должны присылаться с указанием авторов, названия, места издания, названия издателя, года, количества страниц. Если авторов трое, то они указываются в начале библиографического описания (Иванов В.П., Архатов З.И., Пономарев С.С. Исследования...); если авторов больше трех, то сначала идет название книги или статьи, а затем через косую фамилия первого автора и слова «и др.» в квадратных скобках, т. е. Исследования... / С.С. Иванов [и др.]:

Кинг Р., Тай-Цзунь У. Рассеяние и дифракция электромагнитных волн / пер. с англ. Г.В. Воскресенского; под ред. Э.Л. Бурштейна. М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1962. 195 с.

Полупроводники / С.С. Игнашевич [и др.]; под ред. К.Т. Андреева. СПб., 1978. 34 с.

Жилищное право: электрон. журн. 2007. № 1. URL: <http://www.gilpravo.ru> (дата обращения: 20.08.07).

– Патенты должны присылаться с указанием авторов, названия, номера патента, даты приоритета:

Патент 2003109213/09 (009761 Российская Федерация. Селективное экранирующее покрытие для защиты от электромагнитного излучения / А.А. Долбичкин, В.А. Неганов, О.В. Осипов; приоритет от 01.04.2003. 3 с.

Статья представляется в редакцию в двух экземплярах. Незамеченный экземпляр распечатки должен быть подписан всеми авторами. Отдельно должен быть приложен реферат для ВИНИТИ в двух экземплярах.

Представленные материалы **обязательно** должны включать следующую информацию:

- индекс универсальной десятичной классификации (УДК);
- инициалы и фамилии авторов, ORCID (orcid.org) на русском и английском языках;
- название статьи на русском и английском языках;
- краткую аннотацию (100–200 слов) и ключевые слова на русском и английском языках;
- реферат для ВИНИТИ (в двух экземплярах);
- краткую (10–15 строк) творческо-биографическую справку, включающую фамилию, имя, отчество (полностью), ученую степень (звание, должность), область научных интересов;
- служебные и домашние адреса с обязательным указанием почтового индекса и номеров средств связи (телефон, e-mail).

При оформлении работ редакция просит руководствоваться приведенными ниже правилами:

- объем материала должен составлять не более 35 машинописных страниц формата А4, отпечатанных через полтора интервала;
- иллюстрации, таблицы выполняются в виде отдельного файла, нумерация проставляется только на распечатке. Обязательны названия на русском и английском языках;
- термины и определения, единицы физических величин, используемые в статье, должны соответствовать действующим ГОСТам;
- нумерация формул проставляется в круглых скобках, ссылки на использованные источники – в квадратных, сноски отмечаются звездочками.

Рукописи, в которых не соблюдены данные правила, возвращаются авторам без рассмотрения.

Редакция не ставит в известность авторов об изменениях и сокращениях рукописи, имеющих редакционный характер и не затрагивающих принципиальных вопросов.