



Ural Radio Engineering Journal

2023, Vol. 7, No. 3

Scientific and Technical Journal

Established in **2017**
Published **quarterly**

The articles are published in Russian and English

Issued in Russia

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russia



Ural Radio Engineering Journal

2023, Т. 7, № 3

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

Издаётся в России

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ural Radio Engineering Journal

2023, Vol. 7, No. 3

Editor in Chief

Sergey T. Knyazev, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Deputy Editor in Chief

Kirill M. Zeyde, University of Genoa, Genova, Italy

Editorial Council

Igor I. Abramov, Belarusian State University of Informatics
and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Yuri P. Akulinichev, Tomsk State University of Control Systems and
Technology, Tomsk, Russia

Boris A. Belyaev, Kirensky Institute of Physics SB RAS, Krasnoyarsk,
Russia

Stanislav N. Darovskikh, South Ural State University, Chelyabinsk,
Russia

Leonid G. Dorosinskiy, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia
Yuriy B. Gimpilevich, Independent scientist

Vyacheslav E. Ivanov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Victor G. Kobernichenko, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Viktor V. Kostrov, Murom Institute of Vladimir State University, Murom,
Russia

Vladislav Ya. Noskov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Eugenij Ochin, Academy of Jakub from Paradyż, Gorzów Wielkopolski,
Poland

Sergey N. Shabunin, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Vladimir A. Tsimbal, Military Academy of Strategic Rocket Troops after
Peter the Great, Serpukhov, Russia

Nikolaj I. Vojtovich, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Managing Editor

Nataliya V. Papulovskaya, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Ural Radio Engineering Journal

2023, Т. 7, № 3

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Заместитель главного редактора

Зейде Кирилл Михайлович, Университет Генуи, Генуя, Италия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Акулиничев Юрий Павлович, Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

Беляев Борис Афанасьевич, Институт физики им. Л. В. Киренского
СО РАН, Красноярск, Россия

Войтович Николай Иванович, Южно-Уральский государственный
университет, Челябинск, Россия

Даровских Станислав Никифорович, Южно-Уральский
государственный университет, Челябинск, Россия

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Исембергенов Налик Турегалиевич, Казахский национальный
технический университет им. К. И. Сатбаева, Алматы, Республика
Казахстан

Коберниченко Виктор Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Костров Виктор Васильевич, Владимирский государственный
университет имени Александра Григорьевича и Николая

Григорьевича Столетовых, Муромский институт, Муром, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Академия им. Якуба Парадижса, Гожов
Великопольский, Польша

Цимбал Владимир Анатольевич, Военная Академия ракетных войск
стратегического назначения имени Петра Великого, Серпухов, Россия

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2023, Vol. 7, No. 3****CONTENTS**

<i>Arutyunyan A.A., Malyutin N.D., Malyutin G.A., Podzyvalov S.N., Yudin N.N.</i> Frequency characteristics of strip modules of the quasi-chaotic signals formation based on bulk nonlinear optical crystals.....	227
<i>Trinh T.T.</i> Non-reflective Odd Harmonic Band Pass Filter.....	250
<i>Samorodov A.A., Soluyanov A.A.</i> Joint calculation of mechanical and radar characteristics of calibration folding spherical reflectors.....	266
<i>Semenov L.M., Fridman L.B.</i> Algorithm of monopulse measurement of aircraft angular position using an artificial neural network.....	291
<i>Surzhik D.I.</i> Application of automatic noise bandwidth compensation method of improving spectral characteristics of signal generators.....	304
<i>Surzhik D.I., Vasilyev G.S., Kuzichkin O.R., Koskin A.V., Fedorov V.I.</i> Application of spectral approximation to model the dynamic properties of wireless communication channels.....	318

Ural Radio Engineering Journal**2023, Т. 7, № 3****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Арутюнян А.А., Малютин Н.Д., Малютин Г.А., Подзывалов С.Н., Юдин Н.Н.</i> Частотные характеристики полосковых модулей формирования квазихаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов.....	227
<i>Чинь Т.Т.</i> Неотражающий полосковый полосно- пропускающий фильтр нечетных гармоник.....	250
<i>Самородов А.А., Солуянов А.А.</i> Совместный расчет механических и радиолокационных характеристик калибровочных раскладных сферических отражателей...	266
<i>Семенов Л.М., Фридман Л.Б.</i> Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети.....	291
<i>Суржик Д.И.</i> Применение метода автоматической компенсации шумовой полосы для улучшения спектральных характеристик формирователей сигналов.....	304
<i>Суржик Д.И., Васильев Г.С., Кузичкин О.Р., Коськин А.В., Федоров В.И.</i> Применение аппроксимации спектров для моделирования динамических свойств беспроводных каналов связи.....	318

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.001

УДК 537.868.3:621.372.5

Частотные характеристики полосковых модулей формирования квазихаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов

А. А. Арутюнян^{1*}, Н. Д. Малютин^{1**}, Г. А. Малютин¹,
С. Н. Подзывалов², Н. Н. Юдин^{3,4}

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 40

²ООО «Лаборатория оптических кристаллов», Россия, 634040, г. Томск, ул. Владимира Высоцкого, 28 стр. 7

³Национальный исследовательский Томский государственный университет, Россия, г. Томск, 63405, пр. Ленина, 36

⁴Институт оптики атмосферы им. В. Е. Зуева СО РАН, Россия, 634055, г. Томск, пл. Академика Зуева, 1

 *arutyunyan18@mail.ru **ndm@mail.tusur.ru

Аннотация

В работе проведено экспериментальное исследование частотных зависимостей коэффициентов матрицы рассеяния полосковых модулей на основе копланарной полосковой линии с частичным диэлектрическим заполнением в виде объемных нелинейно-оптических кристаллов кварца SiO_2 , титанил-фосфата калия KTiOPO_4 (КТР), дифосфида цинка германия ZnGeP_2 , ниобата лития LiNbO_3 . Показано возникновение эффекта формирования квазихаотических колебаний в модулях, содержащих объемные кристаллы KTiOPO_4 , ZnGeP_2 , LiNbO_3 при подаче на вход ЛЧМ-сигналов с быстрым переключением направления падающей волны в тракте приема-передачи векторного анализатора цепей. Введены параметры для сравнительной характеристики материалов кристаллов. Определена полная (развернутая) фаза коэффициента передачи модулей. Проведены анализ ее физического смысла и обработка полной фазы, позволившая построить алгоритм оценки частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости кристаллов. Исследованные модули могут выполнять функцию формирователей квазихаотических сигналов СВЧ.

Ключевые слова

Нелинейно-оптические кристаллы, СВЧ, частотные характеристики, квазихаотический сигнал, формирователь, копланарная полосковая линия передачи.

Для цитирования

Арутюнян А. А., Малютин Н. Д., Малютин Г. А., Подзывалов С. Н., Юдин Н. Н. Частотные характеристики полосковых модулей формирования квазиахаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):227–249. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.001.

Frequency Characteristics of Strip Modules of the Quasi-chaotic Signals Formation Based on Bulk Nonlinear Optical Crystals

A. A. Arutyunyan^{1*}, N. D. Malyutin^{1}, G. A. Malyutin¹,
S. N. Podzyvalov², N. N. Yudin^{3,4}**

¹Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,
40, Lenin Avenue, 634050, Tomsk, Russia

²LLC «Laboratory of optical crystals», 28 building 7, Vladimir Vysotsky Str.,
634040, Tomsk, Russia

³National Research Tomsk State University, 36, Lenin Avenue, 634050,
Tomsk, Russia

⁴Institute of Atmospheric Optics named after Academician Zuev SB RAS, 1,
Academician Zueva Square, 634055, Tomsk, Russia

⁴V. E. Zuev Institute of Atmospheric Optics of Siberian Branch of the Russian
Academy of Sciences (IAO SB RAS), 1, Academician Zuev Square, 634055,
Tomsk, Russia

✉ *arutyunyan18@mail.ru; **ndm@main.tusur.ru

Abstract

In this paper the experimental study of frequency dependences of scattering matrix coefficients of strip modules based on a coplanar strip line with partial dielectric filling in the form of bulk non-linear optical crystals of quartz, potassium titanium phosphate (KTP), zinc germanium diphosphide, lithium niobate has been performed. The appearance of the effect of forming quasi-chaotic oscillations in modules containing KTiOPO_4 , ZnGeP_2 , LiNbO_3 bulk crystals when LFM signals are fed at fast switching of incident wave direction in the receiving and transmitting tract of the vector network analyzer is demonstrated. Parameters of comparative characterization of crystal materials are introduced. The complete phase of the modulus transmission coefficient is determined. The analysis of its physical sense is made, followed by processing complete phase shift, which provides the possibility to develop the algorithm of estimating the frequency dependence

of crystal's relative permittivity. The studied modules may be used as formers of quasi-chaotic microwave signals.

Keywords

Nonlinear optical crystals, microwave, frequency characteristics, quasi-chaotic signal, shaper, coplanar strip transmission line.

For citation

Arutyunyan A. A., Malyutin N. D., Malyutin G. A., Podzyvalov S. N., Yudin N. N. Frequency characteristics of strip modules of the quasi-chaotic signals formation based on bulk nonlinear optical crystals. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):227–249. (In Russ.)
DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.001

Введение

В настоящее время возрастает интерес к созданию метаматериалов и метасред, обладающих особенностями свойствами искусственного происхождения, не характерными для природных материалов. Поиски необычных свойств метаматериалов обусловлены разными целями. И это прежде всего стремление обнаружить ранее малоизученные или неизвестные физические явления в материалах, например существование вещества с одновременно отрицательными диэлектрической проницаемостью $\epsilon < 0$ и магнитной проницаемостью $\mu < 0$ [1, 2]. Важны также прикладные аспекты получения метаматериалов с разными свойствами для получения невзаимности обратного рассеяния электромагнитных волн (ЭМВ) [3–5], преобразования поляризации ЭМВ [6], обеспечения более высокой эффективности поглощения колебаний [7, 8] и решения других проблем современной радиоэлектроники [9].

К настоящему времени в природе не обнаружены материалы с «дважды отрицательными» $\epsilon < 0$ и $\mu < 0$ [2]. Поэтому поиск таких материалов проводится в искусственно создаваемых средах (киральных средах), называемых также метасредами. Некоторые полезные свойства таких сред удается получить в системах с пространственной модуляцией [10], а также путем создания схемных решений в виде невзаимных антенн [11, 12]. В работе [13] проведено экспериментальное исследование параметров рассеяния устройства в виде отрезка копланарной полосковой линии (КПЛ, англ. — CPL) с частичным диэлектрическим заполнением в виде объемного кристалла ниобата лития. Показано возникновения квазихаотических колебаний в СВЧ-диапазоне от 5 до 20 ГГц. Предложено использовать такое устройство в качестве формирователя квазихаотических сигналов и рассматривать как новый элемент метасреды. В [14] проведено моделирование невзаимного

обратного рассеяния СВЧ-волн кристаллами ниобата лития при возбуждении в них ультразвуковых колебаний.

Цель настоящей работы — исследование частотных характеристик модулей формирования квазихаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов кварца SiO_2 , титанил-фосфата калия KTiOPO_4 (КТР), дифосфида цинка германия ZnGeP_2 , ниобата лития LiNbO_3 , сопоставление их амплитудных и фазочастотных характеристик в широком диапазоне частот.

Исследуемые материалы и конструкция установки для измерения частотных характеристик

В ходе работы использовались различные образцы кристаллов (рис. 1): кварца (*a*); KTiOPO_4 (*b*); дифосфида цинка германия ZnGeP_2 (*c*); ниобата лития LiNbO_3 (*d* и *e*).



Рис. 1. Исследуемые образцы кристаллов:
a — кварц; *b* — КТП; *c* — дифосфид цинка германия; *d* — ниобат лития с нанесенными электродами; *e* — заготовка ниобата лития цилиндрической формы

Fig. 1. Samples of crystals to be studied:
a — quartz; *b* — KTP; *c* — germanium zinc diphosphide; *d* — lithium niobate with applied electrodes; *e* — cylindrical lithium niobate blank

Измерение частотных характеристик проводилось на векторном анализаторе цепей (ВАЦ) Р4226 компании АО «НПФ «Микран» при идентичных условиях для всех вариантов исполнения модулей: двухпортовая калибровка, диапазон частот от 10 МГц до 25 ГГц. Схема измерения представлена на рис. 2. Модуль на основе КПЛ при помощи двух фазостабильных кабелей 2 типа КСФ26-13РН-700 подключается к векторному анализатору цепей 1 типа Р4226, на КПЛ устанавливаются объемные нелинейно-оптические кристаллы 3 разных видов. Фотография измерительной установки с включенным модулем с кристаллом кварца показана на рис. 3.

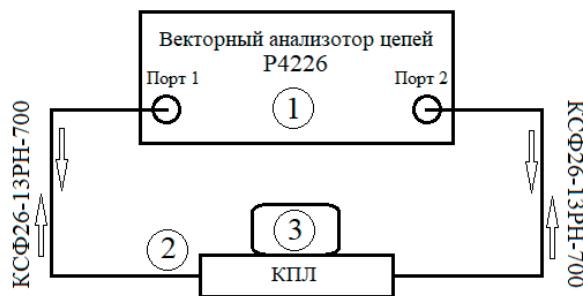


Рис. 2. Схема измерения частотных характеристик на векторном анализаторе цепей

Fig. 2. Schematic diagram for measuring frequency response on a vector network analyzer



Рис. 3. Фотография измерительной установки с включенным модулем с кристаллом кварца

Fig. 3. Photograph of measurement setup with module and quartz crystal installed

Экспериментальные результаты

Перед исследованиями частотных характеристик модулей с кристаллами было проведено измерение коэффициентов матрицы рассеяния $S_{i,j}$ ($i, j = 1, 2$) отрезка копланарной полосковой линии без кристалла. Затем устанавливался один из указанных видов кристаллов и вновь измерялись частотные зависимости $S_{i,j}$. Было установлено, что во всех измерениях с погрешностью, обеспечиваемой ВАЦ Р4226, выполнялось условие $S_{11} = S_{22}$, $S_{21} = S_{12}$. На рис. 4а представлено сравнение частотных зависимостей коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ модуля КПЛ с воздушным заполнением, т. е. без кристалла (синий цвет) и с размещенным на ней кристаллом кварца (красный цвет). Рис. 4б показывает зависи-

мость коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ модуля в отсутствие кристалла и с кристаллом SiO_2 .

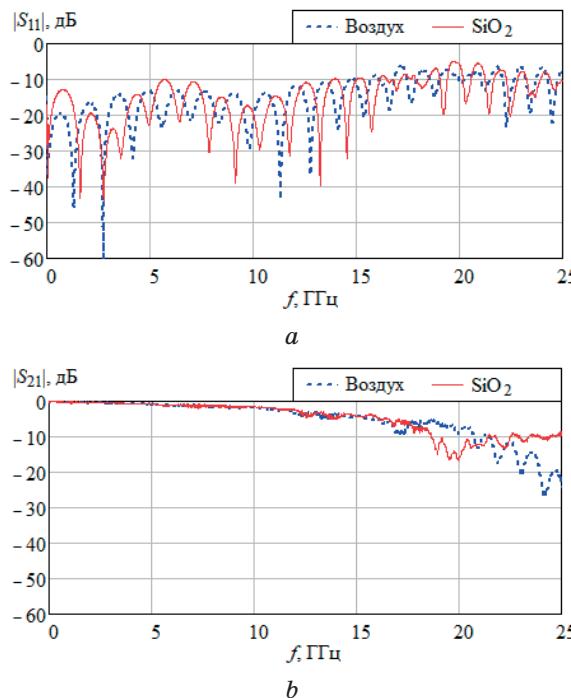


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ (а) и коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ (б) модуля с воздушным заполнением верхней части конструкции (синий цвет) и с размещенным на КПЛ кристаллом кварца (красный цвет)

Fig. 4. Frequency dependence of reflection coefficient $|S_{11}(f)|$ (a) and transfer coefficient $|S_{21}(f)|$ (b) of module with air-filled top structure (blue) and with quartz crystal placed on the CPL (red)

На рис. 5 представлена частотная зависимость фазы коэффициента передачи $\arg [S_{21}(f)]$ модуля на основе КПЛ без кристалла и с кристаллом кварца. Из сравнения графиков рис. 4, 5 видно, что частотные характеристики $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$, $\arg [S_{21}(f)]$ существенно изменились на частотах выше 17–20 ГГц, а в целом близки к характеристикам рассогласованного отрезка линии передачи. Возрастание фазы $\arg [S_{21}(f)]$ при размещении кристалла (рис. 5), естественно, объясняется увеличением эффективной диэлектрической проницаемости полосковой структуры. На графиках коэффициентов отражения и передачи (см. рис. 4) видно, что в диапазоне до 25 ГГц не наблюдается квазихаотических колебаний, подобных тем, которые продемонстрированы в [13].

Далее был проведен эксперимент с кристаллом КТР. На рис. 6 a и рис. 6 b представлены зависимости коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ и фазы $\arg[S_{21}(f)]$ соответственно.

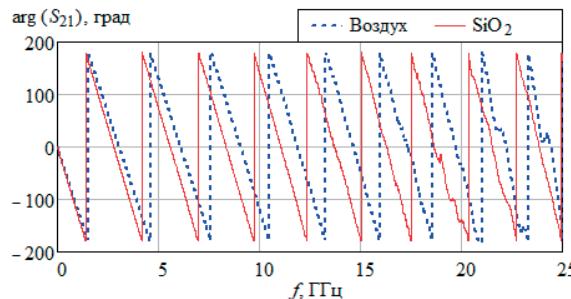


Рис. 5. Зависимость от частоты $\arg [S_{21}(f)]$ модуля без кристалла (синий цвет) и с кристаллом кварца (красный цвет)

Fig. 5. Frequency dependence $\arg [S_{21}(f)]$ of module without crystal (blue) and with quartz crystal (red)

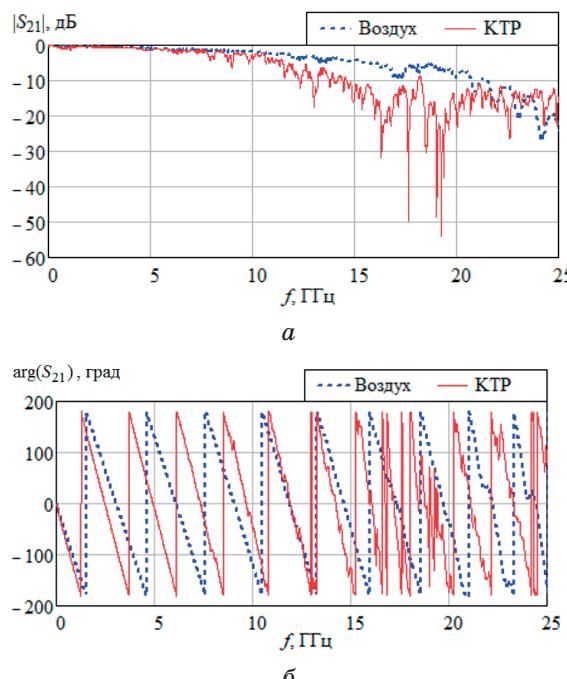


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ (а) и фазы $\arg [S_{21}(f)]$ (б) модуля без кристалла (синий цвет) и с кристаллом КТР (красный цвет)

Fig. 6. Frequency dependence of transmission factor $|S_{21}(f)|$ (a) and phase $\arg [S_{21}(f)]$ (b) of module without crystal (blue) and with KTP crystal (red)

Из сравнения частотных характеристик модуля на основе копланарной полосковой линии с воздушным заполнением верхней полуплоскости и модуля с кристаллом КТР (рис. 6) видно появление множества резонансов на частотах выше 15 ГГц, что можно объяснить интерференцией волн, распространяющихся в волноведущей системе копланарной полосковой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [15], часть которого обладает анизотропными и нелинейными свойствами [16].

При замене кристалла КТР на кристалл дифосфида цинка германия $ZnGeP_2$ (рис. 1 δ) наблюдается появление большого числа резонансов $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$ с амплитудой до минус 10–20 дБ, имеющих квазихаотический характер в диапазоне от 10 до 25 ГГц (рис. 7). Рис. 8 иллюстрирует частотную зависимость $\arg[S_{21}(f)]$ модуля без кристалла и с кристаллом $ZnGeP_2$. Из зависимости $\arg[S_{21}(f)]$ модуля с кристаллом $ZnGeP_2$ (красный цвет, сплошная

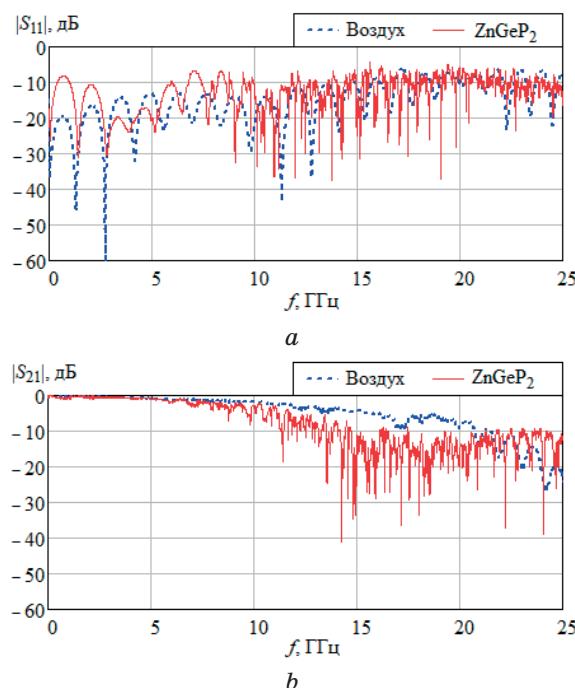


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ (a) и коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ (b) модуля на основе КПЛ в отсутствие кристалла (синий цвет) и с кристаллом $ZnGeP_2$ (красный цвет)

Fig. 7. Frequency dependence of reflection coefficient $|S_{11}(f)|$ (a) and transmission factor $|S_{21}(f)|$ (b) of CPL module without crystal (blue) and with crystal (red)

линия) видно, что частотная зависимость фазы не имеет четко выраженного периода повторения начиная примерно с 10 ГГц, она изменяется хаотично, в отличие от фазы коэффициента передачи модуля без кристалла (синий цвет, пунктир). Следовательно, для модуля с кристаллом ZnGeP₂, так же как КТР, наблюдается возникновение квазихаотических колебаний.

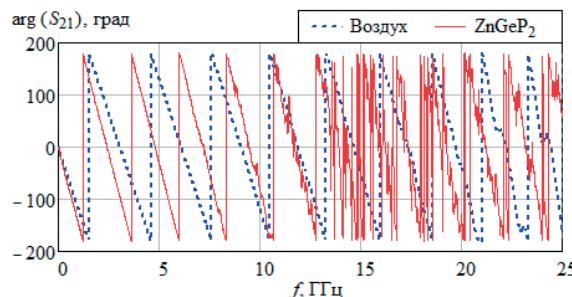


Рис. 8. Частотная зависимость фазы $\arg [S_{21}(f)]$ модуля без кристалла и с кристаллом ZnGeP₂

Fig. 8. Frequency dependence $\arg [S_{21}(f)]$ of module without and with crystal ZnGeP₂

Измерения частотных характеристик модуля с кристаллом LiNbO₃ проводились в двух вариантах исполнения — с электродами, нанесенными на боковые поверхности кристалла (рис. 1d), и образца цилиндрической формы без электродов (рис. 1e). Цель эксперимента была проверить влияние электродов на частотные характеристики без подключения электродов к устройству управления. На рис. 9 показан внешний вид измерительной установки при измерении модуля КПЛ с кристаллом ниобата лития с электродами, а на рис. 10 — графики зависимости коэффициентов отражения $|S_{11}(f)|$ модуля с кристаллом ниобата лития с электродами и без электродов.

На рис. 11 представлен график частотной зависимости коэффициентов передачи $|S_{21}(f)|$ модуля с кристаллом ниобата лития без электродов и с электродами.

Рис. 12 иллюстрирует изменение частотной зависимости $\arg [S_{21}(f)]$ модуля без электродов и с электродами.

Сравнение зависимостей $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$ и $\arg [S_{21}(f)]$ показывает существенное влияние электродов на частотные характеристики модуля формирования квазихаотического сигнала. Это, очевидно, связано с тем, что электроды находятся под «плавающим» потенциалом, наведенным в результате взаимодействия электромагнитной волны в копланарной полосковой линии и кристалле. Поскольку кристалл обладает анизотропией диэлектрических свойств, образу-

ющееся внутреннее поле в объемном кристалле приводит к образованию собственных волн с меняющимся спектром коэффициентов распространения при нанесении электродов. Как видим на рис. 12 и 13, этот спектр богаче в случае отсутствия электродов. Похожий результат был получен при измерении модуля с кристаллом, показанным на рис. 1e. На рис. 13 показаны частотные зависимости $|S_{21}(f)|$ и $\arg[S_{21}(f)]$, близкие к тем, которые характерны для модуля с кристаллом LiNbO_3 (рис. 1g), но без нанесенного электрода.



Рис. 9. Фотография измерительной установки при измерении модуля КПЛ с кристаллом ниобата лития с электродами

Fig. 9. Photo of the measuring setup when measuring the CPL module with a lithium niobate crystal with electrodes

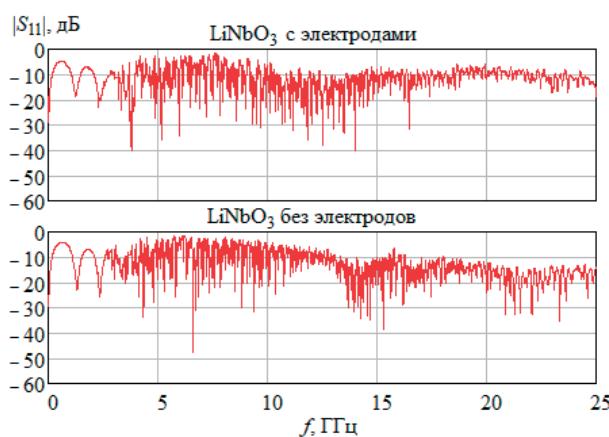


Рис. 10. Частотная зависимость коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ модуля с кристаллом ниобата лития с электродами и без электродов

Fig. 10. Frequency dependence of reflection coefficient $|S_{11}(f)|$ of module with lithium niobate crystal with electrodes and without electrodes

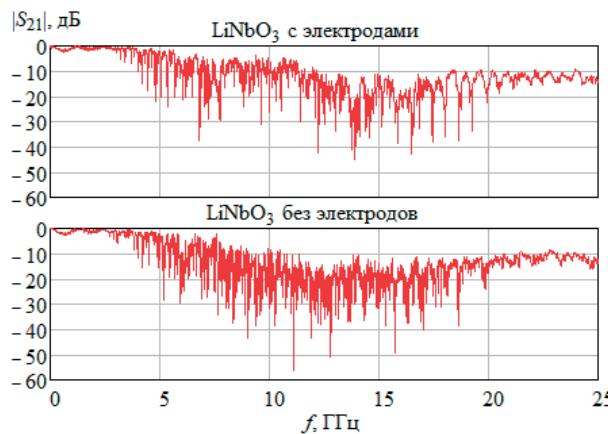


Рис. 11. Зависимость от частоты коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ модуля с кристаллом ниобата лития с электродами и без электродов

Fig. 11. Frequency dependence of transfer coefficient $|S_{21}(f)|$ of module with lithium niobate crystal with electrodes and without electrodes

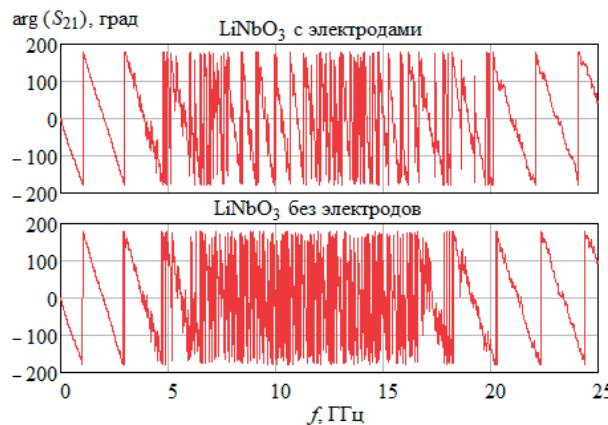


Рис. 12. Зависимость от частоты фазы коэффициента передачи $\arg [S_{21}(f)]$ модуля с кристаллом ниобата лития с электродами и без электродов

Fig. 12. Frequency dependence of phase $\arg [S_{21}(f)]$ of module with lithium niobate crystal with electrodes and without electrodes

Сравнение приведенных частотных характеристик модулей с кристаллами, как отмечалось выше, на качественном уровне может основываться на увеличении или уменьшении количества максимумов/минимумов коэффициентов передачи и/или коэффициентов отражения. Их количество зависит от состава собственных (нормальных) волн с различающимися коэффициентами распространения [15]. Значительная частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости кристаллов, подоб-

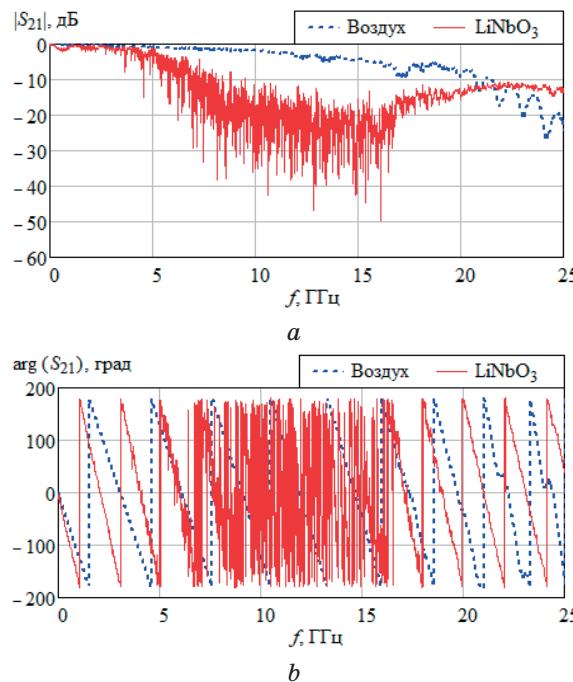


Рис. 13. Частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ (а) и $\arg [S_{21}(f)]$ (б) модуля в отсутствие кристалла и с кристаллом LiNbO_3 (рис. 1д)

Fig. 13. Frequency dependence of transfer coefficient $|S_{21}(f)|$ (a) and $\arg [S_{21}(f)]$ (b) of module in absence of crystal and with LiNbO_3 crystal (Fig. 1e)

ных LiNbO_3 , способствует увеличению соотношения между фазовыми скоростями возбуждаемых волн в модулях, содержащих объемные кристаллы, и, следовательно, к увеличению количества волн с различающимися коэффициентами распространения. Интерференция возбуждаемых волн приводит к образованию сильной частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния модулей с кристаллами. Оценка частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости кристаллов возможна через измерение так называемой полной (развернутой) фазы коэффициента передачи. Этой опцией измерения фазы снабжены практически все векторные анализаторы цепей [17]. Определение полной фазы позволяет вычислить групповое время запаздывания.

Для количественного сравнения вариантов применяемых кристаллов были измерены полные фазы коэффициентов передачи модулей с разными кристаллами. В качестве обобщенных параметров взяты следующие:

1) полная максимальная фаза φ_{\max} , град на верхней частоте диапазона f_{\max} ;

2) групповое время запаздывания $\tau_{\text{гр}} = -\varphi_{\max}/(360 \cdot f_{\max})$, определяемое при аппроксимации полной фазы $\arg [S_{21}(f)]$ линейной функцией от частоты.

Эти параметры были взяты за основу и указаны в табл. 1.

На рис. 14 показаны частотные зависимости полной фазы коэффициентов передачи $\arg [S_{21}(f)]$ модулей формирования квазихаотических колебаний с различными кристаллами.

Обработка экспериментальных данных

Анализ зависимостей рис. 14 показывает, что полный фазовый сдвиг модулей с кристаллами KTiOPO₄, ZnGeP₂ и LiNbO₃ не соответствует физическому представлению полосковой структуры как линии передачи с некоторой эффективной диэлектрической проницаемостью ϵ_{eff} . Это предположение подтвердили измерения переходной характеристики при подаче импульса в виде функции Хевисайда. Было выяснено, что причина получения физически нереализуемого полного фазового сдвига связана с алгоритмом вычисления полного фазового сдвига, заложенного в программное обеспечение всех векторных анализаторов цепей. Если обратиться к графикам зависимости $\arg [S_{21}(f)]$ (например, рис. 12, 13b), то можно увидеть, что возникающая частотная зависимость фазы сопровождается нарушением периодичности функции $\arg [S_{21}(f)]$ вследствие интерференции возбуждаемых

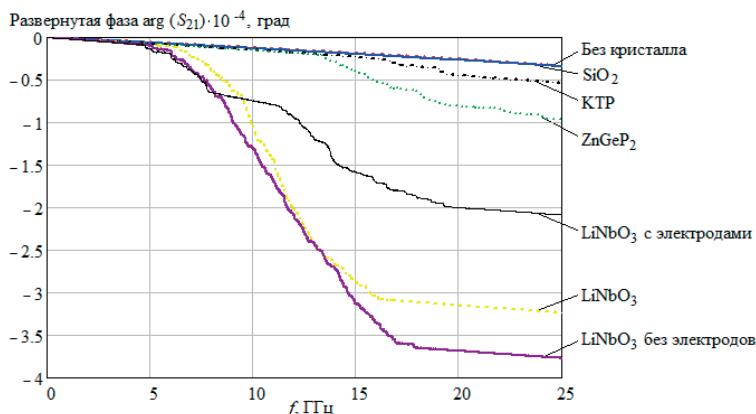


Рис. 14. Частотные зависимости полной фазы коэффициентов передачи $\arg [S_{21}(f)]$ модулей формирования квазихаотических колебаний различного исполнения

Fig. 14. Frequency dependencies of the total phase of the transfer coefficients $\arg [S_{21}(f)]$ quasi-chaotic oscillator modules of different designs

собственных волн [15], и ее можно охарактеризовать как хаотическую. Фаза, не достигая значения -180 град, т. е. точки разрыва функции $\arg [S_{21}(f)]$, хаотично изменяется с частотой, пересекая условный ноль. В результате, согласно используемому алгоритму определения полной фазы, каждое такое пересечение сопровождается добавлением к фазовому сдвигу -360 град, которого на самом деле физически нет.

Надо отметить, что наличие интерференции сложного состава собственных волн тем не менее приводит к образованию суммарной падающей и отраженной волн, измеряемых с помощью векторного анализатора цепей на входе и выходе модуля формирования квази-хаотического сигнала. Коэффициенты распространения этих волн определяются частотно-зависимой эффективной диэлектрической проницаемостью ϵ_{eff} . Полосковая структура при наличии кристалла сохраняет свойства рассогласованного отрезка линии передачи с ярко выраженной зависимостью фазовой скорости от частоты. Вид частотных зависимостей $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$ и $\arg [S_{21}(f)]$ является следствием возникновения в кристалле собственных волн с отличающимися коэффициентами распространения и, следовательно, с существенно разными фазовыми скоростями падающих и отраженных волн. Возбуждение этих волн осуществляется полем копланарной линии, в которой в отсутствии кристалла распространяется квази-Т-волна с фазовой скоростью $v_{ph} = c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$, где c — скорость света, ϵ_{eff} — эффективная диэлектрическая проницаемость. Трансформация квази-Т-волны в собственные волны с богатым спектром полосковой структуры наблюдается вне зависимости от размеров кристаллов LiNbO_3 с закономерностью смещения резонансов в область верхних частот при уменьшении объема кристаллов. Замена материала на кварц приводила к исчезновению резонансов и вид частотных характеристик $|S_{11}(f)|$, $|S_{21}(f)|$ соответствовала рассогласованному отрезку КПЛ с увеличивающейся крутизной $\arg [S_{21}(f)]$.

Был построен алгоритм и программное обеспечение, позволяющие исключить добавление -360 град к текущему значению $\arg [S_{21}(f)]$, как физически необоснованное действие [18]. Для этого назначается частотный интервал релаксации Δf , на котором запрещается делать добавку -360 град в силу незначительности вклада интерферирующих волн в общий волновой процесс. На рис. 15 представлены графики развернутой фазы, полученные в результате обработки $\varphi_r = \arg [S_{21r}(f)]$ для модуля с ниобатом лития (кривая красного цвета). Синим цветом показан результат применения программы решения задачи вычисления полной фазы φ_p при вариации диэлектрической проницаемости кристаллов кварца и LiNbO_3 до совпадения получаемого значения φ_p и ра-

нее определенной полной фазы $\varphi_r = \arg [S_{21r}(f)]$ с помощью метода частотной релаксации. При этом полная фаза φ_p находилась по формуле

$$\varphi_p = -\frac{\omega}{c} \cdot \left[\sqrt{\varepsilon_{eff1}(f)} \cdot 2l_1 + \sqrt{\varepsilon_{eff2}(f)} \cdot l_2 \right] \cdot \frac{180}{\pi}, \text{ град} \quad (1)$$

где $\varepsilon_{eff1}(f)$ — эффективная диэлектрическая проницаемость участка модуля без кристалла общей длиной $2l_1$; $\varepsilon_{eff2}(f)$ — эффективная диэлектрическая проницаемость участка модуля с кристаллом длиной l_2 ; c — скорость света.

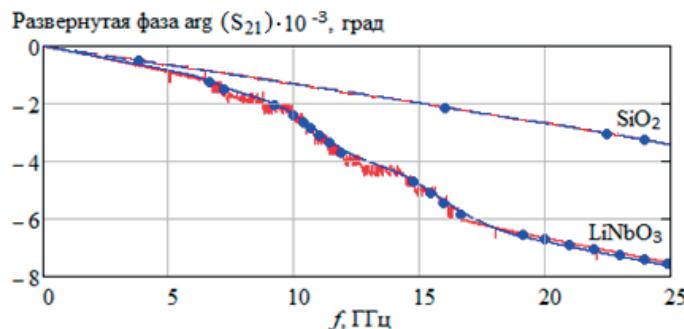


Рис. 15. Развернутая фаза для модулей с ниобатом лития и кварцем, полученная в результате обработки методом назначения частотного интервала релаксации, красная кривая для LiNbO_3 , синяя кривая — результат вычисления полной фазы через нахождение эффективной диэлектрической проницаемости кристаллов по критерию совпадения φ_p и φ_r на назначаемых частотах (помечены точками)

Fig. 15. The expanded phase for modules with lithium niobate and quartz obtained by the frequency relaxation assignment method, the red curve for LiNbO_3 , the blue curve is the result of the total phase calculation through finding the effective dielectric constant of the crystals according to the criteria of matching φ_p and φ_r at the assigned frequencies (marked by dots)

Алгоритм вычисления ε_{eff1} и ε_{eff2} состоит в следующей последовательности. На каждой частоте производится моделирование конечно-разностным методом [19] рассматриваемой полосковой структуры без кристалла (участок длиной $2l_1$) и с кристаллом (участок длиной l_2). При этом варьируется относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки ε_{r1} и кристалла ε_{r2} . Затем рассчитывается эффективная диэлектрическая прони-

цаемость по формуле $\varepsilon_{eff} = \frac{C(\varepsilon)}{C(1)}$, где $C(\varepsilon)$ — емкость, полученная

при моделировании полосковой линии с диэлектрическим заполнением с проницаемостями подложки ϵ_{r1} и кристалла ϵ_{r2} ; $C(1) = C_1 + C_2$ — емкость, полученная при моделировании полосковой линии с воздушным заполнением. В процессе вариации ϵ_{r1} , ϵ_{r2} на выбранных частотах проверяется условие $\varphi_p \approx \varphi_r$. Результаты расчета частотной зависимости $\epsilon_{eff2}(f)$, удовлетворяющей условию $\Phi_p \approx \Phi_r$, позволяют вычислить относительную диэлектрическую проницаемости кристалла $\epsilon_{r2}(f)$ по формуле (2)

$$\epsilon_{r2}(f) = \frac{\epsilon_{eff2}(f) \cdot (C_1 + C_2) - C_1 \cdot \epsilon_{r1}}{C_2}. \quad (2)$$

Результаты вычисления $\epsilon_{eff2}(f)$ показаны на рис. 16.

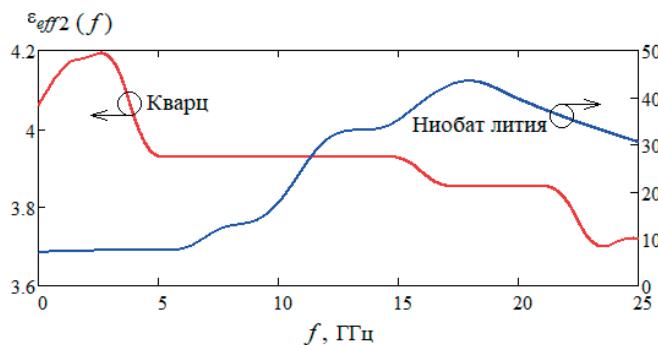


Рис. 16. Эффективная диэлектрическая проницаемость полосковой структуры с кристаллами кварца и ниобата лития в зависимости от частоты

Fig. 16. Frequency dependencies of effective dielectric permittivity of a strip structure with quartz and lithium niobate crystals

На представленном графике рис. 16 видно, что эффективная диэлектрическая проницаемость полосковой структуры с квартцем находится в диапазоне $\epsilon_{eff2}(f) = 3,5 \dots 4,2$, а с ниобатом лития $\epsilon_{eff2}(f)$ достигает 43. Частотная зависимость $\epsilon_{r2}(f)$ показана на рис. 17.

В табл. 1 представлены значения φ_{\max} и τ_{rp} на частоте $f_{\max} = 25$ ГГц, а также диэлектрических проницаемостей, полученных в результате расчета на основе измерений для всех использованных образцов кристаллов на частоте $f_0 = 20$ ГГц.

Следует отметить, что параметры φ_{\max} и τ_{rp} , определенные при линейной аппроксимации $\arg [S_{21}(f)]$, позволяют сравнивать различные конструкции модулей формирования квазихаотических колебаний. Однако при проектировании устройств аналогичного типа следует учитывать, что ввиду нелинейности кристаллов мо-

гут быть более сложные зависимости амплитудных и фазовых характеристик устройств, содержащих в качестве диэлектрика объемные кристаллы. Проведение экспериментальных исследований, подобных представленным, позволяет оценить возможности конструкций и материалов кристаллов более достоверно. Существование эффекта формирования квазиахаотических колебаний в устройствах на основе полосковых структур, содержащих объемные нелинейные кристаллы, в связи с практическим использованием этого явления делает актуальной задачу более детального анализа волновых свойств. Тем не менее полученные в предыдущих подразделах результаты позволяют экспериментальным путем с использованием предложенных простых моделей проводить оценку параметров модулей и кристаллов в их составе.

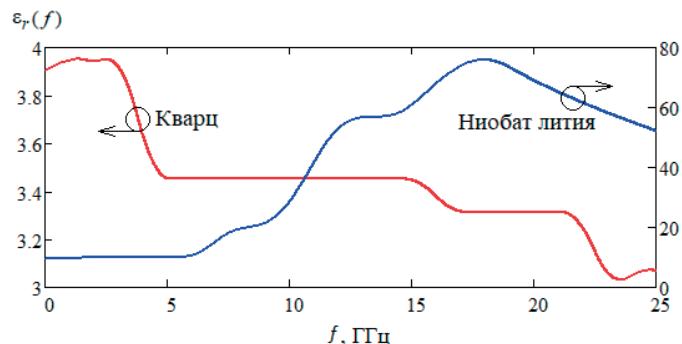


Рис. 17. Частотная зависимость относительных диэлектрических проницаемостей кристаллов

Fig. 17. Frequency dependence of the relative permittivity of crystals

Таблица 1. Параметры исследованных образцов модулей с разными кристаллами
Table 1. Parameters of the investigated sample modules with different crystals

№	Обозначение по рис. 14	Внешний вид	Φ_{\max} , град ($f_{\max} = 25$ ГГц)	$\tau_{\text{тр}}$, нс	$\varepsilon_{eff2}(f)$ ($f_0 = 20$ ГГц)	$\varepsilon_{r2}(f)$ ($f_0 = 20$ ГГц)
1	Без кристалла		-3397.9	0.3775	3.1311	1
2	SiO_2		-3432.7	0.3814	3.3122	3.8521

Окончание табл. 1

№	Обозна- чение по рис. 14	Внешний вид	Φ_{\max} , град ($f_{\max} =$ 25 ГГц)	$\tau_{\text{тр}}$, нс	$\varepsilon_{eff2}(f)$ ($f_0 =$ 20 ГГц)	$\varepsilon_{r2}(f)$ ($f_0 =$ 20 ГГц)
3	KTP		-5308.7	0.5899	12.301	18.805
4	ZnGeP ₂		-9652.0	1.072	12.331	18.86
5	LiNbO ₃		-32360.0	3.596	40.422	70.367
6	LiNbO ₃ без элек- тродов		-37699.0	4.189	50.173	88.248
7	LiNbO ₃ с элек- тродами		-20834.0	2.315	84.766	151.68

Заключение

Таким образом, показано существование эффекта формирования квазихаотических колебаний в устройствах на основе полосковых структур, содержащих объемные нелинейно-оптические кристаллы. Проведено экспериментальное исследование частотных зависимостей коэффициентов матрицы рассеяния полосковых модулей на основе копланарной полосковой линии, содержащих кристаллы кварца SiO₂, титанил-фосфата калия KTiOPO₄ (KTP), дифосфида цинка германия ZnGeP₂, ниобата лития LiNbO₃. Измерения проводились при подаче на вход устройств ЛЧМ-сигнала. При этом для определения коэффициентов отражения от входа и выхода использовался режим быстрого переключения направления падающей волны в тракте приема-передачи векторного анализатора цепей. Введены параметры для сравнительной характеристики материалов кристаллов. Определена полная (развернутая) фаза коэффициента передачи модулей, сделан анализ ее физического смысла и проведена обработка полной фазы, позволившая построить алгоритм оценки частотной зависимости

эффективной и относительной диэлектрической проницаемости кристаллов. Исследованные модули могут выполнять функцию формирователей квазихаотических сигналов СВЧ, применяемых в системах на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации [20].

Благодарности

Публикация выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2023-0014.

Acknowledgements

The study was made with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of project No. FEWM-2023-0014.

Список литературы

1. Веселаго В. Г. Электродинамика материалов с отрицательным коэффициентом преломления. *Успехи физических наук*. 2003;173(7):790–794. DOI: 10.3367/UFNr.0173.200307m.0790
2. Фисанов В.В. О знаке показателя преломления для метаматериалов. *Известия высших учебных заведений. Физика*. 2021; 64(8):163–167.
3. Сычев А.Н., Малютин Н.Д. Современные устройства, антенны и отражатели с невзаимными свойствами (обзор). *Журнал радиоэлектроники*. 2020;(11):7. DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>
4. Лощилов А.Г., Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Сычев А.Н., Суторихин В.А., Тренкаль Е.И., и др. *Невзаимное обратное рассеяние электромагнитных волн: обзор методов исследования, экспериментальная техника обнаружения, обработка результатов измерений*. Томск: Б-Спектр; 2021. 156 с. ISBN 978-5-91191-470-7
5. Sutorikhin V.A., Malyutin N.D., Pozdnyakov V.S. Nonreciprocal backscattering of millimeter waves by lithium niobate crystals when ultrasonic vibrations are excited in them. *Technical Physics Letters*. 2022;48(8):50–53. DOI: 10.21883/PJTF.2022.16.53200.19034
6. Semchenko I.V., Kravchenko A.Yu., Samofalov A.L., Khakhomov S.A. A metamaterial based on planar spirals as a electromagnetic waves polarization converter. *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physics and Mathematics Series*. 2022;58(1):110–119.
7. Dudarev A.V., Klygach D.S., Vakhitov M.G., Dudarev S.V., Dudarev N.V. A broadband metamaterial absorber constructed of square metalized segments. *Chelyabinsk Physical and Mathematical Journal*. 2022;7(4):480–489. DOI: 10.47475/2500-0101-2022-17407
8. Хахомов С.А., Самофалов А.Л., Никитюк Ю.В., Семченко И.В., Аушев И.Ю. Оптимизация параметров поглощающих метаматериа-

- лов на основе П-образных элементов. *Проблемы физики, математики и техники.* 2022;3(52):56–60.
9. Ермолов П.П., Папуловская Н. В. СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: взгляд в будущее (обзор 32-й международной конференции “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”). *Ural Radio Engineering Journal.* 2022;4(6):462–495.
10. Taravati S., Kishk A. A. Space-time modulation: Principles and applications. *IEEE Microwave Magazine.* 2020;4(21):30–56.
11. Zang J.W., Wang X.T., Alvarez-Melcon A., Gomez-Diaz J.S. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* 2019;18(12):2661–2665. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847.
12. Ramaccia D., Sounas D. L., Alu A., Bilotti F., Toscano A. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.* 2018;17(11):1968–1972. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.
13. Arutyunyan A. A., Malyutin G. A. Experimental Research of the Scattering Parameters of the Module Based on a Coplanar Strip Line Segment With a Lithium Niobate Crystal and its Possible Use. *2022 IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM).* 30 June 2022–04 July 2022. Altai, Russian Federation. 2022. Pp. 168–171. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855037.
14. Arutyunyan A.A., Malyutin N. D., Pozdnyakov V. S., Serebrennikov L.Ya. A New Reflective-type Element for Metasurface Based on a Bulk Lithium Niobate Crystal. *2022 IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM).* 30 June 2022–04 July 2022. Altai, Russian Federation. 2022. Pp. 157–163. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855043.
15. Sychev A.N., Malyutin N.D., Trenkal E. I., Malyutin G. A. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact. *Journal of Physics: Conference Series.* 2020;1679(2). P. 22023. DOI 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
16. Poplavko Y. *Electronic Materials: Principles and Applied Science.* Elsevier; 2018. 707 p.
17. Векторные анализаторы цепей P4M-18, P4213, P4226, P4226A. Руководство по применению. URL: <http://download.micran.ru/diis/p4/Docs/xVNA.pdf> (дата обращения: 31.07.2023).
18. Малютин Г. А. Модули на основе копланарной линии для измерения СВЧ параметров объемных электрооптических кристаллов, заполняющих верхнюю полуплоскость полосковой структуры. В: *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрымиКо'2022): материалы 32 Международной конференции. Севастополь, Россия.* 2022;(4):125–126.
19. Fusco F. *Microwave circuits. Analysis and computer-aided Design.* The Queen's University of Belfast; 1990. 288 p.

20. Гуляев Ю.В., Беляев Р.В., Воронцов Г. М., Залогин Н. Н., Калинин В. И., Кальянов Э. В., и др. Информационные технологии на основе динамического хаоса для передачи, обработки, хранения и защиты информации. *Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии.* 2018;10(2):279–312. DOI: 10.17725/rentis.2018.10.279.

References

1. Veselago V. G. Electrodynamics of materials with negative index of refraction. *Physics—Uspekhi.* 2003;46(7):764–768. DOI: 10.1070/PU2003v046n07ABEH001614
2. Fisanov V. V. On the sign of the refractive index for metamaterials. *Russian Physics Journal.* 2021;64(8):1560–1565.
3. Sychev A.N., Malyutin N. D. Modern devices, antennas and reflectors with nonreciprocal properties (Review). *Zhurnal Radioelektroniki — Journal of Radio Electronics* 2020;(11):7. (In Russ.) DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.11.2>
4. Loschilov A.G., Malyutin N. D., Semenov E. V., Sychev A. N., Sutorikhin V. A., Trenkal E. I., et al. *Nevzaimnoye obratnoye rasseyaniye elektromagnitnykh voln: obzor metodov issledovaniya, eksperimental'naya tekhnika obnaruzheniya, obrabotka rezul'tatov izmereniy.* Tomsk: V-Spectr; 2021. 156 c. (In Russ.) ISBN 978-5-91191-470-7.
5. Sutorikhin V. A., Malyutin N. D., Pozdnyakov V. S. Nonreciprocal backscattering of millimeter waves by lithium niobate crystals when ultrasonic vibrations are excited in them. *Technical Physics Letters.* 2022;48(8):50–53. DOI: 10.21883/PJTF.2022.16.53200.19034
6. Semchenko I. V., Kravchenko A. Yu., Samofalov A. L., Khakhomov S. A. A metamaterial based on planar spirals as a electromagnetic waves polarization converter. *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physics and Mathematics Series.* 2022;58(1):110–119.
7. Dudarev A. V., Klygach D. S., Vakhitov M. G., Dudarev S. V., Dudarev N. V. A broadband metamaterial absorber constructed of square metalized segments. *Chelyabinsk Physical and Mathematical Journal.* 2022;7(4):480–489. DOI: 10.47475/2500-0101-2022-17407
8. Khakhomov S.A., Samofalov A. L., Nikityuk Y. V., Semchenko I. V., Aushev I. Y. Optimization of parameters of absorbing metamaterials based on Π-shaped elements. *Problems of Physics, Mathematics and Technics.* 2022;3(52):56–60. (In Russ.)
9. Yermolov P.P., Papulovskaya N. V. Microwave and Telecommunication Technology: Future Outlook (review of the 32rd International Conference “Microwave & Telecommunication Technology”). *Ural Radio Engineering Journal.* 2022;4(6):462–495. (In Russ.)
10. Taravati S., Kishk A. A. Space-time modulation: Principles and applications. *IEEE Microwave Magazine.* 2020;4(21):30–56.

11. Zang J.W., Wang X.T., Alvarez-Melcon A., Gomez-Diaz J.S. Nonreciprocal Yagi-Uda filtering antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2019;18(12):2661–2665. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2947847.
12. Ramaccia D., Sounas D. L., Alu A., Bilotti F., Toscano A. Nonreciprocity in antenna radiation induced by space-time varying metamaterial cloaks. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2018;17(11):1968–1972. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2870688.
13. Arutyunyan A. A., Malyutin G. A. Experimental Research of the Scattering Parameters of the Module Based on a Coplanar Strip Line Segment With a Lithium Niobate Crystal and its Possible Use. *2022 IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM)*. 30 June 2022–04 July 2022. Altai, Russian Federation. 2022. Pp. 168–171. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855037.
14. Arutyunyan A.A., Malyutin N. D., Pozdnyakov V. S., Serebrennikov L.Ya. A New Reflective-type Element for Metasurface Based on a Bulk Lithium Niobate Crystal. *2022 IEEE 23rd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM)*. 30 June 2022–04 July 2022. Altai, Russian Federation. 2022. Pp. 157–163. DOI: 10.1109/EDM55285.2022.9855043.
15. Sychev A.N., Malyutin N.D., Trenkal E.I., Malyutin G. A. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact. *Journal of Physics: Conference Series*. 2020;1679(2). P. 22023. DOI 10.1088/1742-6596/1679/2/022023.
16. Poplavko Y. *Electronic Materials: Principles and Applied Science*. Elsevier; 2018. 707 p.
17. *Vektornye analizatory tsepei R4M-18, R4213, R4226, R4226A. Rukovodstvo po primeneniyu [Vector circuit analysers R4M-18, R4213, R4226, R4226A. Application manual]*. URL: <http://download.micran.ru/diis/p4/Docs/xVNA.pdf> (accessed 14.05.2023). (In Rus.).
18. Malyutin G. A. Moduli na osnove koplanarnoy linii dlya izmereniya SVCH parametrov ob'yemnykh elektroopticheskikh kristallov, zapolnyayushchikh verkhnyyuyu poluploskost' poloskovoy struktury. In: *Proceedings of the 32nd International Conference Sevastopol, Microwave Engineering and Telecommunication Technologies*. 2022;(4):125–126.
19. Fusco F. *Microwave circuits. Analysis and computer-aided Design*. The Queen's University of Belfast; 1990. 288 p.
20. Gulyaev Y.V., Belyaev R. V., Vorontsov G. M., Zalogin N. N., Kalinin V. I., Kal'yanov E. V., et al. Dynamic-chaos information technologies for data transmission, storage, and protection. *Radioelectronics. Nanosystems. Information technologies*. 218:10(2):279–312. DOI: 10.17725/rensit.2018.10.279

Информация об авторах

Арутюнян Артуш Арсенович, аспирант кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия.

Малютин Николай Дмитриевич, профессор, доктор технических наук, директор НИИ Систем электрической связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия.

Малютин Георгий Александрович, магистрант кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия.

Подзывалов Сергей Николаевич, заместитель директора по инновациям ООО «Лаборатория оптических кристаллов», г. Томск, Россия.

Юдин Николай Николаевич, директор НОЦ ОФТ Национального исследовательского Томского государственного университета, г. Томск, Россия.

Information about the authors

Artush A. Arutyunyan, Postgraduate student, Department of Design of Components and Parts of Radioelectronic Equipment (KUDR), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia.

Nikolay D. Malyutin, Professor, Doctor of Technical Sciences, Director of the Research Institute of Electrical Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia.

Georgy A. Malyutin, Master's Student, Department of Design of Components and Parts of Radioelectronic Equipment (KUDR), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia.

Sergey N. Podzyvalov, Deputy Director of Innovations, Laboratory of Optical Crystals Ltd, Tomsk, Russia.

Nikolay N. Yudin, Director of Research and Education Centre OFT, National Research Tomsk State University, Tomsk, Russia.

Поступила / Received: 28.04.2023

Принята в печать / Accepted: 21.07.2023

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.002

УДК 621.372

Неотражающий полосковый полосно-пропускающий фильтр нечетных гармоник

Т. Т. Чинь 

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 40

 thanhvodoi1995@gmail.com

Аннотация

В данной статье представлен неотражающий полосковый фильтр (НПФ), имеющий две полосы пропускания, соответствующих первой и третьей гармоникам принимаемого или передаваемого сигнала. НПФ состоит из связанных полосковых линий (СПЛ) и RLC-цепей, включенных в диагональные порты СПЛ. Представлено решение обратной задачи получения частотной зависимости RLC-цепей. Полученные соотношения позволяют синтезировать частотные характеристики RLC-цепи и в конечном итоге характеристики неотражающего полосно-пропускающего фильтра. Приведены экспериментальные результаты исследования однокаскадного НПФ нечетных гармоник с частотами 0,96 ГГц и 2,9 ГГц с возвратными потерями не хуже минус 10 дБ в диапазоне частот до 4,8 ГГц.

Ключевые слова

Неотражающий полосно-пропускающий фильтр, связанные полосковые линии, RLC-цепи, фильтр нечетных гармоник.

Для цитирования

Чинь Т. Т. Неотражающий полосковый полосно-пропускающий фильтр нечетных гармоник. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):250–265.
DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.002.

Non-reflective Odd Harmonic Band Pass Filter

T. T. Trinh 

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Avenue, 634050, Tomsk, Russia
 thanhvodoi1995@gmail.com

Abstract

This article presents a non-reflective strip filter (NPF) with two passbands corresponding to the first and third harmonics of the received or transmitted signal. The NPF consists of connected strip lines (LPL) and RLC circuits included into the diagonal ports of the SPL. The solution of the inverse problem of obtaining the frequency dependence of the RLC circuits is presented. The obtained ratios provide the synthesis of the frequency characteristics of the RLC circuit and, ultimately, the characteristics of a non-reflective bandpass filter.. Experimental results of the study of the single-stage NPF of odd harmonics with frequencies of 0.96 GHz and 2.9 GHz with return losses of at least –10 dB in the frequency range up to 4.8 GHz are presented.

Keywords

Non-reflective bandpass filter, coupled strip lines, RLC circuits, odd harmonics filter.

For citation

Trinh T. T. Non-reflective Odd Harmonic Band Pass Filter. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):250–265. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.002

Введение

Неотражающие фильтры в последнее время получают все большее применение [1–3]. Существует два основных подхода к их проектированию. Первый из них основывается на применении сосредоточенных RLC-элементов [4, 5], образующих схемы с минимально возможным отражением от входа и выхода. Второй подход базируется на использовании отрезков полосковых линий передачи и сосредоточенных RLC-элементов [6, 7]. Термин «неотражающие фильтры» используется наряду с термином «фильтры поглощающего типа» [8, 9]. У указанных типов фильтров есть общее свойство, заключающееся в том, что при построении фильтров предполагается применение элементов, поглощающих энергию колебаний нежелательного спектра частот. Разница между фильтрами, как правило, заключается в организации схемы для

достижения заданной характеристики при минимальном отражении сигнала от входа и выхода.

В статье [10] описывается полосковый фильтр неотражающего типа. Фильтр состоит из 3-дБ моста, в котором диагональные порты соединены с частотно-зависимыми нагрузками, представляющими отражающие фильтры на распределенных элементах с резистивными нагрузками. Мощность, поступающая на вход фильтра, равномерно распределяется между нагруженными portами. Отраженные сигналы от нагрузок в этих портах на выходе фильтра в полосе пропускания суммируются, так как фазы отраженных волн совпадают на этих частотах. Данный фильтр имеет следующий основной недостаток — периодическое повторение полосы пропускания по причине применения в качестве частотно-зависимых нагрузок связанных линий.

Исследование, опубликованное в статье [11], посвящено детальному анализу частотных характеристик связанных полосковых линий, которые нагружены сосредоточенными RLC-цепями. Результаты расчетов и экспериментов указывают на возможность создания звеньев фильтров, обладающих характеристиками полосно-пропускающих фильтров с узкой единственной полосой пропускания в широком диапазоне частот с минимальным уровнем отражения как в полосе прозрачности, так и в полосе заграждения. Однако в данном исследовании не рассматриваются различные варианты исполнения RLC-цепей и возможности каскадирования звеньев фильтра.

Целью настоящей работы является разработка НПФ нечетных гармоник, имеющего две полосы пропускания с центральными частотами f_1 и $f_2 \approx 3f_1$, не повторяющихся в широком диапазоне частот, а также решение задачи синтеза частотной характеристики импеданса RLC-цепей, необходимых для проектирования неотражающего полосно-пропускающего фильтра.

Схема неотражающего полосно-пропускающего фильтра, анализ и синтез

Как показано в [10], базовым элементом неотражающих фильтра являются связанные полосковые линии. Установлено [11], что наилучшие параметры НПФ обеспечивают СПЛ с уравновешенной электромагнитной связью. Поэтому в данной работе была синтезирована конструкция СПЛ с отношением фазовых скоростей синфазных волн v_e и противофазных волн v_o , удовлетворяющих условию $v_e/v_o = 1.02$ [12–14].

В настоящей работе рассматривается эквивалентная структурная схема фильтра в виде четырехполюсника, производного от восьмиполюсника, представляющего каскадное соединение

восьмиполюсников с матрицами передачи a_1, a_2, a_3 (рис. 1). Восьмиполюсники a_1, a_3 описывают включение частотно-зависимых нагрузок z_2 и z_3 в виде RLC-цепей, образованных сосредоточенными элементами. Восьмиполюсник, представляемый матрицей передачи a_2 , является моделью связанных полосковых линий I и II.

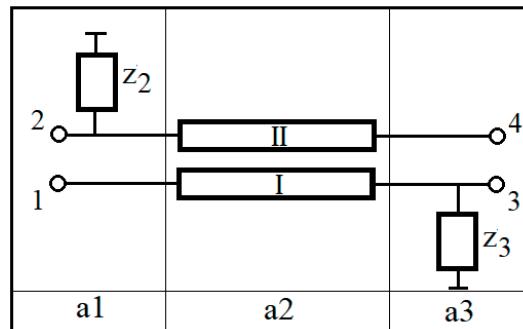


Рис. 1. Эквивалентная структурная схема неотражающего фильтра на основе связанных полосковых линий, нагруженных на частотно-зависимые сопротивления z_2 и z_3

Fig. 1. Equivalent block diagram of a non-reflective filter based on coupled strip lines loaded with frequency-dependent resistances z_2 and z_3

Матрица передачи a рассматриваемой схемы как восьмиполюсника (рис. 1) равна произведению матриц a_1, a_2, a_3

$$a = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3, \quad (1)$$

которое было записано и вычислено в символьном виде в системе математического моделирования MathCad. Матрицы a_1, a_3 записываются из [15]. В схеме рис. 1 было взято $z_2 = z_3 = z$, поскольку это наиболее предпочтительный вариант исполнения ФНТ, обладающего симметричной матрицей рассеяния. От определенной матрицы a выполнен переход к матрице ap производного четырехполюсника. В результате получено выражение (2), связывающее матричные параметры связанных полосковых линий и частотно-зависимой проводимости g RLC-цепи:

$$ap = \begin{bmatrix} \frac{p1 \cdot g^2 + p2 \cdot g + p3}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} & \frac{p4 \cdot g^2 + p5 \cdot g + p6}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} \\ \frac{p7 \cdot g^2 + p8 \cdot g + p9}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} & \frac{p10 \cdot g^2 + p11 \cdot g + p12}{q1 \cdot g^2 + q2 \cdot g + q3} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $g = z^{-1}$, а коэффициенты $p1, \dots, p12, q1, q2, q3$ определяются следующим образом через коэффициенты $a_{2_{i,j}}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы a_2 :

$$\begin{aligned}
 q1 &= a2_{14}; \quad q2 = a2_{21} + a2_{12}; \quad q3 = a2_{32}; \quad p1 = (a2_{12} \cdot a2_{41} - a2_{13} \cdot a2_{22}); \\
 p2 &= (a2_{12}^2 + a2_{21} \cdot a2_{12} - a2_{11} \cdot a2_{22} - a2_{13} \cdot a2_{42}); \\
 p3 &= (a2_{12} \cdot a2_{32} - a2_{11} \cdot a2_{42}); \\
 p4 &= (a2_{14}^2 - a2_{13} \cdot a2_{24}); \\
 p5 &= (a2_{12} \cdot a2_{14} - a2_{11} \cdot a2_{24} + a2_{21} \cdot a2_{14} - a2_{13} \cdot a2_{22}); \\
 p6 &= (a2_{14} \cdot a2_{32} - a2_{11} \cdot a2_{22}); \quad p7 = p6; \\
 p8 &= (a2_{12} \cdot a2_{32} - a2_{11} \cdot a2_{42} + a2_{21} \cdot a2_{32} - a2_{22} \cdot a2_{31}); \\
 p9 &= (a2_{32}^2 - a2_{31} \cdot a2_{42}); \quad p10 = (a2_{21} \cdot a2_{14} - a2_{11} \cdot a2_{24}); \\
 p11 &= (a2_{21}^2 + a2_{12} \cdot a2_{21} - a2_{11} \cdot a2_{22} - a2_{31} \cdot a2_{24}); \\
 p12 &= (a2_{21} \cdot a2_{32} - a2_{22} \cdot a2_{31}).
 \end{aligned} \tag{3}$$

Расчет рабочих параметров ФНТ через матрицу **ар** путем перехода к матрице рассеяния **S** позволяет проводить анализ частотных характеристик исследуемой схемы фильтра.

Перейдем теперь к решению обратной задачи с такой формулировкой: найти функцию зависимости адmittанса RLC-цепи $g(f)$, при котором будет обеспечено получение заданного коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ на заданной центральной частоте полосы пропускания f_0 и коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ в требуемом широком диапазоне частот. Проведенные исследования показали, что связанные линии, характеризуемые матрицей **a2**, целесообразно выбрать исходя из технологической реализуемости, но так, чтобы они обладали уравновешенной электромагнитной связью [13]. Поэтому коэффициенты $a2_{i,j}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы **a2** можно считать известными, т. к. конструкция связанных линий выбирается из условия конструктивно-технологической реализуемости, а фактически единственным неизвестным параметром СПЛ является их длина l . Выбор l очевиден — электрическая длина на центральной частоте первой возможной полосы пропускания электрическая длина СПЛ должна быть 90° . Следовательно, в (2) неизвестной является $g(f)$ RLC-цепи. Матрица передачи **ар**, входящая в (2), определяется через матрицу рассеяния **S** [15]. Матрица **S** может быть задана исходя из требуемых частотных характеристик фильтра. Обозначим эту матрицу как **Sd**. Обратный переход от **Sd** к классической матрице передачи дает нам **Ae**. Матрицы **Sd** и **Ae** могут быть определены экспериментально. Тогда

формулировка обратной задачи сводится к экстракции параметров RLC-цепи по известным экспериментальным данным. В том и другом из рассматриваемых вариантов получения **Аe**, выражение (2) с коэффициентами (3) дает нам систему квадратных уравнений (4) относительно $g(f)$:

$$\left. \begin{array}{l} m_1 \cdot g^2 + m_2 \cdot g + m_3 = 0, \\ m_4 \cdot g^2 + m_5 \cdot g + m_6 = 0, \\ m_7 \cdot g^2 + m_8 \cdot g + m_9 = 0, \\ m_{10} \cdot g^2 + m_{11} \cdot g + m_{12} = 0. \end{array} \right\}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} m1 &= Ae_{11} \cdot q1 - p1; \quad m2 = Ae_{11} \cdot q2 - p2; \quad m3 = Ae_{11} \cdot q3 - p3; \\ m4 &= Ae_{12} \cdot q1 - p4; \quad m5 = Ae_{12} \cdot q2 - p5; \\ m6 &= Ae_{12} \cdot q3 - p6; \quad m7 = Ae_{21} \cdot q1 - p7; \\ m8 &= Ae_{21} \cdot q2 - p8; \quad m9 = Ae_{21} \cdot q3 - p9; \quad m10 = Ae_{22} \cdot q1 - p10; \\ m11 &= Ae_{22} \cdot q2 - p11; \quad m12 = Ae_{22} \cdot q3 - p12. \end{aligned} \quad (5)$$

Решение (4) позволяет найти частотную зависимость импеданса $z(f) = g(f)^{-1}$ нагрузок в диагональных плечах СПЛ и построить схему RLC-цепи, при которой реализуются частотные характеристики фильтра неотражающего фильтра. Решение системы квадратных уравнений (4) по существу означает решение обратной задачи отыскания частотной зависимости адmittанса $g(f)$ RLC-цепи по известным коэффициентам матрицы **Аe**, определяемой через матрицу рассеяния **Sd**. При этом, разумеется, должна быть определена матрица **a2**, что возможно при известных размерах полосковой структуры и свойствах диэлектрика с учетом выше сформулированных требований к длине связанных линий.

Система квадратных уравнений (4) переопределена, т. к. мы фактически рассматриваем устройство с симметричной и взаимной матрицей рассеяния **Sd**. Запишем систему (6) из двух уравнений для определения g^2 и g , поскольку g — комплексная переменная:

$$\left. \begin{array}{l} \sigma1 \cdot g^2 + \tau1 \cdot g = \mu1, \\ \sigma2 \cdot g^2 + \tau2 \cdot g = \mu2. \end{array} \right\},$$

где $\sigma1 = m_1 + m_4$; $\sigma2 = m_7 + m_{10}$, $\tau1 = m_2 + m_5$; $\tau2 = m_8 + m_{11}$, $\mu1 = -m_3 - m_6$; $\mu2 = -m_9 - m_{12}$ рассматриваются как частотно-

зависимые коэффициенты, определяемые из (5). Далее получаем решение (6) в матричном виде

$$\begin{bmatrix} g^2 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \tau_1 \\ \sigma_2 & \tau_2 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Были проведены расчеты при нагрузке всех портов, имеющей сопротивление 50 Ом. В этом случае наблюдалась периодическая зависимость коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ из порта 1 в порт 2 и коэффициента передачи $|S_{31}(f)|$ из порта 1 в порт 3, которые приближаются к уровню минус 3 дБ на средних частотах 1,03, 3,04, 5,09 и 7,16 ГГц. При нагрузке в портах 1, 4, равной 50 Ом, а в портах 2, 3 либо 0 Ом, либо 50 кОм вносимое ослабление $|S_{41}(f)| \rightarrow 0$ на частотах 1, 3, 5 и 7 ГГц. Поэтому сделан вывод о возможности использования отрезка СПЛ как основы полосно-пропускающего фильтра нечетных гармоник при включении в порты 2 и 3 частотно-зависимых нагрузок. При этом необходимо получить нули или максимумы модуля импеданса z на частотах, близких к 1, 3, 5 и 7 ГГц.

Поскольку была поставлена задача получения двух полос пропускания на частотах f_1 и $f_2 = 3f_1$, RLC-цепь должна иметь два резонанса, соответственно на частотах f_1 и $f_2 = 3f_1$. На рис. 2 представлены эквивалентные схемы RLC-цепей с различными частотными характеристиками, удовлетворяющими поставленными требованиями.

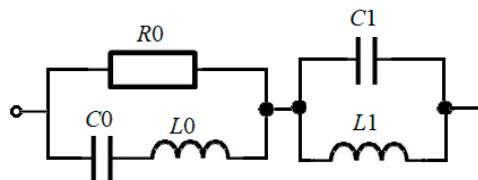
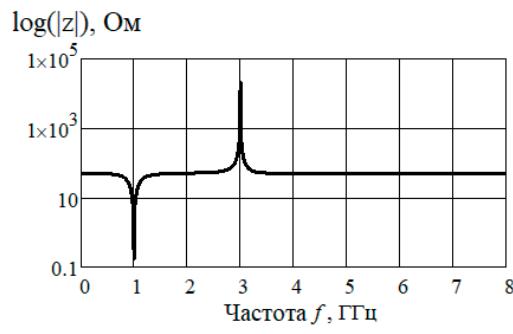
*a**b*

Рис. 2. Схемы RLC-цепей

Fig. 2. RLC circuit diagrams

Эквивалентная схема исследованного неотражающего фильтра нечетных гармоник показана на рис. 3. Она включает СПЛ с продольным размером $l = 45$ мм. Диагональные плечи СПЛ нагружены на цепь, составленную из сосредоточенных RLC-элементов. Параметры элементов RLC-цепи, которые использованы в устройстве, следующие: $R_0 = 50 \Omega$, $C_0 = 1.1 \text{ пФ}$, $C_1 = 9.4 \text{ пФ}$, $L_0 = 23 \text{ нГн}$, $L_1 = 0,3 \text{ нГн}$.

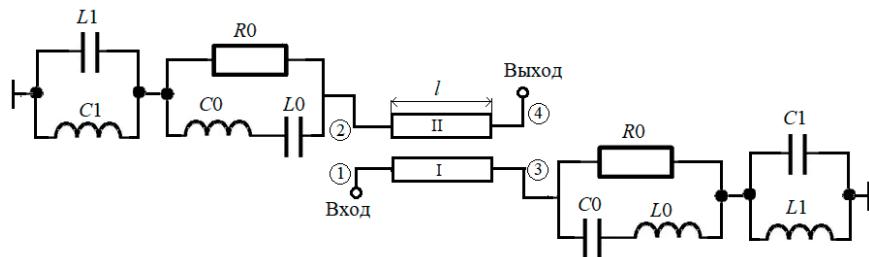


Рис. 3. Эквивалентная схема неотражающего фильтра нечетных гармоник

Fig. 3. Equivalent scheme of a non-reflective filter

Расчет первичных параметров СПЛ был проведен с помощью программы, разработанной на основе метода сеток [16] и САПР TALGAT [17]. Также проведено электродинамическое моделирование в программе CST Studio Suite 2018. Результаты всех этих методов оказались достаточно близким. Далее представлены результаты, полученные в результате электродинамического моделирования.

На рис. 4 показаны частотные зависимости S -параметров НПФ с нагрузками в виде каскадного соединения двух RLC-цепей. Из графики видно, что устройство работает как полосно-пропускающий фильтр с двумя полосами пропускания. Первая полоса пропускания по уровню минус 3 дБ находится в диапазоне частот от 0,91 ГГц до 1,09 ГГц, а вторая полоса пропускания в диапазоне от 2,91 ГГц до 3,09 ГГц. Важно отметить, что коэффициент отражения $|S_{11}|$ не превышает минус 16 дБ во всем диапазоне частот до 8 ГГц. Такие характеристики неотражающего полосно-пропускающего фильтра позволяют использовать его в различных приложениях, где требуется селективная передача сигналов в заданных частотных диапазонах с минимальным отражением.

Была разработана программы для решения задачи анализа, синтеза и экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включенных в диагональные порты отрезка связанных линий [18]. Результат вычисления частотной зависимости модуля импеданса $|z(f)|$ RLC-цепи приведен на рис. 5, на котором наблю-

даются выбросы графика $|z(f)|$. Это связано с появлением некритических погрешностей определения коэффициентов матрицы рассеяния S и, соответственно, матрицы передачи a .

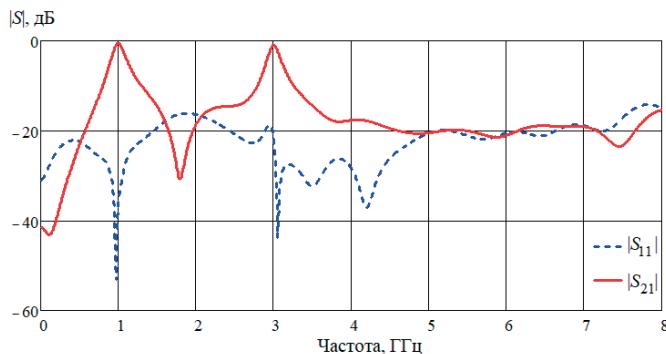


Рис. 4. Частотная зависимость S параметров однокаскадного НПФ
Fig. 4. Frequency dependence of S parameters of a single-stage NPF

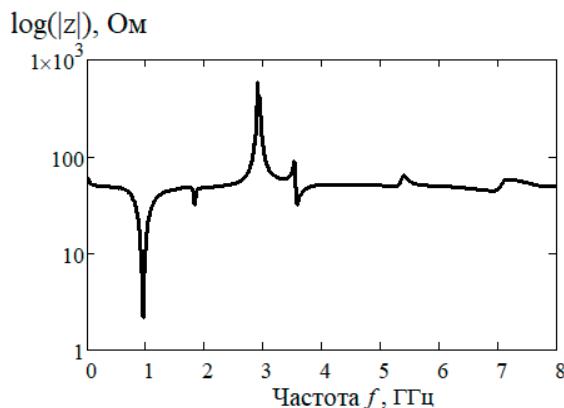


Рис. 5. Частотная зависимость импеданса RLC-цепей
Fig. 5. Frequency dependence of the impedance of RLC circuits

Каскадирование НПФ

Были рассчитаны частотные зависимости модулей коэффициентов передачи и отражения двухзвенового фильтра (обозначения, соответственно, $|S_{21}|_2$, $|S_{11}|_2$) и трехзвенного фильтра (обозначения $|S_{21}|_3$, $|S_{11}|_3$), представленные на рис. 6, 7. Для сравнения на этих рисунках показаны частотные зависимости модулей коэффициентов передачи и отражении однокаскадного фильтра ($|S_{21}|_1$, $|S_{11}|_1$). На рис. 6 видно, что полоса пропускания уменьшается при увеличении числа звеньев, а коэффициент отражения почти не зависит от каскадирования и остается не хуже, чем минус 16 дБ во всем диапазоне частот рис. 7. При этом коэффи-

циент передачи вне полосы пропускания уменьшается при увеличении числа звеньев.

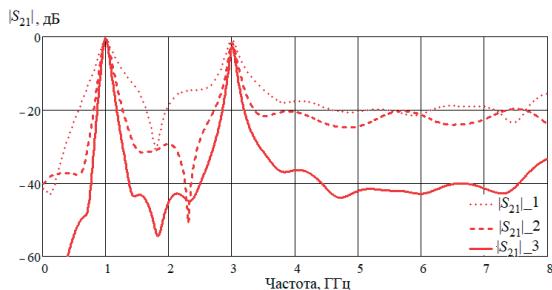


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента передачи одно-, двух- и трехзвенного НПФ, соответственно индексы 1, 2, 3
Fig. 6. Frequency dependences of the transmission coefficient of one-, two- and three-link NPF, respectively, indices 1, 2, 3

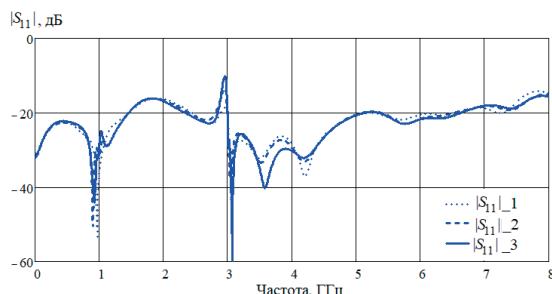


Рис. 7. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения одно-, двух- и трехзвенного НПФ,
соответственно индексы 1, 2, 3
Fig. 7. Frequency dependences of the reflection coefficient modulus of one-, two- and three-link NPF, respectively, indices 1, 2, 3

Экспериментальные данные

Был разработан и изготовлен макет НПФ нечетных гармоник. На рис. 8 показан внешний вид макета, а на рис. 9 приведены его частотные характеристики. Получена первая полоса с центральной частотой $f_1 = 0,96$ ГГц и вторая с $f_2 = 2,9$ ГГц. В диапазоне частот до 4,8 ГГц коэффициент отражения не хуже минус 10 дБ. Коэффициент передачи коэффициента $|S_{21}| = -2$ дБ на частоте f_1 , а на частоте f_2 $|S_{21}| = -7,2$ дБ. Неравенство $|S_{21}|$ на частотах f_1 и f_2 вызвано трудностями настройки НПФ на третью гармонику путем подбора RLC-элементов из ряда выпускаемых SMD-чипов. Переход к интегральному исполнению RLC-цепи позволит упростить эту задачу.

Таким образом, эксперимент подтвердил возможность построения НПФ нечетных гармоник с характеристиками, близкими к расчетным.

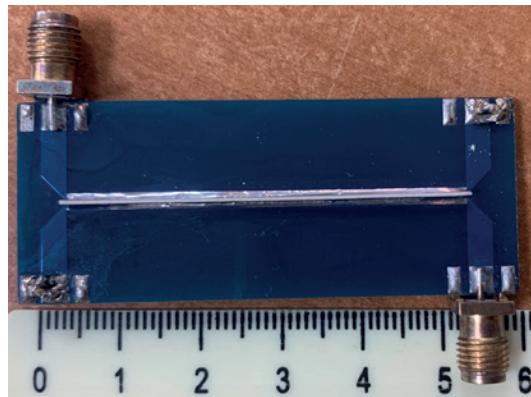


Рис. 8. Изготовленный макет НПФ нечетных гармоник

Fig. 8. The manufactured layout of the NPF of odd harmonics

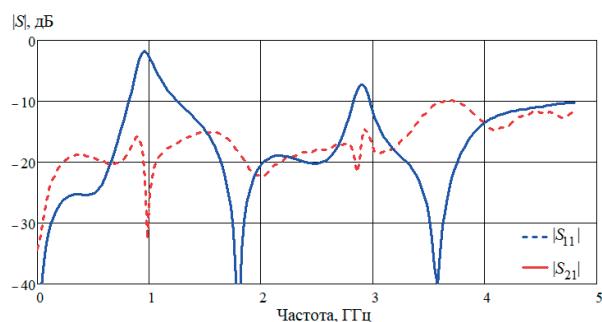


Рис. 9. Экспериментальные частотные зависимости возвратных потерь $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{21}|$ НПФ нечетных гармоник

Fig. 9. Experimental frequency dependences of return losses $|S_{11}|$ and transmission $|S_{21}|$ coefficient of odd harmonics NPF

Заключение

Таким образом, показано, что разрабатываемые НПФ имеют две полосы пропускания с центральными частотами f_1 и $f_2 \approx 3f_1$, не повторяющиеся в полосе частот 5:1 относительно частоты низкочастотной полосы пропускания. При этом НПФ обеспечивают возвратные потери не хуже минус 10 дБ в диапазоне частот до 4,8 ГГц. Полученные характеристики НПФ позволяют избежать влияния рассогласования в двухканальных системах деления или суммирования сигналов с частотами f_1 и f_2 . Представленные расчеты и экспериментальные результаты показывают

невысокую избирательность однокаскадных фильтров по сравнению с традиционными фильтрами на связанных линиях. Поэтому область их применения определяется сочетанием обеспечения не высокой избирательности при повышенных требованиях к отсутствию отражения внеполосных частот. Каскадирование звеньев НПФ, как показано выше, позволяет улучшить избирательность, не ухудшая согласование с внешними цепями. Решение обратной задачи отыскания импеданса RLC-цепи позволило разработать программу синтеза НПФ по заданным средним частотам полос пропускания и другим параметрам. Следует также отметить еще одно важное значение проведенного исследования — при известных параметрах связанных линий и неизвестных параметрах RLC-цепи согласно (7) определяется частотная зависимость импеданса RLC-цепи. Наличие модели RLC-цепи делает возможной экстракцию параметров элементов, образующих нагрузку связанных линий.

Фильтры могут применяться в радиотехнических системах, в которых требуется фильтрация сигналов в заданных полосах частот без отражения на внеполосных частотах.

Благодарности

Публикация выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2023-0014. Выражаю благодарность профессору Малютину Н. Д. за полезное обсуждение при подготовке статьи.

Acknowledgements

The publication was made with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation within the framework of project No. FEWM-2023-0014. I express my gratitude to Professor Malyutin N. D. for a useful discussion during the preparation of the article.

Список литературы

1. Morgan M.A., Boyd T. A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2011;59(5):1214–1221.
2. Тиличенко М. П. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа. *Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого*. 2001;(2):20–27.
3. Morgan M.A., Boyd T. A. Reflectionless filter structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2015;63(4):1263–1271.

4. Reflectionless filters improve linearity and dynamic range. *Mini-Circuits*, Brooklyn, N. Y. *Microwave Journal*. 2015;58(8):42–50.
5. Psichogiou D., Gómez-Garcia R. Reflectionless Adaptive RF Filters: Bandpass, Bandstop, and Cascade Designs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(11): 4593–4605.
6. Малютин Н.Д., Лошилов А.Г., Чинь Т. Т. *Программа расчета частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров поглощающего типа*. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021663377 Российская Федерация. № 2021662557: заявл. 12.08.2021; опубл. 16.08.2021.
7. Wu X., Li Y., Liu X. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2020;68(4):1462–1475. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2955692
8. Малютин Н.Д., Семенов Э. В., Владимиров Д. Е. Неотражающие фильтры-четырехполюсники (фильтры поглощающего типа). В: *Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления: Сборник трудов всероссийской научно-практической конференции. Томск, 02–04 октября 2002 г.* В 2 томах. Томск: Издательство Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники; 2002. Том 1. С. 112–114.
9. Morgan M. A. Think outside the band: Design and miniaturization of absorptive filters. *IEEE Microwave Magazine*. 2018;19(7):54–62.
10. Maljutin N.D., Loschilov A. G., Ladur A. A. Circuits of combined Absorptive filters. *KpbiMuKo 2008 CriMiCo — 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*. Conference Proceedings. Sevastopol, Crimea, September 8–12, 2008. Sevastopol, UKraine: IEEE; 2008. P. 489–490.
11. Thanh T.T., Malyutin G. A., Loschilov A. G. Features of Frequency Response Transformations of RLC Circuits into Opposite Response when Using them as a Load of Coupled Strip Lines with Unequal Waves Phase Velocities. *2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. Conference Proceedings. Tomsk, Russia, November 17–19, 2022. Tomsk, Russia: IEEE; 2022. P. 1–4.
12. Nakajima M., Awai I., Fukuoka Y. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1988;36: 1057–1063.
13. Sychev A.N., Struchkov S. M., Putilov V. N., Rudyi N. Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit. *2015 European Microwave Conference (EuMC)*. Conference Proceedings. Paris, France, September 07–10, 2015. Paris, France: IEEE; 2015. P. 283–286.
14. Лошилов А.Г., Чинь Т. Т., Малютин Н. Д., Малютин Г. А. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением.

нением. *Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.* 2022; 25(1):7–16.

15. Фельдштейн А.Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Связь; 1971. 388 с.

16. Малютин Г. А. Оптимизация алгоритма расчета полосковых структур методом сеток. *Электронные средства и системы управления.* Материалы докладов международной научно-практической конференции. 2021;(1–1):100–103.

17. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т. Т., Куксенко С. П., Заболоцкий А. М., Газизов Р. Р., и др. *TALGAT 2017.* Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018611481 Российская Федерация. № 2017663209: заявл. 13.12.2017; опубл. 02.02.2017.

18. Малютин Г. А., Чинь Т. Т., Чепко Т. А., Санников Е. В. Программа экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включенных в диагональные порты отрезка связанных линий. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023666066 Российской Федерации. Заявл. 21.07.2023; опубл. 26.07.2023.

References

1. Morgan M.A., Boyd T. A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2011;59(5):1214–1221.
2. Tilichenko M. P. Rezhetkornyye fil'try SVCH pogloshchayushchego tipa [Notch filters of the microwave absorbing type]. *Vestnik Gomel'skogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. P. O. Sukhogo.* 2001;(2):20–27. (In Russ.)
3. Morgan M.A., Boyd T. A. Reflectionless filter structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2015;63(4):1263–1271.
4. Reflectionless filters improve linearity and dynamic range. Mini-Circuits, Brooklyn, N. Y. *Microwave Journal.* 2015;58(8):42–50.
5. Psichogios D., Gómez-Garcia R. Reflectionless Adaptive RF Filters: Bandpass, Bandstop, and Cascade Designs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2017;65(11): 4593–4605.
6. Malyutin N.D., Loshilov A. G., Thanh T. T. *Programma rascheta chastotnykh kharakteristik polosovykh fil'trov pogloshchayushchego tipa* [The program for calculating the frequency characteristics of band-pass filters of the absorbing type]. Certificate of state registration of the computer program No 2021663377 RF. No 2021662557: appl. 12.08.2021; publ. 16.08.2021. (In Russ.)
7. Wu X., Li Y., Liu X. High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2020;68(4):1462–1475. DOI: 10.1109/TMTT.2019.2955692

8. Malyutin N.D., Semenov E. V., Vladimirov D. E. Neotrazhayushchye fil'try-chetyrekhpolyusniki (fil'try pogloshchayushchego tipa) [Non-reflecting four-pole filters (filters of the absorbing type. In: *Problemy sovremennoy radioelektroniki i sistem upravleniya* [Problems of modern radio electronics and control systems]. Proceedings of the All-Russian scientific and practical conference. Tomsk, October 02–04, 2002. Tomsk: Izdatel'stvo Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki; 2002. Vol. 1. 2002. P. 112–114. (In Russ.)
9. Morgan M. A. Think outside the band: Design and miniaturization of absorptive filters. *IEEE Microwave Magazine*. 2018;19(7):54–62.
10. Maljutin N. D., Loschilov A. G., Ladur A. A. Circuits of combined Absorptive filters. *KpbiMuKo 2008 CriMiCo — 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology*. Conference Proceedings. Sevastopol, Crimea, September 8–12, 2008. Sevastopol, UKraine: IEEE; 2008. P. 489–490.
11. Thanh T.T., Malyutin G. A., Loschilov A. G. Features of Frequency Response Transformations of RLC Circuits into Opposite Response when Using them as a Load of Coupled Strip Lines with Unequal Waves Phase Velocities. *2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. Conference Proceedings. Tomsk, Russia, November 17–19, 2022. Tomsk, Russia: IEEE; 2022. P. 1–4.
12. Nakajima M., Awai I., Fukuoka Y. A Directional Coupler of a Vertically Installed Planar Circuit Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1988;36:1057–1063.
13. Sychev A.N., Struchkov S. M., Putilov V. N., Rudyi N. Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit. *2015 European Microwave Conference (EuMC)*. Conference Proceedings. Paris, France, September 07–10, 2015. Paris, France: IEEE; 2015. P. 283–286.
14. Loshilov A.G., Trinh T.T., Malyutin N.D., Malyutin G.A. Synthesis of coupled strip lines with heterogeneous cross-section. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*. 2022; 25(1):7–16. (In Russ.)
15. Fel'dshtein A.L., Yavich L. R. *Sintez chetyrekhpolyusnikov i vos'mipolyusnikov na SVCh*. 2nd ed. M.: Svyaz'; 1971. 388 p. (In Russ.)
16. Malyutin G. A. Optimizatsiya algoritma rascheta poloskovykh struktur metodom setok. [Optimization of the algorithm for calculating strip structures by the grid method]. *Electronic Devices and Control Systems*. Materials of the International Scientific-practical Conference. 2021;(1–1):100–103. (in Russ.)
17. Gazizov T. R., Melkozerov A. O., Gazizov T. T., Kuksenko S. P., Zabolotskii A. M., Gazizov R. R., et al. *TALGAT 2017*. Certificate of state registration of the computer program No 2018611481 RF. No 2017663209: appl. 13.12.2017; publ. 02.02.2017 (In Rus.).

18. Malyutin G. A., Thanh T. T., Chepko T. A., Sannikov E. V. *Programma ekstraktsii chastotnoy zavisimosti impedansы elementov, vkluchennykh v diagonal'nyye portы otrezka svyazannykh liniy* [The program for the extraction of the frequency dependence of the impedance of the elements included in the diagonal ports of the connected line segment]. Certificate of state registration of the computer program No 2023666066 RF. No 2023665203; appl. 21.07.2023; publ. 26.07.2023. (In Russ.)

Информация об авторе

Чинь То Тхань, аспирант кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск, Россия.

Information about the author

Trinh T. Thanh, Postgraduate student, Department of design of components and parts of radio-electronic equipment (KUDR), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk, Russia.

Поступила / Received: 17.07.2023

Принята в печать / Accepted: 08.09.2023

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.003

УДК 621.396.96: 621.391.26

Совместный расчет механических и радиолокационных характеристик калибровочных раскладных сферических отражателей

А. А. Самородов, А. А. СолуяновВоенно-космическая академия имени А. Ф. Можайского, Россия, 197198,
г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13.

✉ superalex1964@inbox.ru

Аннотация

Выполнено совместное моделирование формы поверхности сетеполотна, натянутого на силовой каркас, и статистических радиолокационных характеристик калибровочного отражателя. Для решения задачи предложена и реализована комплексная компьютерная модель, предусматривающая анализ напряженного состояния сетеполотна, формирующего поверхность раскладного сферического отражателя, численный электродинамический расчет пространственной диаграммы обратного рассеяния и оценивание статистических радиолокационных характеристик, соответствующих произвольному направлению локации в процессе наблюдения. С использованием комплексной компьютерной модели для выбранного варианта конструкции раскладного сферического отражателя рассчитана равновесная форма отражающей поверхности, разработана фасетная трехмерная электродинамическая модель, выполнен расчет пространственных диаграмм обратного рассеяния, проведено оценивание статистических радиолокационных характеристик для различных волновых размеров объекта. Представленная комплексная компьютерная модель может быть использована в исследованиях, связанных с анализом радиолокационных характеристик калибровочных раскладных сферических радиолокационных отражателей с различными вариантами конструкции силового каркаса.

Ключевые слова

Раскладной сферический отражатель, конфигурация отражающей поверхности, компьютерное моделирование, эффективная площадь рассеяния, статистические характеристики эффективной площади рассеяния.

Для цитирования

Самородов А. А., Солуянов А. А. Совместный расчет механических и радиолокационных характеристик калибровочных раскладных сферических отражателей. *Ural Radio Engineering Journal.* 2023;7(3):266–290. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.003.

Joint Calculation of Mechanical and Radar Characteristics of Calibration Folding Spherical Reflectors

A. A. Samorodov, A. A. Soluyanov

Mozhaisky space military academy, 13 Zhdanovskaya Str., Saint-Petersburg, 197198, Russia

✉ superalex1964@inbox.ru

Abstract

Combined modeling of the shape of the surface of the grid canvas belt stretched on the wireframe and statistical radar characteristics of the calibration reflector has been performed. To solve the problem, a complex computer model is proposed and implemented. The model provides analysis of the stress state of the grid canvas belt forming the surface of the folding spherical reflector, numerical electrodynamic calculation of the spatial backscattering diagram and estimation of statistical radar characteristics corresponding to the arbitrary location direction in the process of observation. Using the complex computer model, the equilibrium shape of the reflecting surface has been calculated for the selected design version of the folding spherical reflector, the facet 3D electrodynamic model has been developed, spatial backscattering diagrams have been calculated and statistical RCS characteristics for various wave sizes of the object have been evaluated. The presented complex computer model may be used in studies related to analysis of radar characteristics of calibration folding spherical radar reflectors with various versions of power wireframe design.

Keywords

Folding spherical reflector, configuration of reflecting surface, computer simulation, radar cross section, statistical characteristics of radar cross section.

For citation

Samorodov A. A., Soluyanov A. A. Joint calculation of mechanical and radar characteristics of calibration folding spherical reflectors. *Ural Radio Engineering Journal.* 2023;7(3):266–290. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.003

Введение

Для внешней калибровки приемо-передающих трактов радиолокационных станций (РЛС), используемых для обнаружения ионосферных возмущений, метеорных следов и движущихся объектов, широко применяются раскладные космические отражатели сферической формы каркасного типа [1–6], формирующие стабильную цель с практически изотропной эффективной площадью рассеяния (ЭПР). Отличительной конструктивной особенностью отражателей [5, 6] является использование силового каркаса, выполненного на основе подвижных рычажно-шарнирных элементов, формирующих меридионально-экваториальную структуру из дискретных элементов-ребер (рис. 1). Прикрепленное к силовому каркасу металлическое сетеполотно образует сплошную замкнутую отражающую поверхность, форма которой близка к сферической, но имеет локальные отклонения, обусловленные неравномерным характером пространственной локализованности опорных ребер. В районе полюсов опорные меридиональные ребра расположены чаще, и, следовательно, натягиваемое на них сетеполотно имеет меньшие отклонения от поверхности габаритной сферы, определяемой элементами каркаса, чем в окрестности экваториальной зоны (за исключением линии экватора). Величины отклонений отрицательны и имеют максимальные значения в областях вблизи экваториального пояса, что обуславливает возникновение ракурсной зависимости ЭПР раскладного сферического отражателя, выраженная которой возрастает вблизи соответствующих направлений локации. Вследствие этого стабильность отражателя ухудшается, снижая потенциально достижимую точность калибровки РЛС. Дополнительной причиной, влияющей на стабильность отражателя, является отклонение его частотной характеристики от частотной характеристики габаритной сферы, что существенно при калибровке широкополосных радиолокационных средств.

Учет влияния указанных факторов, а также случайного характера ракурса локации обуславливает необходимость проведения исследований, направленных на оценивание статистических характеристик ЭПР раскладных сферических отражателей применительно к рабочим диапазонам длин волн калибруемых РЛС.

Очевидно, что экспериментальная отработка раскладных сферических отражателей в наземных условиях требует больших материальных и временных затрат. Поэтому рационально, а на ранних этапах жизненного цикла указанных изделий единственно возможно для решения задачи аргументированного прогноза ожидаемых радиолокационных характеристик (РЛХ) применение универсального метода компьютерного моделирования.

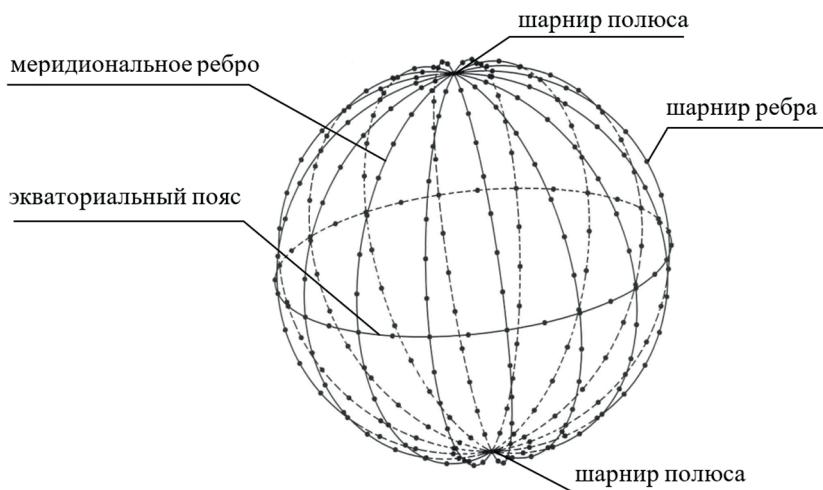


Рис. 1. Схема сферического отражателя в развернутом состоянии
Fig. 1. Spherical reflector scheme in unfolded state

Постановка задачи

В работах [7, 8] предложены подходы к расчету электродинамических характеристик рефлекторных антенн зонтичного типа, силовая схема которых аналогична схеме рассматриваемых сферических отражателей и представляет собой развертываемую конструкцию, состоящую из набора силовых и точностных спиц с натянутой отражающей поверхностью из трикотажного металлического сетеполотна [9]. Для исследования влияния выраженного напряженного состояния отражающей поверхности на диаграмму направленности антенн используется метод конечных элементов, реализованный в программном комплексе ANSYS, а также пакет электромагнитного моделирования ALTAIR FEKO.

В отличие от развертываемого параболического рефлектора зонтичной антенны силовой каркас раскладного сферического отражателя имеет более жесткую замкнутую конструкцию, содержащую экваториальный пояс, соединяющий середины ребер-меридианов. На внешнюю часть силового каркаса натянута отражающая поверхность, выполненная из тонкого металлического трикотажного сетеполотна с диаметром нити в несколько десятков микрометров и размером ячейки менее 3 мм. Определение механических свойств отражателя с использованием ресурсоемкого метода конечных элементов требует достаточно большого объема информации об его конструкции и в ряде случаев, особенно при значительных габаритных размерах, может оказаться весьма затруднительным. Поэтому для анализа напряженного состояния раскладного сферического отражателя рационально использо-

вать оригинальную методику, отличительными особенностями которой является упрощенный робастный характер, основанный на методе последовательных приближений, а также минимальные требования к исходным данным. Разработка и верификация методики определения конфигурации внешней поверхности сферического отражателя, расчет с ее помощью локальных отклонений составляет основное содержание первой задачи настоящей работы.

Вычисленные с использованием предложенной методики оценки отклонений сетеполотна от сферической поверхности позволяют решить задачу построения фацетной расчетной трехмерной электродинамической модели раскладного сферического отражателя, используемой в программном комплексе ANSYS HFSS [10]. Электродинамическая модель аппроксимирует внешнюю границу отражателя набором адаптивных (в смысле размера) плоских треугольных ячеек, вершины которых лежат на поверхности сетеполотна, и обеспечивает возможность численного решения задачи рассеяния электромагнитных волн с учетом симметрии конструкции объекта. Полученные в результате расчета РЛХ описывают зависимости ЭПР раскладного сферического отражателя от ракурса и частоты локации и позволяют моделировать временные реализации процесса наблюдения объекта, осуществляемого калибруемой РЛС. Решение перечисленных вопросов определяет вторую задачу работы.

Так как калибровочный отражатель не стабилизирован в пространстве и в процессе локации может совершать произвольное вращательное движение вокруг собственного центра масс, ракурс его наблюдения является случайным. Учитывая, что диаграммы ЭПР рассматриваемого сферического отражателя отличны от диаграмм изотропной цели, практический интерес представляют его статистические РЛХ, позволяющие решать задачу оценивания потенциально достижимых точностей калибровки наземных РЛС. Расчет и анализ статистических РЛХ раскладного сферического отражателя составляет основное содержание третьей задачи работы.

Моделирование формы поверхности сферического отражателя

Одним из основных факторов, определяющих РЛХ раскладного сферического отражателя, является точность его формы, которая может быть охарактеризована величинами отклонений (локальных неточностей) поверхности натянутой на каркас оболочки из сетеполотна от поверхности сферы того же диаметра в соответствующих точках. Распределение локальных неточно-

стей по поверхности отражателя определяется его габаритами, конструкцией силового каркаса, а также механическими свойствами сетеполотна и параметрами его натяжения.

Для расчета отклонений отражателя от сферы была разработана методика моделирования формы поверхности натянутой оболочки из сетеполотна с учетом перечисленных выше факторов. При разработке методики были приняты следующие допущения:

- форма силового каркаса отражателя идеально сферическая, а его деформация после натяжения сетеполотна пренебрежимо мала;

- отсутствуют перекосы сетеполотна, то есть после натяжения оболочки на силовой каркас нити трикотажной основы в меридиональном и широтном направлениях остаются перпендикулярными друг другу.

Натяжение сетеполотна создается за счет того, что силовой каркас имеет несколько больший размер, чем оболочка, спитая из отдельных частей, выкроенных по профилированным лекалам [11]. В силу симметрии конструкции отражателя моделирование формы натянутого сетеполотна достаточно выполнить только для одного сегмента сферы, ограниченного двумя смежными меридиональными ребрами и экваториальным поясом. На рис. 2 в связанный с отражателем системе координат (СК) представлена расчетная схема сегмента с угловым размером φ в плоскости экватора.

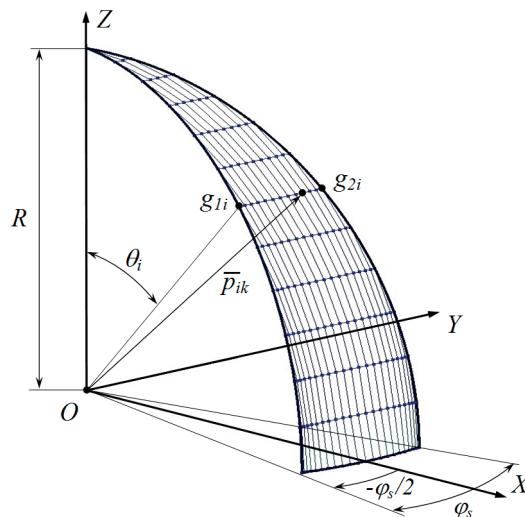


Рис. 2. Расчетная схема сегмента сферического отражателя

Fig. 2. Calculation scheme of spherical reflector segment

Сплошное сетеполотно заменено эквивалентной ему (по механическим свойствам) сеткой, состоящей из узлов и соединяющих их нитей [12]. Узлы, расположенные на горизонтальных нитях, образуют ряды, узлы на вертикальных нитях — столбцы. Нумерация рядов производится в направлении от полюса к экватору. Крайние (границные) узлы рядов и столбцов располагаются на ребрах, полюсе и экваториальном поясе. Отклонения сетки от сферы в этих точках отсутствуют. Выражения для координат границных узлов в СК отражателя имеют вид:

$$x = R \sin \theta \cos \varphi;$$

$$y = R \sin \theta \sin \varphi;$$

$$z = R \cos \theta,$$

где R — внешний радиус отражателя;

θ — угол места;

φ — азимут.

Для меридиональных ребер, ограничивающих сектор, $\varphi = \pm\varphi_s/2$.

Координаты внутренних узлов сетки в исходном (без натяжения) состоянии рассчитываются следующим образом:

$$\vec{p}_{ik} = \vec{g}_{1i} + \vec{g}_{0i} k \Delta s, k = 1 \dots n_i;$$

$$\vec{g}_{0i} = \frac{(\vec{g}_{2i} - \vec{g}_{1i})}{s_i}, \quad (2)$$

$$s_i = \sqrt{(\vec{g}_{2i} - \vec{g}_{1i}) \cdot (\vec{g}_{2i} - \vec{g}_{1i})},$$

где \vec{p}_{ik} — вектор внутреннего узла в k -м столбце i -го ряда;

$\vec{g}_{1i}, \vec{g}_{2i}$ — векторы граничных узлов i -го ряда, компоненты которых рассчитываются по формулам (1);

\vec{g}_{0i} — единичный вектор прямой, соединяющей граничные узлы i -го ряда;

Δs — расстояние (шаг) между столбцами узлов;

n_i — количество внутренних узлов в i -м ряду;

\cdot — знак скалярного умножения векторов;

s_i — расстояние между граничными узлами i -го ряда.

Формирование поверхности натянутой оболочки из сетеполотна происходит под действием нагрузки, действующей на каждую ее точку. В условиях нагружения элементарные участки поверхности сетеполотна стремятся занять такое пространственное положение, в котором приложенные к ним внеш-

ние растягивающие силы и внутренние силы, обусловленные упругостью материала, взаимно уравновешивают друг друга. После фиксации к каркасу сетеполотно принимает окончательную форму, при которой каждая точка его поверхности находится в состоянии покоя. Применительно к разработанной модели это означает, что все узлы сетки, аппроксимирующей сетеполотно, будут неподвижными.

Для сетки, способной работать только на растяжение, условием неподвижности какого-либо внутреннего узла является равенство нулю векторной суммы — или равнодействующей силы (РДС) — всех действующих на него сил (рис. 3):

$$\vec{r}_{ik} = \sum_{j=1}^4 \vec{f}_{ikj} + \sum_{j=1}^4 \vec{u}_{ikj} = 0, \quad (3)$$

где \vec{r}_{ik} — вектор РДС узла в k -м столбце i -го ряда;

\vec{f}_{ikj} — вектор растягивающей силы для рассматриваемого узла в направлении j -й нити;

\vec{u}_{ikj} — вектор силы упругости j -й нити для рассматриваемого узла.

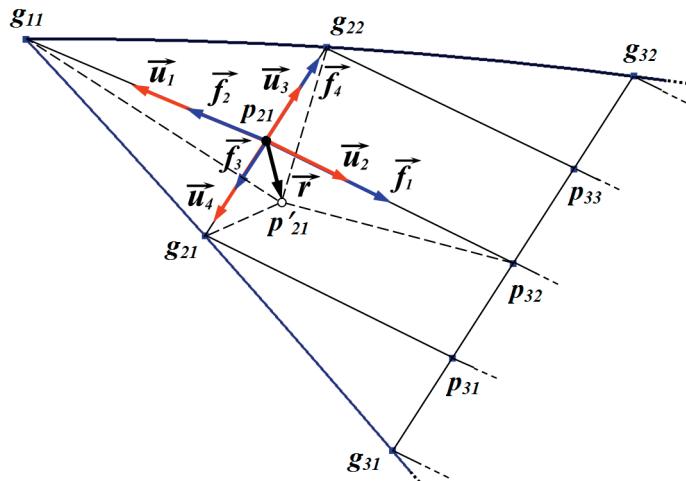


Рис. 3. Схема перемещения узла сетки под действием РДС:

p_{21} — исходное положение узла, p'_{21} — положение узла
после перемещения

Fig. 3. Diagram of grid node movement under RDS action:

p_{21} — initial position of the node, p'_{21} — position
of the node after moving

Первое слагаемое суммы (3) можно записать в виде:

$$\sum_{j=1}^4 \vec{f}_{ijk} = \sum_{j=1}^4 F_{ij} l_{ij} E_{ikj}, \quad (4)$$

где F_{ij} — величина растягивающей нагрузки для узла i -го ряда в направлении j -й нити, Н;

l_{ij} — элемент матрицы L_{ij} , определяющей наличие растягивающей нагрузки для узлов i -го ряда в направлении j -й нити;

E_{ikj} — матрица связи узла в k -м столбце i -го ряда с соседним узлом в направлении j -й нити.

Элементы матрицы L_{ij} равны 1, если для узлов i -го ряда в направлении j -й нити действует растягивающая нагрузка, и 0, если нагрузки нет. Для индексов j , задающих направление нитей между узлами, используются следующие фиксированные значения:

- 1 — вдоль столбца в сторону следующего ряда узлов;
- 2 — вдоль столбца в сторону предыдущего ряда узлов;
- 3 — вдоль ряда в сторону предыдущего узла;
- 4 — вдоль ряда в сторону следующего узла.

Элементами матрицы E_{ikj} являются компоненты единичного вектора \vec{e}_{ikj} связи узла в k -м столбце i -го ряда с соседним узлом в направлении j -й нити:

$$E_{ikj} = (e_x, e_y, e_z)_{ikj}. \quad (5)$$

Единичный вектор \vec{e}_{ikj} рассчитывается следующим образом:

$$\vec{e}_{ikj} = \frac{\vec{q}_{ikj}}{d_{ikj}}, \quad (6)$$

где \vec{q}_{ikj} — вектор между узлом в k -м столбце i -го ряда с соседним узлом в направлении j -й нити;

d_{ikj} — длина нити (расстояние) между рассматриваемыми узлами.

Выражения для расчета векторов \vec{q}_{ikj} в направлениях 1–4 имеют вид:

$$\begin{aligned} \vec{q}_{ik1} &= (\bar{p}_{i+1,k} - \bar{p}_{ik}) m_{ik1} + (\bar{g}_{i+1} - \bar{p}_{ik})(1 - m_{ik1}), \\ \vec{q}_{ik2} &= (\bar{p}_{i-1,k} - \bar{p}_{ik}) m_{ik2} + (\bar{g}_{i-1} - \bar{p}_{ik})(1 - m_{ik2}), \\ \vec{q}_{ik3} &= (\bar{p}_{i,k-1} - \bar{p}_{ik}) m_{ik3} + (\bar{g}_{i1} - \bar{p}_{ik})(1 - m_{ik3}), \\ \vec{q}_{ik4} &= (\bar{p}_{i,k+1} - \bar{p}_{ik}) m_{ik4} + (\bar{g}_{i2} - \bar{p}_{ik})(1 - m_{ik4}), \end{aligned} \quad (7)$$

где m_{ikj} — элемент матрицы M_{ik} связей узла в k -м столбце i -го ряда с соседними внутренними узлами в направлении j -й нити.

Элементы матрицы M_{ik} равны 1, если в направлении j -й нити существует связь с соседним внутренним узлом, и 0, если связи нет. Расстояние между узлами рассчитывается по формуле:

$$d_{ikj} = \sqrt{\vec{q}_{ik1} \cdot \vec{q}_{ik1}}. \quad (8)$$

Второе слагаемое суммы (3) можно записать в виде:

$$\sum_{j=1}^4 \vec{u}_{ikj} = \sum_{j=1}^4 \mu_j U_{ikj} (1 - l_{ij}) E_{ikj}. \quad (9)$$

где μ_j — коэффициент упругости j -й нити, Н/м;

U_{ikj} — величина абсолютного удлинения связи между узлом в k -м столбце i -го ряда с соседним узлом в направлении j -й нити, м.

Абсолютное удлинение связи между соседними узлами определяется как разность длины соединяющей их нити после перемещения одного или обоих узлов вследствие изменения (по модулю и/или направлению) воздействующих на них РДС:

$$U_{ikj} = d'_{ikj} - d_{ikj}, \quad (10)$$

где d'_{ikj} — длина j -й нити после перемещения одного или обоих узлов вследствие изменения воздействующих на них РДС.

Учитывая, что все узлы сетки взаимосвязаны, перемещение какого-либо из них приводит к изменению РДС и, соответственно, положения других узлов. Вследствие этого система из уравнений вида (3), записанных для всех узлов сетки, может быть решена только методом последовательных приближений. В разработанной методике изложенный выше подход реализован следующим образом.

Каждый узел рассматривается как отдельная система. В ней подвижностью обладает только центральный узел \vec{p} , а положение окружающих его четырех узлов «заморожено». По формулам (4)–(8) рассчитывается первое слагаемое суммы (3). Оно является 1-м приближением вектора РДС $\vec{r}_{(1)}$ (для простоты здесь и далее индексы i, k опущены). Рассчитывается результирующий вектор \vec{a} абсолютных удлинений связей центрального узла с соседними:

$$\vec{a} = \sum_{j=1}^4 U_j E_j, \quad (11)$$

$$U_j = \frac{F_j}{\mu_i}. \quad (12)$$

Под воздействием РДС узел перемещается на расстояние $|\vec{a}_{(1)}|$ вдоль прямой, задаваемой вектором $\vec{r}_{(1)}$ и проходящей через точ-

ку \vec{p} . Координаты нового положения узла определяются следующим образом:

$$\vec{p}_{(1)} = \vec{p} + |\vec{a}_{(1)}| \chi \vec{r}_{e(1)}, \quad (13)$$

где $|\vec{a}_{(1)}|$ — модуль результирующего вектора абсолютных удлинений связей центрального узла с соседними на 1-й итерации;

χ — множитель, позволяющий регулировать скорость сходимости итераций по расчету РДС с использованием выражения (3), $0 < \chi \leq 1$;

$\vec{r}_{e(1)}$ — единичный вектор 1-го приближения РДС.

Далее, с применением формул (3) ... (11) и (13) рассчитываются второе и последующие приближения РДС и координат узла:

$$\vec{p}_{(t)} = \vec{p}_{(t-1)} + |\vec{a}_{(t)}| \chi \vec{r}_{e(t)}, \quad (14)$$

где t — номер итерации.

Процесс вычислений останавливается, когда модуль РДС станет меньше заданной малой величины. Новое положение узла, характеризуемое вектором $\vec{p}_{(t)}$, «замораживается» и осуществляется переход к расчету координат следующего узла по описанной выше схеме.

В результате независимого расчета координат узлов в системе уравнений вида (3) возникают дисбалансы, обусловленные поочередным «замораживанием» их положения. Эти дисбалансы устраняются путем выполнения нескольких этапов коррекции. Каждый этап коррекции заключается в полном повторении всех описанных выше операций. При этом в качестве входных данных на каждом следующем этапе коррекции используются координаты узлов сетки, полученные на предыдущем этапе. Процедура коррекции прекращается, когда для всех узлов разность между их координатами, полученными в ходе текущего этапа, и ранее вычисленными станет меньше заданной величины.

С использованием разработанной методики было проведено моделирование формы натянутой оболочки из сетеполотна сферического отражателя, конструкция которого представлена на рис. 2. В качестве меры, характеризующей точность формы отражателя, выбрано отношение отклонения ΔR поверхности оболочки в заданной точке от сферы к ее радиусу $\Delta R/R$. Результаты моделирования представлены на рис. 4. На рис. 5 приведены аналогичные результаты, демонстрирующие универсальный характер предложенной методики и соответствующие расчету формы сетеполотна сферического отражателя для варианта кон-

структуре силового каркаса с двумя дополнительными ребрами жесткости в плоскостях, параллельных экваториальной.

Для проверки адекватности предложенной модели был проведен расчет относительных отклонений $\Delta R/R$ раскладного сферического отражателя и произведено их сопоставление с экспериментальными данными [5, 11, 13]. Схожий характер расчетных и экспериментальных зависимостей, приведенных на рис. 6, свидетельствует об эффективности предложенной методики и ее применимости для оценивания отклонений сетеполотна от сферической поверхности, задаваемой силовым каркасом.

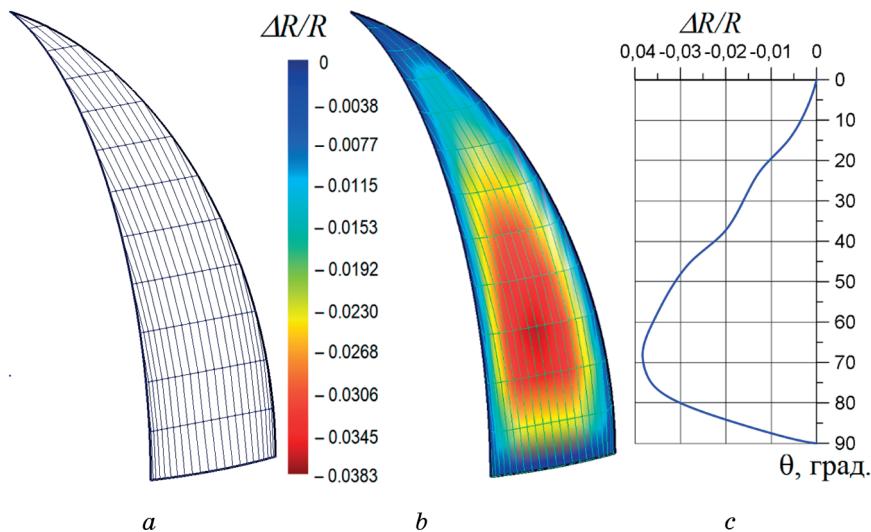


Рис. 4. Результаты моделирования формы натянутой оболочки из сетеполотна сферического отражателя: *a* — каркас отражателя с сеткой, аппроксимирующей его оболочку, *b* — поле величин относительных отклонений поверхности сетеполотна от сферы, *c* — профиль значений $\Delta R/R$ для центрального столбца узлов сетки

Fig. 4. Results of modeling the shape of the tensioned shell from a grid canvas belt of the spherical reflector: *a* — the frame of the reflector with the grid approximating its shell, *b* — the field of values of relative deviations of the surface of the grid canvas belt from the sphere, *c* — the profile of $\Delta R/R$ values for the central column of grid nodes

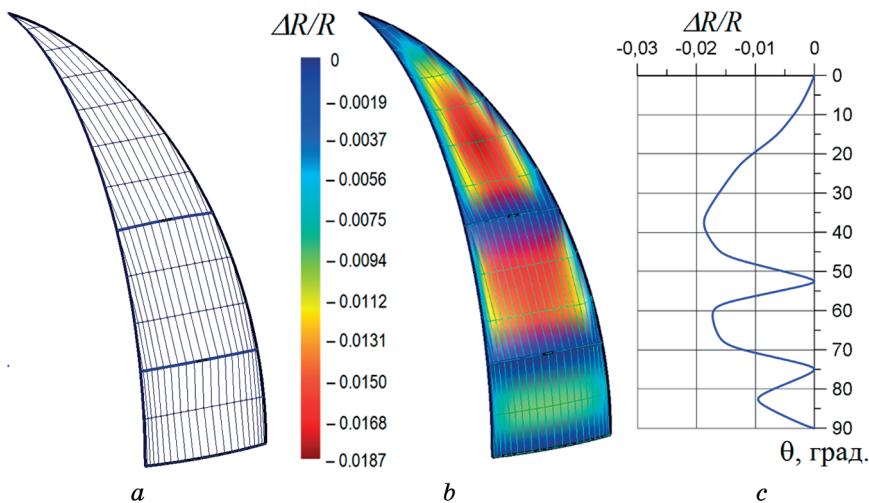


Рис. 5. Результаты моделирования формы натянутой оболочки из сетеполотна сферического отражателя с дополнительными ребрами в составе силового каркаса, соответствующих значениям угла $\theta = 52,5^\circ$ и $\theta = 75^\circ$ (обозначения соответствуют рис. 4)

Fig. 5. Results of simulation of the shape of the tensioned shell from the grid canvas belt of the spherical reflector with additional ribs as part of the power wireframe, corresponding to the values of the angle $\theta = 52,5^\circ$ and $\theta = 75^\circ$ (the symbols of the figures correspond to Fig. 4)

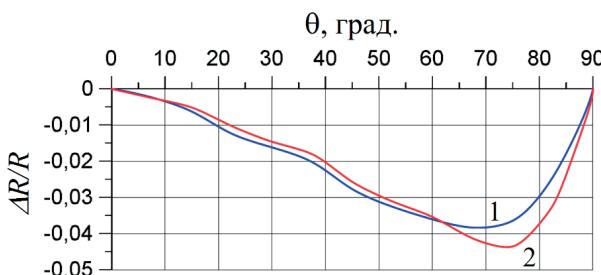


Рис. 6. Сопоставление модельных и натурных данных относительных отклонений $\Delta R/R$ раскладного сферического отражателя:
1 — расчет; 2 — измерение

Fig. 6. Comparison of model and full-scale data of relative deviations $\Delta R/R$ folding spherical reflector:
1 — calculation; 2 — measurement

Расчет и анализ диаграмм ЭПР раскладного сферического отражателя с использованием трехмерной электродинамической модели

Представленная выше методика обеспечивает расчет координат точек поверхности сетеполотна, натянутого на силовой каркас, в пределах одного сегмента. При построении трехмерной электродинамической модели сферического отражателя из совокупности пристыкованных друг к другу сегментов его поверхность покрывается сплошной аддитивной сеткой из плоских треугольных ячеек, максимальный размер которых связан с длиной волны λ , для которой производится расчет ДОР отражателя. В целях выполнения условия адекватности трехмерной электродинамической модели объекту исследования — раскладному сферическому отражателю — шаг дискретизации поверхности сетеполотна выбирается таким, чтобы максимальное отклонение ячеек формируемой сетки электродинамической модели от поверхности сетеполотна не превышало величины $\lambda/10$, а наибольшая длина стороны ячейки не превосходила величины $\lambda/8$ [14, 15].

Диаграмма обратного рассеяния (ДОР) электродинамической модели рассчитывается в сферической системе координат: азимут φ отсчитывается в экваториальной плоскости от первого меридионального ребра силового каркаса, угол падения θ — от оси, проходящей через его полюса, нулевое значение θ соответствует направлению локации объекта в надир. Полутоновое изображение трехмерной фасетной электродинамической модели раскладного сферического отражателя и используемая для анализа его РЛХ система координат приведены на рис. 7.

Расчет ДОР выполняется в полном телесном угле, шаг дискретизации в азимутальной и угломестной плоскостях выбирается из условия:

$$\Delta = \frac{\lambda}{2R} \frac{1}{N}, \quad (15)$$

где Δ — шаг дискретизации диаграммы (в рад.);

N — минимальное количество отсчетов на лепесток ДОР ($N = 8\text{--}12$).

В коротковолновой области рассеяния отраженное сферой полное поле в дальней зоне эквивалентно половине возмущения, обусловленного действием первой зоны Френеля, радиус которой $r_f = \sqrt{\lambda R}$ значительно меньше диаметра сферы. В этом случае шаг дискретизации ДОР уточняется в процессе вычислений с учетом характера угловой изменчивости получаемых значений ЭПР отражателя.

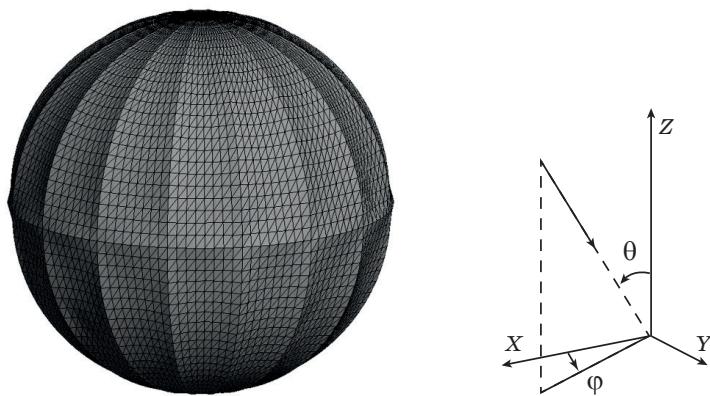


Рис. 7. Электродинамическая модель раскладного сферического отражателя (слева) и используемая для расчета РЛХ система координат (справа)

Fig. 7. Electrodinamic model of the folding spherical reflector (left) and the coordinate system used to calculate RCS (right)

Раскладной сферический отражатель может применяться для калибровки РЛС с различными рабочими диапазонами длин волн [5], поэтому для оценивания частотной зависимости его ЭПР сформированы электродинамические модели с электрическими размерами R/λ , перекрывающими область значений от 0,1 до 10 и соответствующими разным типам рассеяния радиоволн: резонансному $\left(\frac{1}{5\pi} < \frac{R}{\lambda} < \frac{10}{\pi}\right)$ и коротковолновому $\left(\frac{10}{\pi} \leq \frac{R}{\lambda}\right)$.

Модели отличаются количеством ячеек в сетке и являются входными данными программного пакета 3D-электромагнитного моделирования ANSYS HFSS, реализующего расчет ДОР с использованием методов интегральных уравнений IE (Integral Equation Method) в резонансной (рэлеевской) и трассировки лучей SBR+ (Shooting and Bouncing Rays) в коротковолновой областях рассеяния [10]. Полученные в результате компьютерного моделирования нормированные пространственные ДОР приведены на рис. 8. Нормировка выполняется к величине ЭПР сферы эквивалентного радиуса в коротковолновой области рассеяния: $\sigma_m = \pi R^2$ [16].

Анализ нормированных ДОР на рис. 8 показывает, что локальные отклонения формы отражающей поверхности от сферической обусловливают нарушение изотропного характера рассеяния радиоволн. При волновых размерах $R/\lambda < 0,1$ диаграмма имеет осесимметричный вид с незначительными (менее 10 %) снижением

ЭПР в областях экватора и полюсов, что обуславливает достаточно низкий уровень флуктуаций и стабильность отражателя: диаграмма не имеет существенных провалов. С увеличением отношения R/λ до уровня 1,0 неравномерность пространственной ДОР возрастает, что обусловлено изменением типа превалирующих механизмов рассеяния в пользу квазизеркального рассеяния и проявляется в возникновении высоких уровней отражения в районе углов места $\theta = 75^\circ$ и $\theta = 105^\circ$, соответствующих (с учетом симметрии конструкции) области перегиба сетеполотна, показанной на рис. 6.

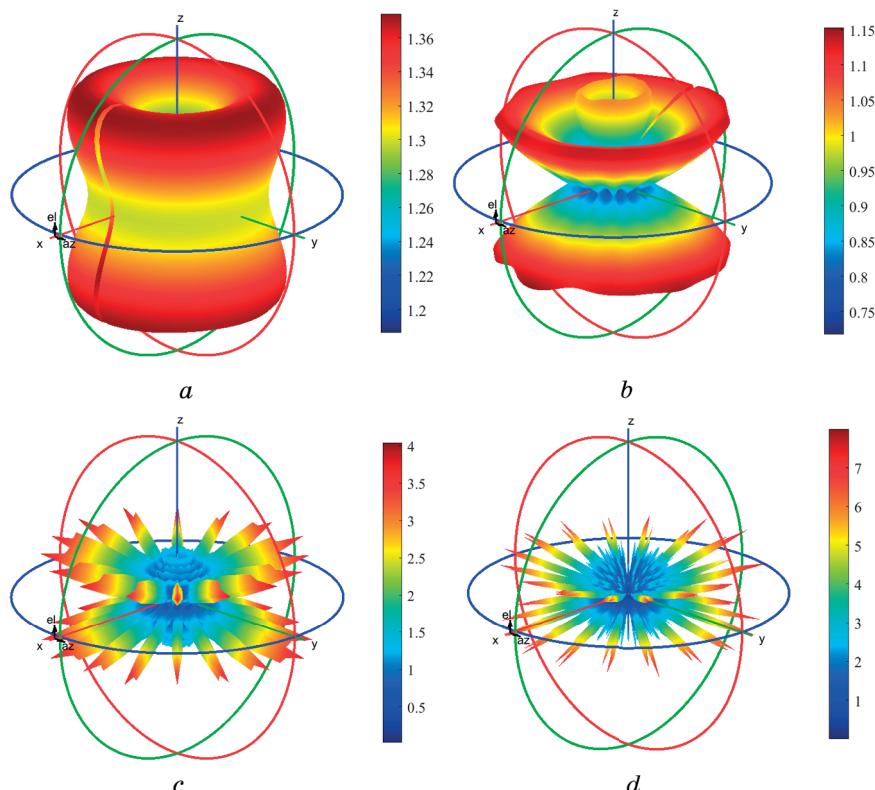


Рис. 8. Трехмерные нормированные ДОР моделей раскладного сферического отражателя различных электрических размеров:

a — $R/\lambda = 0,1$; *b* — $R/\lambda = 1$; *c* — $R/\lambda = 3$; *d* — $R/\lambda = 10$

Fig. 8. 3D normalized DOR of folding spherical reflector models with various electrical dimensions:

a — $R/\lambda = 0,1$; *b* — $R/\lambda = 1$; *c* — $R/\lambda = 3$; *d* — $R/\lambda = 10$

При дальнейшем росте волновых размеров раскладного отражателя величина ЭПР в основном определяется суперпозицией

однократных отражений от фрагментов сетеполотна, соответствующих областям интенсивного рассеяния секторов (доминирующий механизм), а также ребер каркаса. В результате ДОР приобретает выраженную лепестковую структуру, при этом положения лепестков по углу места практически не меняются, в то же время различимость по азимуту улучшается, что вызвано ростом их амплитуды. Это обуславливает рост уровня флуктуаций ЭПР и снижение стабильности отражателя.

На рис. 9 представлены фрагменты двумерных проекций нормированных пространственных ДОР, сформированные с учетом симметричного характера конструкции отражателя в системе координат азимут-угол места в угловых пределах: $\varphi = 0 \dots 90^\circ$, $\theta = 0 \dots 90^\circ$.

Приведенные на рис. 9 зависимости позволяют количественно характеризовать выявленные выше особенности трехмерных нормированных ДОР: оценить величины перепадов ЭПР, уровни и положение лепестков. На рисунках видно, что при волновых размерах моделей, не превосходящих 1, область квазиравномерного отражения находится выше и ниже экваториального пояса каркаса и соответствует диапазонам углов места $0 \dots 40^\circ$ и $140 \dots 180^\circ$. При $R/\lambda > 1$ размеры указанной области существенно сужаются. Во всех случаях средние уровни нормированной ЭПР соответствуют табулированным значениям [17], что подтверждает корректность электродинамического моделирования.

В целом можно отметить, что характерными особенностями пространственных ДОР отражателя являются:

- симметрия относительно плоскости $\theta = 90^\circ$;
- относительно стабильный уровень ЭПР с малыми флуктуациями в районе полюсов;
- равномерно разнесенные в азимутальной плоскости пики и провалы, соответствующие отражению волн от локальных областей интенсивного рассеяния, образованными вогнутыми участками сетеполотна, натянутыми на элементы силового каркаса и расположенными вблизи области максимального перегиба.

Перечисленные особенности обусловлены конструктивным решением, связанным с использованием регулярного пространственно неравномерного (в части расстояния между спицами) силового каркаса зонтичного типа.

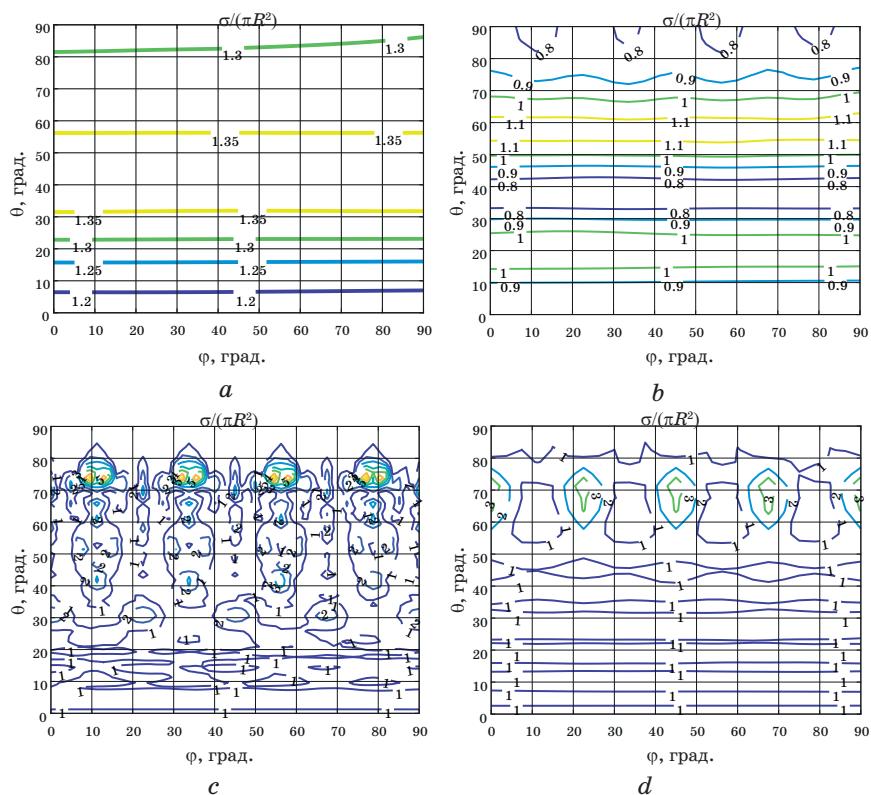


Рис. 9. Фрагменты двумерных проекций нормированных ДОР моделей раскладного сферического отражателя различных электрических размеров:

a — $R/\lambda = 0,1$; *b* — $R/\lambda = 1$; *c* — $R/\lambda = 3$; *d* — $R/\lambda = 10$

Fig. 9. Normalized DOR 2D projections fragments of folding spherical reflector models with various electrical dimensions:
a — $R/\lambda = 0,1$; *b* — $R/\lambda = 1$; *c* — $R/\lambda = 3$; *d* — $R/\lambda = 10$

Оценивание статистических характеристик ЭПР раскладного сферического отражателя

Определенные в результате численного электродинамического моделирования пространственные нормированные ДОР описывают отражательную способность объекта локации в узлах эквидистантной азимутально-угломестной координатной сетки, пространственное расположение которых на его поверхности существенно неравномерно: чаще в районе полюса и реже в области экватора. Так как калибровочный отражатель во время наблюдения в общем случае может совершать неконтролируемое вращательное движение вокруг собственного центра масс, ракурс его наблюдения является произвольным.

Для учета случайного характера направления локации при оценивании статистических характеристик РЛХ раскладного отражателя из нормированных значений ЭПР в узлах угловой координатной сетки формируется вариационный ряд. Каждому нормированному значению ЭПР сопоставляется весовой коэффициент $k_{ij} = k(\varphi_i, \theta_j)$, описывающий вероятность локации объекта с соответствующим направлением, заданного углами φ_i и θ_j , и определяемый отношением площади окружающей узел ячейки координатной сетки (рис. 10) к полной площади сферы [18]:

$$k_{ij} = k(\varphi_i, \theta_j) = \frac{S_{ij}}{4\pi}, \quad (16)$$

где S_{ij} — площадь сферического многоугольника (треугольника, трапеции, прямоугольника), образованного ячейкой координатной сетки.

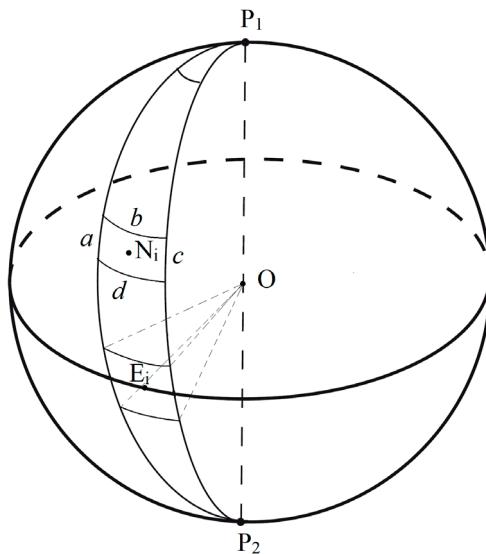


Рис. 10. Сферические многоугольники, связанные с узлами E_i , N_i и P_1 ячеек эквидистантной координатной сетки

Fig. 10. Spherical polygons with nodes E_i , N_i and P_1 of equidistant coordinate grid cells

В зависимости от типа ячейки ее площадь S_{ij} определяется при помощи одного из соотношений:

$$\operatorname{tg}^2 \frac{S_N}{4} = \frac{\sin^2 \frac{b+d}{2} \sin^2 \frac{b-d}{4}}{\sin^2 \frac{b-d}{2} \cos^2 \frac{b+d}{4}} \operatorname{tg} \frac{2a+b-d}{4} \operatorname{tg} \frac{2a-(b-d)}{4}, \quad (17)$$

$$\operatorname{tg}^2 \frac{S_E}{4} = \operatorname{tg}^2 \frac{a}{2} \operatorname{tg}^2 \frac{b}{2}. \quad (18)$$

$$\operatorname{tg}^2 \frac{S_p}{4} = \operatorname{tg} \frac{p}{2} \operatorname{tg} \frac{p-a}{2} \operatorname{tg} \frac{p-b}{2} \operatorname{tg} \frac{p-c}{2}, \quad (19)$$

где p — полупериметр многоугольника, a, b, c, d — стороны криволинейного многоугольника, соответствующие дугам на поверхности координатной сферы.

Для оценивания дальности радиолокационного наблюдения и соответствующего отношения «сигнал/шум» используются статистики ЭПР калибровочного отражателя: среднее и медианное значения, а также среднеквадратическое отклонение [14]. Кроме того, представляют интерес величины минимальной и максимальной ЭПР, характеризующие максимальный уровень флюктуаций. Результаты расчета указанных статистик, полученные с использованием вариационного ряда, составленного из значений нормированной ЭПР раскладного сферического отражателя с использованием соответствующих весовых коэффициентов, приведены в табл. 1.

Таблица 1. Оценки статистических характеристик нормированной ЭПР моделей раскладного отражателя различных электрических размеров

Table 1. Normalized RCS statistical estimates of folding reflector models with various electrical dimensions

Статистическая характеристика нормированной ЭПР	Значение волнового размера R/λ				
	0,1	1	3	10	20
Среднее значение	1,26	0,96	1,16	1,17	1,16
Медиана	1,25	1,03	1,08	0,93	0,92
Среднеквадратическое отклонение	0,04	0,12	0,63	1,05	1,10
Минимальное значение	1,21	0,75	0,02	1×10^{-3}	4×10^{-4}
Максимальное значение	1,35	1,13	4,04	8,00	11,54

Данные табл. 1 показывают, что анализируемые статистики зависят от волнового размера отражателя, при этом характер указанной зависимости отличен от зависимости соответствующих статистик сферы. Для волнового размера $R/\lambda = 0,1$ значение нормированной ЭПР сферы постоянно и составляет 1,23 [17]. Величины среднего и медианного значений нормированной ЭПР раскладного отражателя практически совпадают между собой

и незначительно (на единицы процентов) превосходят указанную величину. В тоже время достаточно низкий уровень среднеквадратического отклонения, а также малый динамический диапазон нормированной ЭПР, определяемый разностью между ее максимальным и минимальным значениями, свидетельствуют о стабильности калибровочного отражателя. При $R/\lambda = 0,1$ средний и медианный уровни нормированной ЭПР раскладного отражателя также незначительно отличаются от соответствующей нормированной ЭПР сферы, имеющей единичную величину, однако имеет место рост среднеквадратического отклонения и динамического диапазона нормированной ЭПР раскладного отражателя, обусловленный появлением выраженной угловой зависимости его рассеивающих свойств. Важно отметить, что в рассматриваемой резонансной области рассеяния ЭПР сферы претерпевает значительные флуктуации даже при небольших изменениях отношения R/λ .

В коротковолновой области рассеяния ($R/\lambda = 3, 10, 20$) различия между средним и медианным значениями нормированной ЭПР раскладного отражателя невелики, а сами они практически не меняются и соответствуют величине нормированной ЭПР опорной сферы; одновременно с этим наблюдается рост соответствующих среднеквадратических отклонений и величины динамического диапазона. В результате стабильность калибровочных свойств отражателя снижается: наблюдаемые значения его ЭПР могут в 4–11 раз превосходить опорные.

Заключение

Представленный в статье подход к совместному расчету механических и радиолокационных характеристик раскладных сферических отражателей позволяет на основе минимальных данных о конструкции объекта выполнять оценивание статистических параметров его ЭПР для заданных условий локации с учетом случайного характера ракурса наблюдения. Подход реализован в виде законченной компьютерной модели, позволяющей осуществлять анализ различных вариантов конструкции силового каркаса зонтичного типа с отражающей поверхностью из трикотажного металлического сетеполотна, и ориентирован на решение задач создания и анализа эталонных целей, предназначенных для калибровки разнодиапазонных радиолокационных средств. Компьютерная модель обеспечивает расчет пространственных диаграмм обратного рассеяния раскладных сферических отражателей и может быть использована как для формирования реализаций наблюдаемых ЭПР калибровочных целей указанного типа, соответствующих ситуациям их однократной проводки (сопрово-

ждения) радиолокационными станциями, так и для оценивания статистических характеристик ЭПР раскладных сферических отражателей в задачах, связанных с анализом потенциальной точности калибровки радиолокационных средств.

Подход разработан в предположении, что сетеполотно является идеально проводящей сплошной оболочкой, что допустимо в исследованных ситуациях, когда размер ячейки сетеполотна существенно меньше анализируемых длин волн. В противном случае требуется доработка как расчетной электродинамической модели, так и модели определения формы отражающей поверхности натянутой оболочки из сетеполотна, ориентированной на расчет ее локальных отклонений от опорной сферы с использованием метода последовательных приближений.

Получаемые с использованием представленного подхода оценки пространственного распределения рассеивающих свойств раскладных сферических отражателей различных электрических размеров позволяют идентифицировать положения и уровни лепестков диаграмм обратного рассеяния, обуславливающих возможновение флюктуаций отраженного сигнала и снижающих стабильность отражателя. Совместный анализ углового положения указанных лепестков и областей перегибов сетеполотна позволяет характеризовать вклад последних в полное поле рассеяния.

Для выбранного варианта раскладного сферического отражателя произведен расчет пространственных диаграмм обратного рассеяния, оценены статистические параметры ЭПР. Показано, что вне зависимости от электрических размеров средние и медианные значения ЭПР отражателя отличаются от ЭПР опорной сферы на 2–17 %. При этом в низкочастотной и резонансной областях рассеяния стабильность раскладного отражателя существенно выше, чем в коротковолновой, что обусловлено особенностями конструкции силового каркаса зонтичного типа, не позволяющего сформировать отражатель идеальной сферической формы.

Список литературы

1. Hoberman C., inventor. *Reversibly expandable doubly-curved truss structure*, US Patent US4942700. 1990. July 24.
2. Hoberman C., inventor. *Radial expansion/retraction truss structures*. US Patent No US5024031. 1991. June 18.
3. Bernhardt P. A., Siefring C. L., Thomason J. F., Rodriguez S. P., Nicholas A. C., Koss S. M. et al. Design and applications of a versatile HF radar calibration target in low Earth orbit. *Radio Science*. 2008;43(1):1–23. DOI: 10.1029/2007RS003692
4. Алиев А. С. *Отражатель излучения*. Патент РФ RU2185695C1. МПК H01Q15/14. Заявл. 12.10.2000; опубл. 20.07.2002.

5. Суэтенко А. В., Бугаев Е. И., Бугаев Ю. Н., Чекин А. В., Кисанов Ю. А., Церихов В. И. и др.; патентообладатель Суэтенко А. В. *Раскрывающийся сферический космический отражатель*. Патент РФ RU94767U1. МПК H01Q 15/14. № 2009145911/22; заявл. 11.12.2009; опубл. 27.05.2010. Бюл. № 15.
6. Бугаев Ю.Н., Завалий В.Н., Кисанов Ю.А., Курушкин С.М., Мешковский В. Е., Овчаров В. П. и др.; патентообладатель Российская Федерация, от имени которой выступает Министерство Обороны Российской Федерации; Открытое акционерное общество «Ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт радиоприборостроения» (ОАО НИИРП). *Раскрывающийся сферический отражатель излучения*. Патент РФ RU2396649C1. МПК H01Q 15/14. № 2009110557/09; заявл. 25.03.2009; опубл. 10.08.2010. Бюл. № 22.
7. Бельков А. В., Евдокимов А. С., Пономарев С. В., Усманов Д. Б. Компьютерное моделирование перспективных космических рефлекторов. *Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки»*. 2008;2(17):161–170.
8. Евдокимов А. С., Пономарев С. В., Буянов Ю. И. Совместный расчет напряженно-деформированного состояния и диаграммы направленности космических рефлекторов. *Вестник Томского государственного университета. Математика и механика*. 2011;1(13):74–82.
9. Тестоедов Н. А., Халимович В. И., Шипилов Г. В., Романенко А. В., Шальков В. В., Величко А. И. и др.; патентообладатель ОАО «Информационные спутниковые системы им. академика М. Ф. Решетнева». *Развертываемый крупногабаритный рефлектор космического аппарата*. Патент РФ RU2350519C1. МПК B64G 1/22, H01Q 15/16. № 2007122219/11; заявл. 13.06.2007; опубл. 27.03.2009. Бюл. № 9.
10. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. *Решение оптических и СВЧ задач с помощью HFSS*. М.: ООО «Оркада», 2012. 250 с.
11. Бекер А. И. *Проектирование и моделирование изделий сферической формы из основовязаного полотна*: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.19.02. М., 2013. 17 с.
12. Котович О. С. *Проектирование структур, свойств и технологии металлических основовязанных сетеполотен для гибких отражательных поверхностей антенн*: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.19.02. М., 2008. 16 с.
13. Драгунов К. И., Олексенко И. Н., Филин Е. Н., Чернецкий Н. П., Шустов В. И. Влияние неравномерности солнечного нагрева на стабильность геометрических параметров калибровочного сетчатого сферического отражателя. *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2010;53(12):66–70.
14. Knott E. F., Shaeffer J., Tuley M. *Radar cross section*. 2nd ed. SciTech Publishing, Inc., 2004. 653 p.

15. Jenn D. C. *Radar and laser cross section engineering*. 2nd ed. AIAA education series, 2005. 511 p.
16. Ruck G. T., editor. *Radar cross section handbook*. Vol. 1, 2. New York: Plenum Press, 1970. 966 p.
17. Кобак В.О. *Радиолокационные отражатели*. М.: Советское радио, 1975. 248 с.
18. Нёлов В.В., Самородов А.А. Оценивание статистических радиолокационных характеристик объекта по пространственной диаграмме обратного рассеяния в эквидистантной угловой сетке. *Ural Radio Engineering Journal*. 2022; 6(3):259–268. DOI: 10.15826/urej.2022.6.3.002.

References

1. Hoberman C., inventor. *Reversibly expandable doubly-curved truss structure*, US Patent US4942700. 1990. July 24.
2. Hoberman C., inventor. *Radial expansion/retraction truss structures*. US Patent No US5024031. 1991. June 18.
3. Bernhardt P.A., Siefring C. L., Thomason J. F., Rodriguez S. P., Nicholas A. C., Koss S. M., et al. Design and applications of a versatile HF radar calibration target in low Earth orbit. *Radio Science*. 2008;43(1):1–23. DOI: 10.1029/2007RS003692
4. Alyev A. S. Radiation reflector. Patent RF RU2185695C1, 2000. (In Russ.)
5. Suetenko A.V., Bugaev E. I., Bugaev Yu.N., Chekin A. V., Kisanov Yu.A., Tserikhov V. I., et al. Useful model patent *Raskryvayushchiysya sfericheskiy kosmicheskiy otrazhatel* [Spherical Space Reflector Drop-down]. Patent RF RU94767U1, 2010. (In Russ.).
6. Bugaev Yu. N., Zavalii V. N., Kisanov Yu.A., Kurushkin S. M., Meshkovskii V. E., Ovcharov V. P., et al. Unfolding spherical radiation reflector. Patent RF RU 2396649C1, 2010. (In Russ.)
7. Bel'kov A. V., Evdokimov A. S., Ponomarev S. V., Usmanov D. B. Computer modeling of advanced space reflectors. *Vestnik of Samara State Technical University, Series Physical and Mathematical Sciences*. 2008;2(17):161–170. (In Russ.)
8. Evdokimov A.S., Ponomarev S. V., Buyanov Yu. I. Joint calculation of the stress-strain state and antenna patterns of spacecraft reflectors. *Tomsk State University Journal of Mathematics and Mechanics*. 2011;1(13):74–82. (In Russ.)
9. Testoedov N.A., Halimanovich V.I., Shipilov G. V., Romanenko A. V., Shal'kov V.V., Velichko A. I., et al. *Space vehicle deployable bulky reflector*. Patent RF RU2350519C1, 2009, bul. No. 9. (In Russ.)
10. Bankov S. Ye., Guttsayt E. M., Kurushin A. A. *Resheniya opticheskikh i SVCH zadach s pomoshchyu HFSS* [Solution of optical and microwave problems using HFSS]. Moscow: OOO Orkada, 2012. 250 p. (In Russ.)

11. Beker A. I. *Proektirovanie i modelirovanie izdelij sfericheskoy formy` iz osnovovyazanogo polotna* [Design and modeling of spherical products from warp-knitted fabric]. Extended Abstract of candidate's (Tech.) thesis. Moscow, Russian State University A. N. Kosygin Publ., 2013, 17 p. (in Russ.)
12. Kotovich O. S. *Proektirovanie struktur, svojstv i tekhnologii metallicheskix osnovovyazany'x setepoloten dlya gibkix otrazhatel'ny'x poverxnostej antenn* [Design of structures, properties and technology of metal warp-knitted mesh fabrics for flexible reflective surfaces of antennas]. Extended Abstract of candidate's (Tech.) thesis. Moscow, Russian State University A. N. Kosygin Publ., 2008, 16 p. (in Russ.)
13. Dragunov K. I., Oleksenko I. N., Filin E. N., Chernetsky N. P., Shustov V. I. Effects of solar heat irregularity on stability of geometric parameters of calibration spherical grid reflector. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie.* 2010; 53(12):66–70. (in Russ.)
14. Knott E. F., Shaeffer J., Tuley M. *Radar cross section*. 2nd ed. SciTech Publishing, Inc., 2004. 653 p.
15. Jenn D. C. *Radar and laser cross section engineering*. 2nd ed. AIAA education series, 2005. 511 p.
16. Ruck G. T., editor. *Radar cross section handbook*. Vol. 1, 2. New York, Plenum Press, 1970. 966 p.
17. Kobak V. O. *Radiolokatsionnyye otrazhateli* [Radar reflectors]. Moscow, Sovetskoye radio, 1975. 248 p. (In Russ.).
18. Neyolov V. V., Samorodov A. A. Estimation of statistical radar characteristics of object by spatial diagram of backscattering in equidistant angular grid. *Ural Radio Engineering Journal.* 2022; 6(3):259–268. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2022.6.3.002.

Информация об авторах

Самородов Алексей Аркадьевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

Солуянов Андрей Аркадьевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник лаборатории Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского, г. Санкт-Петербург.

Information about the authors

Alexey A. Samorodov, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of Department, Mozhaysky Space-Military Academy, Saint-Petersburg.

Andrey A. Soluyanov, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of Laboratory, Mozhaysky Space-Military Academy, Saint-Petersburg.

Поступила / Received: 22.05.2023

Принята в печать / Accepted: 19.07.2023

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.004

УДК 621.396

Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети

Л. М. Семенов, Л. Б. Фридман 

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Россия, 190000, г. Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67
ООО «НПК «Технологии. Инвестиции. Менеджмент», Россия. 195027,
г. Санкт-Петербург, пр. Шаумяна, 4, корп. 1, лит. А

 lenya2002@bk.ru

Аннотация

Рассматриваются возможности применения искусственных нейронных сетей при обработке радиолокационных данных. Выполняется обоснование возможности применения нейронной сети для измерения углового положения летательного аппарата моноимпульсным способом. Предлагается алгоритм, основанный на совместном использовании стандартного моноимпульсного способа измерения угла и нейронной сети. Проводится анализ эффективности предлагаемого алгоритма при разных значениях отношения «сигнал/шум».

Ключевые слова

Нейронные сети, моноимпульсное измерение углового положения, отношение «сигнал/шум», обучающая выборка

Для цитирования

Семенов Л. М., Фридман Л. Б. Алгоритм моноимпульсного измерения углового положения летательного аппарата с помощью искусственной нейронной сети. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):291–303.
DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004.

Algorithm of Monopulse Measurement of Aircraft Angular Position Using an Artificial Neural Network

L. M. Semenov, L. B. Fridman 

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67
Bolshaya Morskaya Str., Saint Petersburg, 190000, Russia

LLC “NPK “Technologies. Investment. Management”, 4 (1A) Shaumyana Av.,
Saint-Petersburg, 195027, Russia

 lenya2002@bk.ru

Abstract

The possibilities of using artificial neural networks in processing radar data are considered. The possibility of using a neural network for measuring the angular position of an aircraft by monopulse method is proved. An algorithm based on the sharing use of standard monopulse angle measurement method and a neural network is proposed. The analysis of the efficiency of the proposed algorithm at different signal-to-noise ratios is accomplished.

Keywords

neural networks, monopulse measurement of angular position, signal-to-noise ratio, training sample.

For citation

Semenov L. M., Fridman L. B. Algorithm of monopulse measurement of aircraft angular position using an artificial neural network. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):291–303. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.004

Введение

В настоящее время искусственные нейронные сети (далее — нейронные сети) получают все большее распространение во многих сферах человеческой деятельности, в том числе в системах обработки информации. Это связано с тем, что использование нейронных сетей во многих случаях позволяет достичь высокой эффективности, гибкости и адаптивности к изменениям внешних условий и решаемых задач [1, 2]. Использование нейронных сетей особенно актуально в условиях, когда традиционные алгоритмы малоэффективны или не существуют. В последнее время нейронные сети находят применение и в задачах радиолокационной обработки сигналов [3–6].

В работе [3] рассмотрен широкий круг задач из области радиолокации, решаемых с помощью нейросетей. В частности, рассмотрены вопросы пространственной обработки радиолокационных сигналов с помощью нейросетей, а именно, нейросетевая адап-

ция фазированных антенных решеток (ФАР). Там же исследованы вопросы, касающиеся формирования диаграммы направленности ФАР, минимизации уровня их боковых лепестков. В то же время в данной работе рассмотрены вопросы измерения углового положения объекта моноимпульсным способом.

В [6] предлагается алгоритм определения углового положения источника радиоизлучения с помощью нейросетевой оптимизации. Однако указанный алгоритм эффективен при использовании в многоканальных системах, а не в моноимпульсной антенной системе, состоящей из двух-четырех каналов [7, 8].

В данной работе предлагается алгоритм, основанный на совместном использовании стандартного моноимпульсного способа измерения угла и нейронной сети. Выполняется сравнение точностных характеристик измерения углового положения летательного аппарата (ЛА) стандартным моноимпульсным способом, а также с использованием предлагаемого алгоритма.

Моноимпульсный способ пеленгации широко применяется для определения угловых координат источников радиоизлучения [7, 8]. Антенная система амплитудного моноимпульсного пеленгатора состоит из нескольких идентичных каналов приема, формирующих диаграммы направленности с небольшим отклонением главного луча от равносигнального направления антенны (рис. 1a). Информация о пеленге извлекается из отношения амплитуд сигналов, принятых по различным каналам $U_1/U_2 = F_1(\alpha)/F_2(\alpha)$, с помощью пеленгационной характеристики (рис. 1b).

Точность моноимпульсного измерения угла зависит от отношения «сигнал/шум» (ОСШ) [7], поэтому проблема обеспечения точностных характеристик измерения углового положения ЛА при слабых входных сигналах стоит особенно остро.

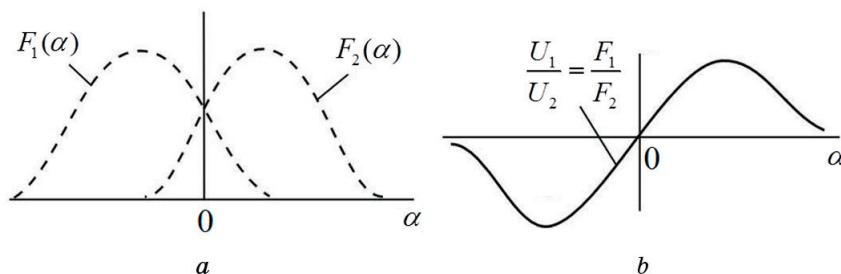


Рис. 1. Диаграммы направленности антенн (a) и пеленгационная характеристика (b)

Fig. 1. Antenna radiation patterns (a) and pele negation characteristic (b)

Проектирование нейронной сети

С целью повышения точностных характеристик измерения углового положения ЛА спроектируем нейронную сеть, принимающую на вход $\theta_{algorithm}$, — угол, полученный с использованием стандартного моноимпульсного способа. В дальнейшем при оптимизации нейронной сети на вход также можно будет подавать как ОСШ, так и другие параметры системы. На выходе системы мы будем получать интересующий нас угол θ_{result} , который должен иметь значение, приближенное к истинному, то есть $\theta_{original}$. Представим нейросеть в виде, соответствующем рис. 2.

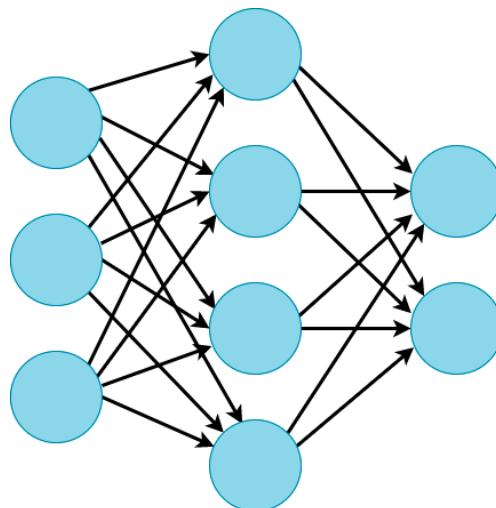


Рис. 2. Пример структуры нейросети

Fig. 2. Example of a neural network structure

Следует отметить, что для решения данной задачи можно использовать различные архитектуры нейронных сетей. Рассмотрим следующие возможные архитектуры:

1) Однослойная сеть.

В этом случае входные параметры, в том числе значение угла, будут подаваться на входной слой, который будет выдавать приближенное значение угла на выходе. Однако в некоторых случаях такая сеть не сможет учесть сложные зависимости между измеренными значениями и результатом.

2) Многослойная сеть с несколькими скрытыми слоями.

В этом случае можно использовать метод обратного распространения ошибки для обучения сети на большом количестве данных. Однако такая сеть может страдать от переобучения и не давать хороших результатов на новых данных.

3) Сверточная нейронная сеть.

В этом случае можно использовать сверточные слои для извлечения признаков из измеренных значений и последующей обработки этих признаков в полносвязных слоях. Такая сеть может давать более точные результаты, чем, например, однослойная сеть, но требует большего количества данных для обучения.

Наиболее простой архитектурой является однослойная сеть, но такая сеть будет иметь ограниченные возможности. Для более точных результатов можно использовать многослойную сеть или сверточную нейронную сеть. Также заметим, что если имеется мало данных для обучения, то сложные модели могут привести к переобучению, в то время как более простые модели могут дать лучший результат.

В данной статье рассматривается самый простой случай — однослойная нейронная сеть [9]. Ее выбор в качестве предмета рассмотрения обусловлен малым количеством данных для обучения, в связи с чем сложные модели могут привести к переобучению. В случае, если даже самая простая нейронная сеть даст выигрыш по сравнению с известными методами, при последующих исследованиях будет целесообразно рассмотреть более сложные нейросети. При этом итоговая архитектура с гиперпараметрами в любом случае будет определена экспериментальным путем.

Однослойная нейронная сеть использует в качестве функции активации либо линейную функцию, либо экспоненциальную линейную функцию (*elu*) с заданным вручную коэффициентом α . В однослойных нейронных сетях сигналы с входного слоя сразу подаются на выходной слой (рис. 3). Он производит необходимые вычисления, результаты которых сразу подаются на выходы. При добавлении новых входных параметров возможно добавление соответствующего им скрытого слоя.

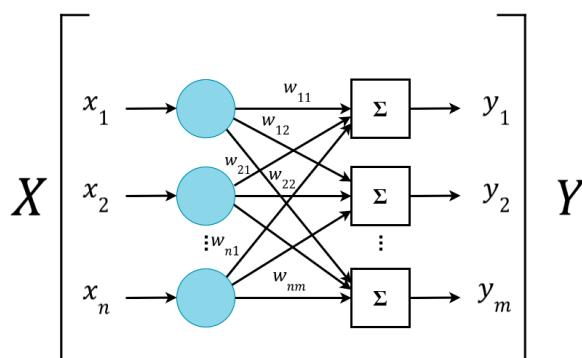


Рис. 3. Однослойная нейронная сеть

Fig. 3. Single-layer neural network

Идея работы нейросети заключается в следующем: мы используем результат работы алгоритма $\theta_{algorithm}$, то есть подаем его на вход нейронной сети, чтобы в итоге получать на выходе значение, максимально приближенное к истинному $\theta_{original}$. Для реализации такой оптимизации базового алгоритма (стандартного моноимпульсного способа) нам требуется выполнить обучение нейросети следующим образом: рассмотреть выход базового алгоритма при различных входных параметрах и организовать работу нейросети так, чтобы значение на ее выходе стало ближе к истинному.

Формирование обучающей выборки

Началом и одним из самых важных моментов разработки нейросети является формирование набора данных, которые будут предоставлены для тестирования, проверки и обучения в сетях. В качестве обучающей выборки следует использовать результат работы алгоритма $\theta_{algorithm}$ при постоянном значении ОСШ (например, при ОСШ = 20). В дальнейшем, если ОСШ будет подаваться на вход системы, обучающую выборку соответственно следует расширить примерами с ОСШ $\neq const$.

Тогда на входе в обучающей выборке будут значения $\theta_{algorithm}$, полученные при истинном угле $\theta_{original}$. В рассматриваемом случае $\theta_{original} \in [0; 5]$. В качестве примера используются значения истинного угла $\theta_{original}$ с шагом в $0,1^\circ$ и на каждое такое значение было смоделировано по 500 значений угла алгоритма $\theta_{algorithm}$. При желании эти параметры можно изменить.

Помимо всего прочего, стоит отметить, что перед подачей входных параметров в нейронную сеть как при обучении, так и при работе с ней, их нужно привести в нормализованный вид, используя следующую формулу:

$$y = \frac{(y_{\max} - y_{\min})(x - x_{\min})}{x_{\max} - x_{\min}} + y_{\min}, \quad (1)$$

где x — исходная величина, принимающая значение в диапазоне $[x_{\min}; x_{\max}]$, y — нормализованная величина, принимающая значение в диапазоне $[y_{\min}; y_{\max}]$.

Заметим, что при работе с системой полученный угол на выходе каждый раз нужно будет денормализовывать, чтобы он соответствовал действительности. Нормализация нужна для того, чтобы минимизировать разницу между данными и обеспечить более точную работу нейронной сети.

Таким образом, перечисленные выше действия позволяют как бы сообщить нейросети информацию о том, какое значение мы получили и какое значение мы хотели бы видеть на выходе.

Весь дальнейший процесс определяется параметрами обучения, которые будут рассмотрены далее.

Обучение нейросети

Для обучения нейросети [10] требуется определиться с двумя ключевыми параметрами: оптимизатором и функцией потерь, которую достаточно часто называют *loss*-функцией.

Оптимизаторы — важный компонент архитектуры нейронных сетей. Они играют важную роль в процессе тренировки нейронных сетей, помогая им делать все более точные прогнозы. Оптимизаторы определяют оптимальный набор параметров модели, таких как вес и смещение, чтобы при решении конкретной задачи модель выдавала наилучшие результаты.

Самой распространенной техникой оптимизации, используемой большинством нейронных сетей, является алгоритм градиентного спуска. Этот алгоритм обновляет значения весов, основываясь на значениях градиента кривой потерь в данной точке и на параметре скорости обучения. Обновление параметра градиентного спуска происходит следующим образом:

$$w_{t+1} = w_t - \alpha \frac{\delta L}{\delta w}, \quad (2)$$

где w_{t+1} — обновленное значение весового коэффициента, w_t — текущее значение весового коэффициента, α — параметр скорости

обучения, $\frac{\delta L}{\delta w}$ — градиент. Далее будет приведен пример вычисления градиента.

Градиент измеряет уклон и рассчитывается как значение изменения в вертикальном направлении δL , поделенное на значение изменения в горизонтальном направлении δw . Таким образом, для крутых уклонов значение градиента большое, для пологих — маленькое.

В качестве оптимизатора для данной нейросети выбран *Adam*, использующий алгоритм градиентного спуска. Оптимизатор *Adam* является одним из самых эффективных алгоритмов оптимизации в обучении нейронных сетей. Параметр шага обучения α , то есть *learning_rate*, в рассматриваемом случае следует взять равным 0,1, так как это значение является достаточным для быстрого достижения выигрыша системы в нашей ситуации.

Функция ошибки (*loss*-функция) представляет собой правило, исходя из которого происходит вычисление значения, которое модель попытается минимизировать. При разработке можно использовать как общезвестные функции, так и собственные.

При создании нейросети в качестве функции потерь была выбрана функция среднеквадратичной ошибки (*Mean Squared Error*).

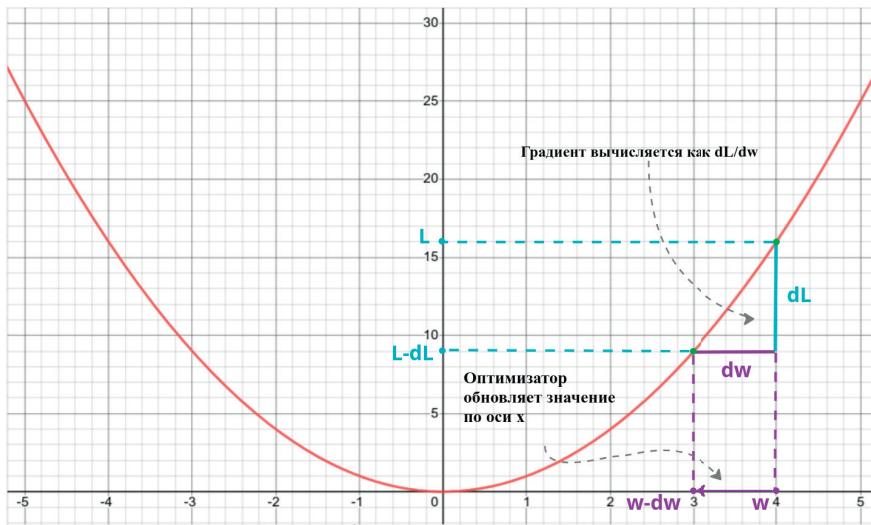


Рис. 4. Вычисление градиента

Fig. 4. Gradient calculation

Помимо перечисленных выше параметров, были также заданы следующие: количество шагов через которое система обновляется (*batch size*), доля тренировочной выборки (*validation split*), количество эпох (*epochs*). Одним из возможных вариантов выбора этих значения является следующий набор параметров: обновление системы через каждые 50 шагов, доля тренировочной выборки 20 % от всей и число эпох равное 50.

Анализ эффективности применения нейронной сети

Для того чтобы дать оценку эффективности нейросети, нужно промоделировать ее работу на нескольких примерах. Чтобы примеры были приближены к реальным значениям, во всех примерах истинный угол $\theta_{original}$ будет принимать значения от 0° до 5° с шагом в $0,1^\circ$. На каждое значение истинного угла приходится 500 углов $\theta_{algorithm}$, полученных по алгоритму из зашумленных входных данных.

Подадим углы $\theta_{algorithm}$ на вход и получим θ_{result} . При тестировании будем брать различные значения ОСШ, такие как 14 дБ, 18 дБ, 20 дБ, 22 дБ, 26 дБ. В качестве оценки характеристики эффективности нейросети будем использовать среднеквадратичное отклонение (СКО) измерения углового положения ЛА.

Результаты математического моделирования, выполненного с помощью языка программирования Python и библиотеки Keras, представлены на рис. 4–8. Данное моделирование можно считать имитационным, поскольку перебирается весь возможный диапазон значений угла $\theta_{\text{original}} \in [0^\circ; 5^\circ]$ с шагом $0,1^\circ$, то есть рассматриваются все возможные ситуации.

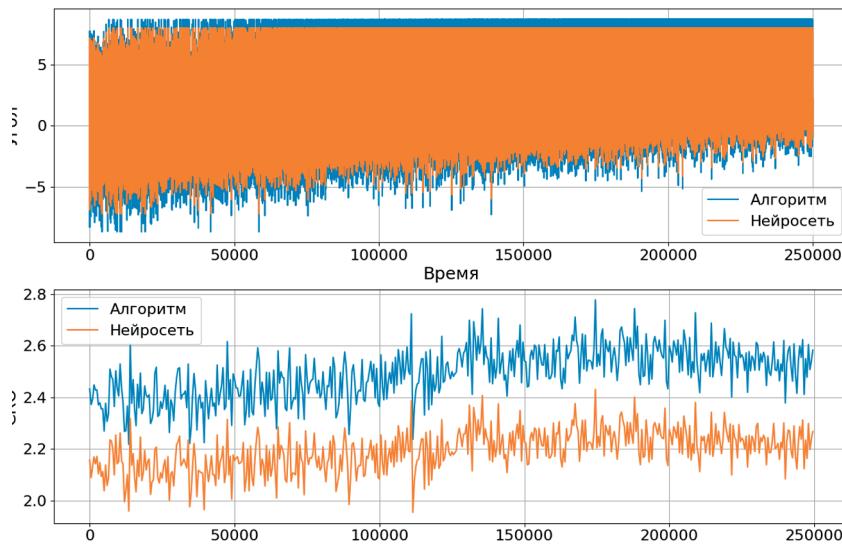


Рис. 5. Графики угла и СКО при ОСШ = 14 дБ
Fig. 5. Graphs of angle and standard deviation at SNR = 14 dB

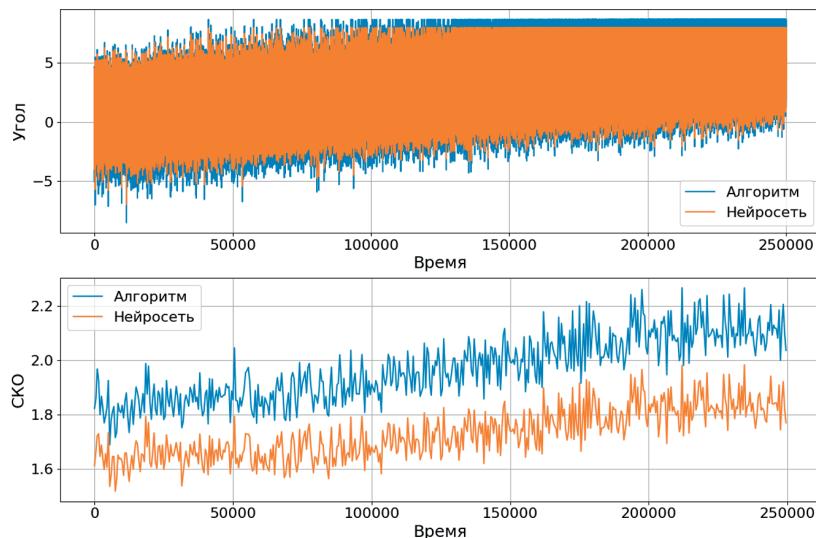


Рис. 6. Графики угла и СКО при ОСШ = 18 дБ
Fig. 6. Graphs of angle and standard deviation at SNR = 18 dB

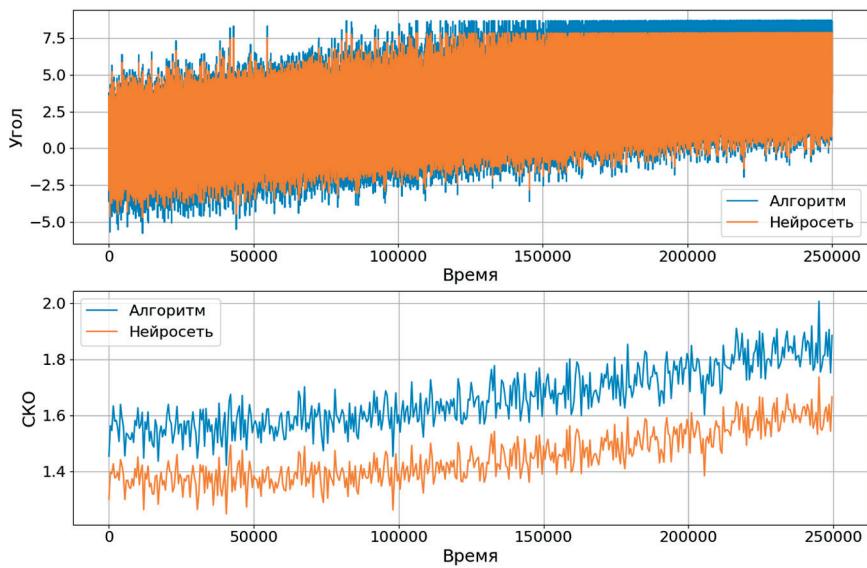


Рис. 7. Графики угла и СКО при ОСШ = 20 дБ
Fig. 7. Graphs of angle and standard deviation at SNR = 20 dB

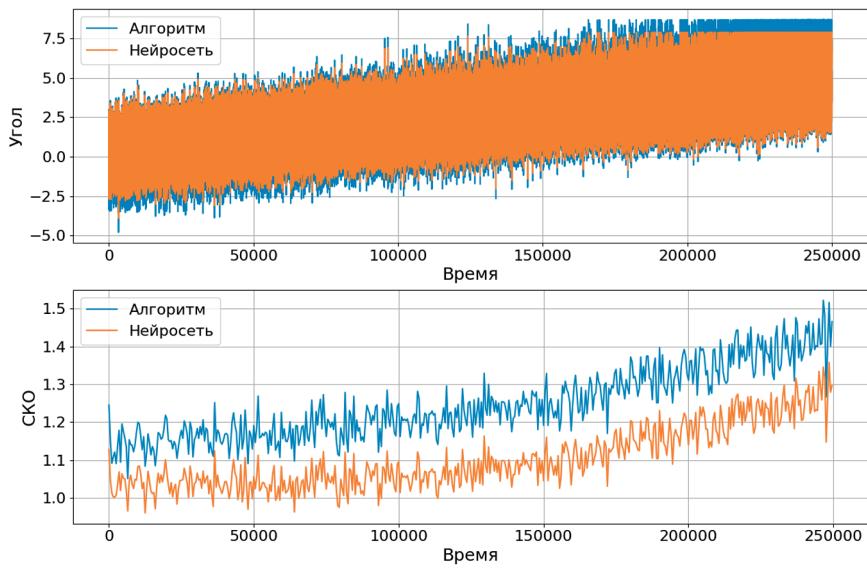


Рис. 8. Графики угла и СКО при ОСШ = 22 дБ
Fig. 8. Graphs of angle and standard deviation at SNR = 22 dB

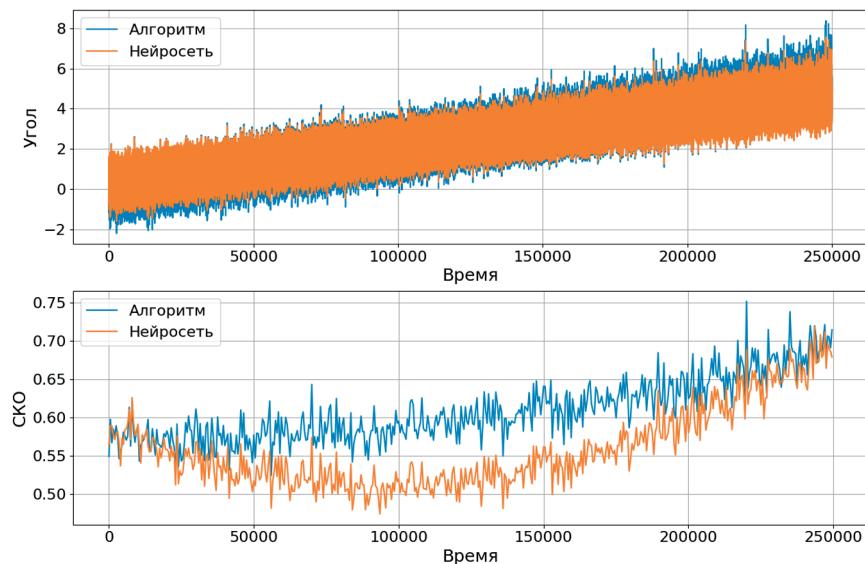


Рис. 9. Графики угла и СКО при ОСШ = 26 дБ
Fig. 9. Graphs of angle and standard deviation at SNR = 26 dB

- при использовании нейросети точность измерения угла на 15–20 % выше, чем при использовании стандартного моноимпульсного способа;
- выигрыш в точности при использовании нейросети практически не зависит от величины ОСШ, что позволяет обучать нейросеть при фиксированном значении ОСШ, а применять ее при различных значениях ОСШ;
- при относительно больших величинах ОСШ (≥ 13) наилучшая точность достигается при малых значениях угла, что объясняется меньшей крутизной графика ПХ вблизи нулевых значений угла (рис. 1b).

Следует отметить, что точность выполненных обоими способами измерений угла невысока вследствие малой апертуры применяемой антенны.

Заключение

Нейронная сеть, реализованная в соответствии с предложенным алгоритмом, обеспечивает повышение точности измерения углового положения ЛА на 15–20 % по сравнению со случаем использования стандартного моноимпульсного способа. При этом выигрыш в точности при использовании нейронной сети практически не зависит от величины ОСШ, что позволяет обучать нейронную сеть при фиксированном значении ОСШ, а применять ее при различных значениях ОСШ.

Предложенный алгоритм моноимпульсного определения угла обладает новизной, достаточно прост в реализации и не требует значительного количества вычислительных ресурсов. Более того, в силу своей простоты, он может быть реализован на вычислительных устройствах, имеющих относительно невысокое быстродействие.

Предметом для последующих исследований могут являться более сложные нейросети, в частности многослойная нейронная сеть с несколькими скрытыми слоями и сверточная нейронная сеть. При этом итоговая архитектура с гиперпараметрами в любом случае будет определена экспериментальным путем.

Список литературы

1. Коул А., Ганджу С., Казам М. *Искусственный интеллект и компьютерное зрение. Реальные проекты на Python, Keras и TensorFlow*. СПб: Питер; 2023. 609 с.
2. Ravichandiran S. *Hands-On Deep Learning Algorithms with Python: Master deep learning algorithms with extensive math by implementing them using TensorFlow*. Birmingham — Mumbai: Packt Publishing; 2019. 512 р.
3. Татузов А. Л. *Нейронные сети в задачах радиолокации*. М.: Радиотехника; 2009. 432 с. Научная серия «Нейрокомпьютеры и их применение», кн. 28.
4. Поддубский В. РЛС и мозг. Использование технологии нейронных сетей при обработке радиолокационной информации. *Армейский сборник*. 2021;(2):77–86.
5. Шестаков Н. В. Применение нейросетей для распознавания объектов по их радиолокационным спектрам. *Известия Тульского государственного университета. Технические науки*. 2022;(2):364–368.
6. Yan E., Guo X., Yang J., Meng Z., Liu K., Li X., et al. Improving Accuracy of an Amplitude Comparison-Based Direction-Finding System by Neural Network Optimization. *IEEE Access*. 2020;8:169688–169700.
7. Леонов А.И., Фомичев К. И. *Моноимпульсная радиолокация*. М.: Радио и связь; 1984. 312 с.
8. Sherman S.M., Barton D.K. *Monopulse principles and techniques*. 2nd ed. Boston, London: Artech House; 2011. 395 с.
9. Постолит А. В. *Основы искусственного интеллекта в примерах на Python*. Самоучитель. СПб.: БХВ-Петербург; 2021. 448 с.
10. Rojas R. *Neural Networks. A Systematic Introduction*. Springer; 2019. 509 p.

References

1. Koul A., Gandzhu S., Kazam M. *Iskusstvennyj intellekt i kom'juternoe zrenie. Real'nye proekty na Python, Keras i TensorFlow*. Saint Petersburg: Piter; 2023. 609 p. (In Russ.)

2. Ravichandiran S. *Hands-On Deep Learning Algorithms with Python: Master deep learning algorithms with extensive math by implementing them using TensorFlow*. Birmingham — Mumbai: Packt Publishing; 2019. 512 p.
3. Tatuzov A. L. Nejronnye seti v zadachah radiolokacii. Moscow: Radiotekhnika; 2009. 432 p. (In Russ.)
4. Poddubskij V. RLS i mozg. Ispol'zovanie tehnologii nejronnyh setej pri obrabotke radiolokacionnoj informacii. *Armejskij sbornik*. 2021;(2):77–86. (In Russ.)
5. Shestakov N. V. Application of neural networks for object recognition on their radar spectra. *Izvestija Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tehнические науки*. 2022;(2):364–368. (In Russ.)
6. Yan E., Guo X., Yang J., Meng Z., Liu K., Li X., et al. Improving Accuracy of an Amplitude Comparison-Based Direction-Finding System by Neural Network Optimization. *IEEE Access*. 2020;8:169688–169700.
7. Leonov A.I., Fomichev K. I. *Monoimpul'snaja radiolokacija*. Moscow: Radio i svjaz'; 1984. 312 p. (In Russ.)
8. Sherman S.M., Barton D. K. *Monopulse principles and techniques*. 2nd ed. Boston, London: Artech House; 2011. 395 c.
9. Postolit A. V. *Osnovy iskusstvennogo intellekta v primerah na Python*. Samouchitel'. Saint Petersburg: BHV-Peterburg; 2021. 448 p. (In Russ.)
10. Rojas R. *Neural Networks. A Systematic Introduction*. Springer; 2019. 509 p.

Информация об авторах

Семенов Леонид Михайлович, студент, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ООО «НПК «Технологии. Инвестиции. Менеджмент», Санкт-Петербург.

Фридман Леонид Борисович, д-р техн., наук, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, профессор кафедры 21 (Кафедра радиотехнических и оптоэлектронных комплексов); ООО «НПК «Технологии. Инвестиции. Менеджмент», Санкт-Петербург, главный специалист отдела функциональной схемотехники.

Information about the authors

Leonid M. Semenov, Student, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, LLC «NPK «Technologies. Investments. Management», St. Petersburg.

Leonid B. Fridman, Dr. Sci., Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, professor of department 21 (Department of radio engineering and optoelectronic complexes); LLC “NPK “Technologies. Investment. Management”, S-Petersburg, head specialist of the department of functional circuitry.

Поступила / Received: 27.03.2023

Принята в печать / Accepted: 20.06.2023

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.005

УДК 550.370

Применение метода автоматической компенсации шумовой полосы для улучшения спектральных характеристик формирователей сигналов

Д. И. Суржик 

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», 602264, Владимирская область, г. Муром, ул. Орловская, д. 23

 arzerum@mail.ru**Аннотация**

В настоящее время для сбора данных о состоянии ресурсов агропромышленного комплекса широкое применение находят группы беспилотных летательных аппаратов, взаимодействие с которыми осуществляется путем создания беспроводных самоорганизующихся летающих сетей, связь с которыми со стороны наземных комплексов управления обеспечивается либо с помощью космических телекоммуникационных систем спутников, либо средствами одного или нескольких узлов такой сети. Непрерывное ужесточение требований к техническим характеристикам и параметрам современных беспроводных телекоммуникационных систем (особенно к повышению скорости информационного обмена и надежности связи) заставляют разработчиков искать новые подходы к проектированию их радиопередающей аппаратуры. В частности, известно, что на отношение «сигнал/шум» существенно влияет спектральная чистота сигналов, синтезируемых с помощью специальных многоканальных формирователей сигналов радиопередатчиков. Показано, что для улучшения спектральных характеристик таких формирователей можно использовать метод автоматической компенсации шумовой полосы области частот, в которой присутствуют наиболее нежелательные дискретные спектральные составляющие. На основе предложенного подхода разработана структурная и функциональная схема формирователя несущего колебания с улучшенными спектральными характеристиками, для которой получены основные математические соотношения (дифференциальные уравнения, передаточные функции, шумовые модели),

на основе которых проведено соответствующее моделирование, подтверждающее эффективность использования принципа автокомпенсации.

Ключевые слова

Агропромышленный комплекс, беспилотные летательные аппараты, самоорганизующиеся сети, спектральные характеристики, формирователи сигналов, синтезаторы частот, автоматическая компенсация.

Для цитирования

Суржик Д. И. Применение метода автоматической компенсации шумовой полосы для улучшения спектральных характеристик формирователей сигналов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):304–317.
DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.005.

Суржик Д. И. | Применение метода автоматической компенсации шумовой полосы для улучшения спектральных характеристик формирователей сигналов

Application of Automatic Noise Bandwidth Compensation Method of improving Spectral Characteristics of Signal generators

D. I. Surzhik 

Murom Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov», 23, Orlovskaya Str., Vladimir region, Murom, 602264, Russia

 arzerum@mail.ru

Abstract

Currently, to collect data on the state of the resources of the agro-industrial complex, groups of unmanned aerial vehicles are widely used, interaction with which is carried out by creating wireless ad-hoc flying networks, communication with which from ground control complexes is provided either using space telecommunication systems of satellites, and by means of one or more nodes of such a network. The continuous tightening of requirements for the technical characteristics and parameters of modern wireless telecommunication systems (especially for increasing the speed of information exchange and communication reliability) force developers to look for new approaches in designing radio transmitting equipment. In particular, it is known that the signal-to-noise ratio is significantly affected by the spectral purity of the signals synthesized using special multi-channel radio transmitter signal conditioners. It is shown that in order to improve the spectral characteristics of such shapers, it is possible to use the method of automatic compensation of the noise band of the frequency region in which the most undesirable discrete spectral components are presented. Based on the proposed approach, the structural and functional diagram

of the carrier waveformer with improved spectral characteristics has been developed, for which the main mathematical relationships (differential equations, transfer functions, noise models) have been obtained, on the basis of which the corresponding simulation has been accomplished, confirming the effectiveness of using the auto-compensation principle.

Keywords

Agro-industrial complex, unmanned aerial vehicles, ad-hoc networks, spectral characteristics, signal shapers, frequency synthesizers, automatic compensation.

For citation

Surzhik D.I. Application of automatic noise bandwidth compensation method of improving spectral characteristics of signal generators. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):304–317. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.005

Введение

Одним из перспективных вариантов осуществления сбора данных о состоянии ресурсов агропромышленного комплекса (АПК) в сложных условиях является организация самоорганизующихся летающих сетей FANET (Flying Ad-Hoc Network) [1, 2], основанных на использовании групп беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Данные сети имеют разветвленную беспроводную архитектуру, что позволяет устанавливать связь между удаленными узлами сетей при отсутствии развитой инфраструктуры на местности.

Разновидностью сетей FANET являются «летающие сенсорные сети», представляющие собой два взаимодействующих сегмента: летающий и наземный. В качестве первого выступают БПЛА различных типов и спутники (решающие с помощью космических телекоммуникационных систем проблему расширения малого диапазона действия [3]), а в качестве второго – установленные на территориях освоения АПК сенсорные узлы на основе датчиков (собирающие информацию о состоянии ресурсов и управляющие удаленными объектами, работая в автономном режиме) и наземные комплексы управления. При этом на борту БПЛА размещаются не менее двух систем связи: аппаратура передачи командно-телеметрической информации и система передачи информации полезной нагрузки.

В процессе выполнения летных заданий взаимное положение летающего и наземного сегментов постоянно меняется, как следствие — изменяются условия прохождения радиосигналов на трассе распространения и энергетический запас каналов свя-

зи, оцениваемый значением вероятности битовой ошибки при различном отношении «сигнал/шум» (ОСШ). Непрерывное ужесточение требований к техническим характеристикам и параметрам современных беспроводных систем связи (особенно к повышению скорости информационного обмена и надежности связи) [4, 5] заставляет разработчиков искать новые подходы к проектированию их радиопередающей аппаратуры. В частности, известно, что на ОСШ существенно влияет спектральная чистота сигналов, синтезируемых с помощью специальных многоканальных формирователей сигналов радиопередатчиков таких телекоммуникационных систем. В случае если спектральная чистота синтезируемого сигнала формирователя радиопередатчика системы недостаточна, то при приеме его полезная составляющая может оказаться маскированной и выделить желаемую информацию не удастся.

Формирователи сигналов радиопередатчиков летающих сенсорных сетей и их спектральные характеристики

До недавнего времени в качестве формирователей сигналов радиопередатчиков летающих сенсорных сетей использовали устройства на основе одного из трех методов синтеза частот: прямого аналогового, прямого цифрового и косвенного [6, 7]. Исследования современных авторов показывают перспективность их комбинирования (особенно синтезаторов на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифровых вычислительных синтезаторов) для перехода к гибридному методу синтеза частот, характеризующемуся улучшенными параметрами и обладающему возможностью программного управления и формирования колебаний со сложными законами модуляции (в частности сверхширокополосных).

Однако в настоящее время гибридные синтезаторы частот обладают недостаточными спектральными характеристиками синтезируемых сигналов, определяемыми наличием нежелательных дискретных и шумовых компонент значительного уровня вблизи несущей частоты в пределах полосы пропускания фильтра нижних частот ФАПЧ-синтезатора. Область частот, в которой присутствуют данные составляющие, выбирается из компромисса между степенью фильтрации и быстродействием петли ФАПЧ. Производители синтезаторов, в частности фирма Analog Devices, рекомендуют выбирать указанную полосу как десятую часть от максимальной частоты сравнения фазового детектора, которая у современных интегральных микросхем достигает 125 МГц. Как итог результирующая шумовая полоса петли ФАПЧ, а следовательно, и всего гибридного синтезатора частот может составлять десяток мегагерц.

В качестве основного метода снижения шумовой полосы систем ФАПЧ на данный момент является использование нескольких петель обратной связи, приводящих к необходимости построения двух- или трехпетлевых малошумящих прецизионных ФАПЧ-синтезаторов [8–10]. Как следствие, за счет существенного снижения шумовой полосы современные интегральные микросхемы прецизионных гибридных синтезаторов частот, использующих указанное техническое решение, обладают пониженным уровнем дискретных паразитных спектральных составляющих и фазовых шумов. Но в то же время данные устройства характеризуются низким быстродействием, необходимостью подбора коэффициентов деления для каждой петли ФАПЧ с целью сохранения устойчивости и обладают ценой в несколько десятков тысяч долларов ввиду существенного усложнения внутренней архитектуры.

Автоматическая компенсация шумовой полосы формирователей несущего колебания радиопередатчиков летающих сенсорных сетей

Перспективным методом снижения шумовой полосы многоканальных формирователей сигналов радиопередатчиков летающих сенсорных сетей на основе гибридного метода синтеза частот и сигналов является применение метода автоматической компенсации [11–13]. Для произвольного сигнала она осуществляется за счет уменьшения нежелательных отклонений его фазы путем введения противофазного компенсирующего изменения, полученного из исходного сигнала.

Возможность применения метода автоматической компенсации для уменьшения шумовой полосы систем ФАПЧ впервые была предложена еще в 70-х годах XX века в работах В. В. Шахгильдяна [11]. Она заключается в обработке выходного сигнала фазового детектора петли ФАПЧ в тракте автокомпенсации с регулированием по отклонению, выходной сигнал которого поступает на фазовращатель, управляющий фазой входного сигнала и осуществляющий непосредственное снижение шумовой полосы устройства.

Объединяя схему ФАПЧ-синтезатора целочисленного типа и данный принцип автокомпенсации, получена структурная схема формирователя несущего колебания с автоматической компенсацией шумовой полосы (АКШП) (рис. 1). На схеме приняты следующие обозначения: ОГ — опорной генератор; ФД — фазовый детектор; ФНЧ1 — фильтр нижних частот петли ФАПЧ, ГУН — генератор, управляемый напряжением, ДЧ — делитель частоты в целое число раз; ФНЧ2 — фильтр нижних частот АКШП;

$У$ — усилитель АКШП, $УФВ$ — управляемый фазовращатель АКШП. Техническим результатом данного решения является снижение уровня паразитных спектральных составляющих, уровня фазового шума и шумовой полосы синтезируемого сигнала формирователя за счет компенсации фазовых искажений, возникающих в опорном генераторе и петле ФАПЧ [14].

На основе данной схемы получена ее эквивалентная функциональная модель по фазовым отклонениям (рис. 2), где $K_{\Phi D}$ — крутизна характеристики ФД, $M_1(p)$ — коэффициент передачи ФНЧ1 петли ФАПЧ, $K_{ГУН}$ — крутизна модуляционной характеристики ГУН, p — оператор Лапласа, $K_{УФВ}$ — коэффициент передачи УФВ, n_y — коэффициент усиления усилителя АКШП, $M_2(p)$ — коэффициент передачи ФНЧ2 АКШП, N — коэффициент деления ДЧ, $\Delta\varepsilon$ — воздействия на формирователь в виде фазовых отклонений, $\Delta\phi_{ог}$ и $\Delta\phi_{ФС}$ — фазовые отклонения на выходе опорного генератора и формирователя сигналов.

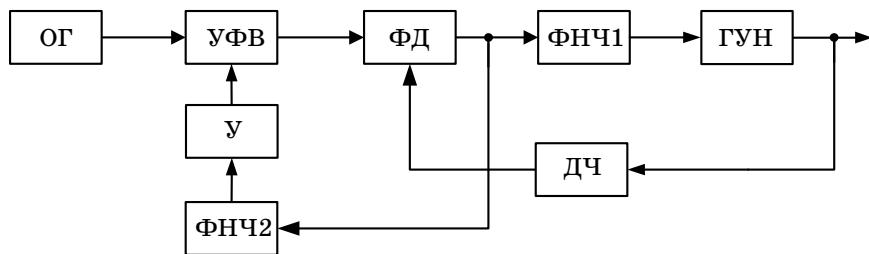


Рис. 1. Структурная схема формирователя несущего колебания с автоматической компенсацией шумовой полосы

Fig. 1. Block diagram of the carrier oscillator with automatic noise band compensation

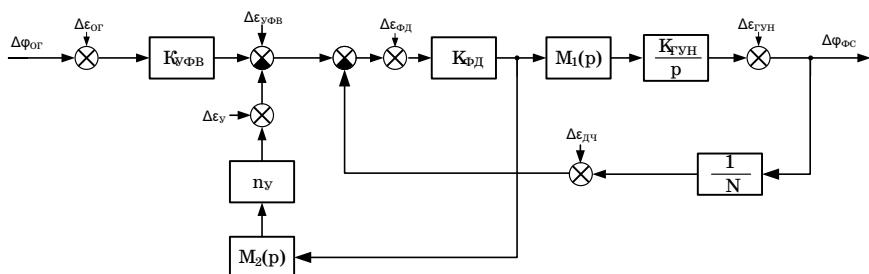


Рис. 2. Эквивалентная функциональная модель формирователя несущего колебания с автоматической компенсацией шумовой полосы

Fig. 2. Equivalent functional model of the carrier oscillator with automatic noise band compensation

Данная эквивалентная модель позволила получить основные математические соотношения, описывающие функционирование исследуемого устройства. В частности, линеаризированные передаточные функции для отклонений фазы основных структурных звеньев принимают следующий вид:

$$H_{\text{ГУН}}(\rho) = \frac{1}{1 + \frac{K_{\Phi\Delta} K_{\text{ГУН}} M_1(\rho)}{\rho N(1 + n_y K_{\Phi\Delta} M_2(\rho))}}$$

$$H_{\Phi\Delta}(\rho) = \frac{K_{\Phi\Delta} K_{\text{ГУН}} M_1(\rho)}{\rho N(1 + n_y K_{\Phi\Delta} M_2(\rho))} H_{\text{ГУН}}(\rho)$$

$$H_{\text{дч}}(\rho) = -H_{\Phi\Delta}(\rho)$$

$$H_{\text{yФВ}}(\rho) = H_{\Phi\Delta}(\rho)$$

$$H_y(\rho) = -H_{\Phi\Delta}(\rho)$$

$$H_{\text{ор}}(\rho) = K_{\text{yФВ}} H_{\Phi\Delta}(\rho)$$

Шумовые характеристики формирователя несущего колебания с автокомпенсацией шумовой полосы

Для оценки эффективности использования предлагаемой цепи автокомпенсации шумовой полосы необходимо оценить шумовые характеристики [15] всего формирователя несущего колебания при ее наличии и отсутствии. В соответствии с рис. 2 спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов формирователя несущего колебания на основе ФАПЧ-синтезатора с автоматической компенсацией шумовой полосы определяется как

$$S_{\Phi\text{CAK}} = S_{\text{ор}} |H_{\text{ор}}|^2 + S_{\text{ГУН}} |H_{\text{ГУН}}|^2 + S_{\Phi\Delta} |H_{\Phi\Delta}|^2 + \\ + S_{\text{дч}} |H_{\text{дч}}|^2 + S_{\text{yФВ}} |H_{\text{yФВ}}|^2 + S_y |H_y|^2$$

а при отсутствии — как

$$S_{\Phi\text{C}} = S_{\text{ор}} |H_{\text{ор}}|^2 + S_{\text{ГУН}} |H_{\text{ГУН}}|^2 + S_{\Phi\Delta} |H_{\Phi\Delta}|^2 + S_{\text{дч}} |H_{\text{дч}}|^2,$$

где S_i — СПМ собственных фазовых шумов i -го блока формирователя, H_i — передаточная функция i -го блока [15, 16]. F , Гц $S(F)$, дБн/Гц $B(F)$, Гц.

На рис. 3а приведены СПМ фазовых шумов формирователя несущего колебания (синим цветом обозначена зависимость с АКШП, красным — без), а на рис. 3б — шумовые вклады составляющих звеньев (красным цветом обозначены шумовые вкла-

ды ОГ, синим — петли ФАПЧ и зеленым — АКШП) для выходной частоты 250 МГц при коэффициенте усиления усилителя АКШП $n_y = 1$. В качестве ФАПЧ-синтезатора для моделирования использовались параметры микросхемы ADF5355 (с интегрированным ГУН), тактируемой опорным кварцевым генератором SMD07050C4 выходной частотой в 125 МГц.

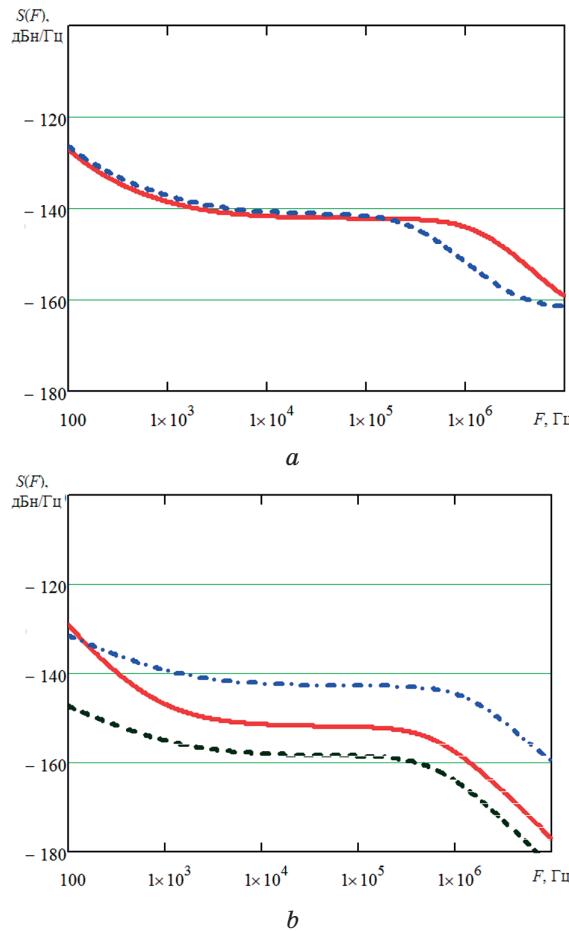


Рис. 3. СПМ фазовых шумов формирователя несущего колебания на основе ФАПЧ-синтезатора с автоматической компенсацией шумовой полосы (a) и шумовые вклады звеньев (b)
при $f_{\Phi C} = 250$ МГц и $n_y = 1$

Fig. 3. Spectral density of phase noise of the carrier oscillator based on the PLL synthesizer with automatic noise band compensation (a) and noise contributions of links (b) at output frequency 250 MHz and $n_y = 1$

На рис. 4 приведены СПМ фазовых шумов формирователя несущего колебания на основе ФАПЧ-синтезатора с автоматической

компенсацией шумовой полосы при $f_{\Phi C} = 250$ МГц и коэффициентах усиления усилителя АКШП $n_y = 3$ и $n_y = 5$.

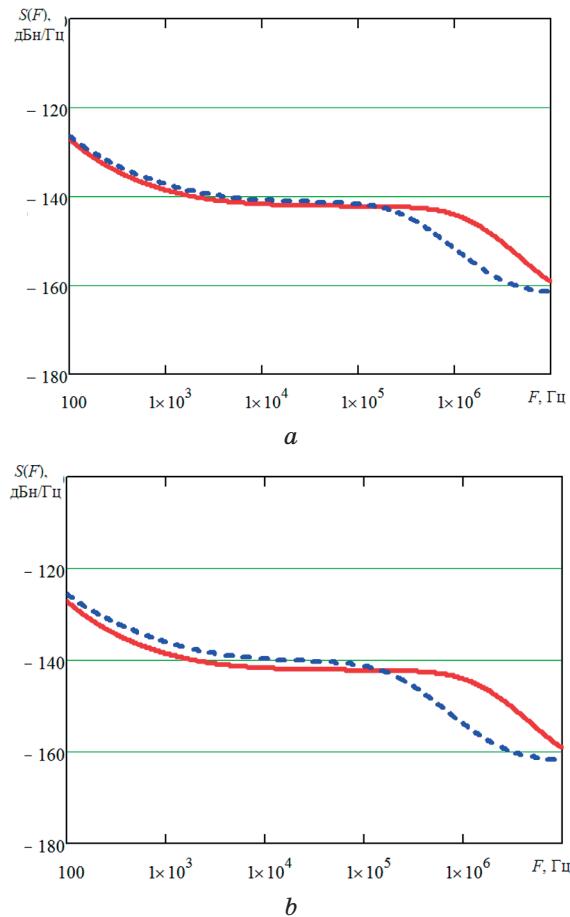


Рис. 4. СПМ фазовых шумов формирователя несущего колебания на основе ФАПЧ-синтезатора с автоматической компенсацией шумовой полосы при $f_{\Phi C} = 250$ МГц и коэффициентах усиления усилителя АКШП $n_y = 3$ (a) и $n_y = 5$ (b)

Fig. 4. Spectral density of phase noise of the carrier oscillator based on the PLL synthesizer with noise band automatic compensation at output frequency 250 MHz and the gain of the auto-compensator amplifier $n_y = 3$ (a) and $n_y = 5$ (b)

Также рассмотрено влияние коэффициента усиления усилителя автокомпенсатора на степень снижения шумовой полосы на выходе всего формирователя (рис. 5 оранжевым цветом обозначены графические зависимости при $n_y = 1$, бирюзовым — при

$n_y = 2$, розовым — при $n_y = 3$, зеленым — при $n_y = 4$, синим — при $n_y = 5$, красным — при $n_y = 10$) при $f_{\Phi C} = 250$ МГц.

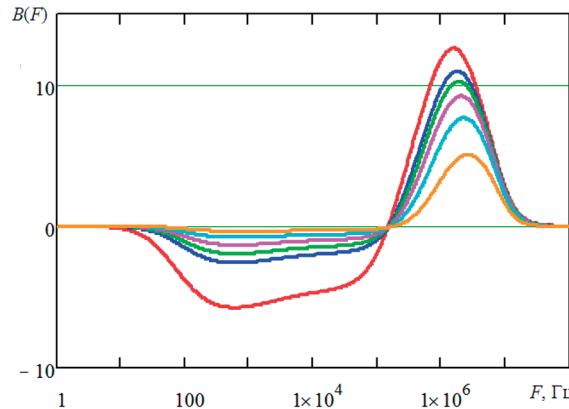


Рис. 5. Зависимости степени компенсации шумовой полосы от отстройки частоты при $f_{\Phi C} = 250$ МГц для различных коэффициентов усиления усилителя автокомпенсатора

Fig. 5. Dependences of the degree of noise band compensation on frequency tuning at output frequency 250 MHz for various gain factors of the auto-compensator amplifier

Заключение

По результатам проведенного моделирования установлено, что уровень фазового шума формирователя несущего колебания на основе ФАПЧ-синтезатора с автоматической компенсацией шумовой полосы на отстройке 1 кГц от несущего колебания для выходной частоты в диапазоне от 250 до 1 000 МГц составляет порядка минус 125 — минус 138 дБ. При этом чем выше частота, тем больше уровень фазового шума.

Полученные и представленные на рис. 3б графические зависимости шумовых вкладов позволяют сделать вывод, что вне зависимости от выходной частоты устройства основной вклад в уровень фазового шума в области малых отстроек частоты вносят шумы опорного генератора, а в остальной области отстроек преобладают шумы звеньев петли ФАПЧ. При этом шумы автокомпенсатора при $n_y = 1$ являются несущественными и принимают значения минус 145 — минус 150 дБ на отстройке 1 кГц от несущего колебания.

Исходя из анализа параметрической чувствительности, видно, что с увеличением коэффициента усиления усилителя автокомпенсатора наблюдается сужение шумовой полосы формирователя сигналов (за счет снижения фазовых шумов опорного генера-

тора и петли ФАПЧ в области больших отстроек) и появляется участок с отрицательной компенсацией, обусловленный ростом шумового вклада петли ФАПЧ, причем чем выше коэффициент усиления усилителя автокомпенсатора, тем выше уровень фазового шума формирователя в области малых отстроек. Кроме того, чем выше частота выходного сигнала формирователя, тем ниже уровень автокомпенсации и выше уровень отрицательного участка. При этом максимальная степень автокомпенсации шумовой полосы устройства достигает 13 дБ, что позволяет сделать вывод об эффективности предлагаемого принципа автокомпенсации для улучшения спектральных характеристик формирователей сигналов радиопередатчиков беспроводных систем связи. Необходимо отметить, что приведенные типы микросхем не снижают общности полученных в исследовании выводов.

Благодарности

Работа поддержана Стипендией Президента РФ СП-4829.2021.3 «Повышение качественных показателей современных космических телекоммуникационных систем путем улучшения характеристик их радиопередающей аппаратуры». Теория подготовлена в рамках государственного задания РФ «Исследование и разработка комплексных энергосберегающих и термоэлектрических регенеративных систем» заявка № 2019-1497, № FZWG-2020-0034.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Federation Presidential Scholarship SP-4829.2021.3 “Improving the quality indicators of modern space telecommunication systems by improving the characteristics of their radio transmitting equipment.” The theory was prepared within the framework of the state assignment of the Russian Federation “Research and development of integrated energy-saving and thermoelectric regenerative systems” application No. 2019-1497, No. FZWG-2020-0034.

Список литературы

1. Леонов А.В., Чаплышкин В. А. Сети FANET. *Омский научный вестник*. 2015;3(143):297–301.
2. Bekmezci I., Sahingoz O. K., Temel S. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A Survey. *Ad Hoc Networks*. 2013;11(3):1254–1270.
3. Головков В.В., Есипенко А. А., Кузовников А. В. Система спутниковой связи на низких орбитах для обеспечения высокоскоростной передачи данных. *Наукоемкие технологии*. 2016(7):19–21.

4. Скляр Б. Цифровая связь. *Теоретические основы и практическое применение*. Изд. 2-е, испр. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс»; 2003. 1104 с.
5. Феер К. *Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра*. Пер. с англ. Под ред. В. И. Журавлева. М.: Радио и связь; 2000. 520 с.
6. Kroupa V.F. *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*. John Wiley & Sons, Ltd; 2003. 320 р.
7. Goldberg Bar-Giora. *Digital Frequency Synthesis Demystified DDS and Fractional-N PLLs*. LLH Technology Publishing; 1999. 355 р.
8. Друкер Э. Системы ФАПЧ в синтезаторах частоты. Методы снижения шумов и паразитных сигналов. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2012;(6):126–130.
9. Поляков А.Е., Стрыгин Л. В., Бобкович П.И. Влияние аддитивных составляющих на фазовые шумы делителей частоты в составе цифрового синтезатора частот. *Труды МФТИ*. 2009;1(2):107–120.
10. Кузменков А.С., Поляков А. Е., Стрыгин Л. В. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ. *Труды МФТИ*. 2013;5(3(19)):121–133.
11. Шахгильдян В.В., Ляховкин А. А. *Системы фазовой автоподстройки частоты*. М.: Связь; 1972. 448 с.
12. Surzhik D.I., Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S. M. Automatic compensation of phase noise of DDS of hybrid frequency synthesizer with mixer. *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2015). Севастополь, 6–12 сентября 2015 г. Материалы конференции в 2 т*. Севастополь, Россия, 2015. Т. 1: IEEE Catalog Number CPF15788-CDR. С. 207–208.
13. Surzhik D.I., Vasilyev G.S., Kuzichkin O. R. Application of phase distortion autocompensation to improve the spectral characteristics of signal generators of UAV radio transmitters. *International Journal of Engineering Research and Technology*. 2020;13(11):3778–3782.
14. Васильев Г.С., Курилов И. А., Суржик Д. И., Харчук С. М. *Формирователь сигналов с автокомпенсацией фазовых искажений и регулированием по отклонению*. Патент на полезную модель RU 183947 U1. № 2017137836; заявл. 30.10.2017, опубл. 10.10.2018. Бюл. № 28.
15. Рыжков А.В., Попов В. Н. *Синтезаторы частот в технике радиосвязи*. М.: Радио и связь; 1991. 264 с.
16. Kuzichkin O.R., Surzhik D.I., Vasilyev G.S. Noise characteristics of signal generators of radio transmitters for wireless Ad-Hoc communication networks. *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems*. 2020;12(6):496–504.

References

1. Leonov A.V., Chaplyshkin V.A. FANET networks. *Omsk Scientific Bulletin.* 2015;3(143):297–301. (In Russ.)
2. Bekmezci I., Sahingoz O. K., Temel S. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A Survey. *Ad Hoc Networks.* 2013;11(3):1254–1270.
3. Golovkov V.V., Esipenko A.A., Kuzovnikov A. V. Sistema sputnikovoy svyazi na nizkikh orbitakh dlya obespecheniya vysokoskorostnoy peredachi dannykh [Satellite communication system in low orbits to ensure high-speed data transmission]. *Naukoemkie tekhnologii [Science-intensive technologies].* 2016;(7):19–21. (In Russ.)
4. Sklyar B. Digital communication. Fundamentals and Applications. Ed. 2nd, rev. Moscow: Izdatel'skii dom «Vil'yams»; 2003. 1104 p. (In Russ.)
5. Feher K. Wireless digital communications. Modulation and spread spectrum applications. Zhuravlev V.I. (ed). Moscow: Radio i svyaz'; 2000. 520 p. (In Russ.)
6. Kroupa V.F. *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis.* John Wiley & Sons, Ltd; 2003. 320 p.
7. Goldberg Bar-Giora. *Digital Frequency Synthesis Demystified DDS and Fractional-N PLLs.* LLH Technology Publishing; 1999. 355 p.
8. Drucker E. Frequency Synthesizers PLL Systems. Decreasing Noise and Ghost Signals Methods. *Electronics: science, technology, business.* 2012;(6):126–130. (In Russ.)
9. Polyakov A.E., Strygin L. V., Bobkovich P. I. Vliyanie additivnykh sostavlyayushchikh na fazovye shumy delitelei chastoty v sostave tsifrovogo sintezatora chastot [The influence of additive components on the phase noise of frequency dividers as part of a digital frequency synthesizer]. *Proceedings of Moscow Institute of Physics and Technology (State University).* 2009;1(2):107–120. (In Russ.)
10. Kuzmenkov A.S., Polyakov A. E., Strygin L. V. Obzornyi analiz sovremennykh arkhitektur sintezatorov chastot s FAPCh [Review analysis of modern architectures of frequency synthesizers with PLL] *Proceedings of Moscow Institute of Physics and Technology (State University).* 2013;5(3(19)):121–133. (In Russ.)
11. Shakhgildyan V.V., Lyakhovkin A. A. *Sistemy fazovoi avtopodstroiki chastity [Phase-locked loop systems].* M.: Svyaz'; 1972. 448 p. (In Russ.)
12. Surzhik D.I., Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S. M. Automatic compensation of phase noise of DDS of hybrid frequency synthesizer with mixer. *25th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technologiy».* Sevastopol, September 6–12, 2015. Conference Proceedings. Sevastopol, Russia, 2015. Vol. 1: IEEE Catalog Number CPF15788-CDR. P. 207–208.
13. Surzhik D.I., Vasilyev G. S., Kuzichkin O. R. Application of phase distortion autocompensation to improve the spectral characteristics of

signal generators of UAV radio transmitters. *International Journal of Engineering Research and Technology*. 2020;13(11):3778–3782.

14. Vasilyev G.S., Kurilov I. A., Surzhik D. I., Kharchuk S. M. *Formirovatel' signalov s avtokompensatsiei fazovykh iskazhenii i regulirovaniem po otkloneniyu [Signal shaper with automatic phase distortion compensation and deviation control]*. Utility model patent RU 183947 U1. No. 2017137836. Appl. 30.10.2017. Publ. 10.10.2018. (In Russ.)

15. Ryzhkov A.V., Popov V. N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosvyazi [Frequency synthesizers in radio communication technology]*. Moscow: Radio i svyaz'; 1991. 264 p. (In Russ.)

16. Kuzichkin O.R., Surzhik D. I., Vasilyev G. S. Noise characteristics of signal generators of radio transmitters for wireless Ad-Hoc communication networks. *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems*. 2020;12(6):496–504.

Информация об авторе

Суржик Дмитрий Игоревич, кандидат технических наук, доцент кафедры управления и контроля в технических системах, Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (МИ ВлГУ), Россия.

Information about the author

Dmitry I. Surzhik, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Management and Control in Technical Systems, Murom Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov» (MI VlSU), Russia.

Поступила / Received: 04.08.2023

Принята в печать / Accepted: 12.09.2023

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2023.7.3.006

УДК 550.370

Применение аппроксимации спектров для моделирования динамических свойств беспроводных каналов связи

Д. И. Суржик^{1,2}✉, Г. С. Васильев², О. Р. Кузичкин²,
А. В. Коськин³, В. И. Федоров²

¹Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых», Россия, 602264, Владимирская область, г. Муром, ул. Орловская, д. 23

²Белгородский государственный университет (Белгородский национальный исследовательский университет, НИУ «БелГУ»), Россия, 308015 г. Белгород, ул. Победы, 85

³Орловский государственный университет имени И. С. Тургенева, Россия, 302026 г. Орел, ул. Комсомольская д. 95

✉ arzerum@mail.ru

Аннотация

Данная работа посвящена применению методов аппроксимации для моделирования беспроводных радиоканалов связи. Показана актуальность и перспективность применения беспилотных летательных аппаратов в составе летающих самоорганизующихся сетей для передачи высокоскоростной информации в условиях «умных городов». Отмечена также и проблема использования данных сетей, связанная с технической сложностью обеспечения приемлемой надежности и качества беспроводной связи, связанная с многолучевостью распространения сигналов и рядом других факторов. Показано, что в данном аспекте особую актуальность представляет развитие методов математического моделирования для анализа сигналов на входах радиоприемников БПЛА для оценки их амплитудно-фазовых преобразований каналом связи. Установлено, что связь между сигналами на передающей и приемной стороне произвольного беспроводного радиоканала связи в предположении о его линейности может однозначно определяться комплексной передаточной функцией в частотной области, которая на практике является весьма сложной и плохо поддается аналитическому описанию. В связи с этим предложен подход к ее аппроксимации эквивалентной моделью, описываемой дробно-рациональными функциями комплексного переменного, физически реализуемыми смешанными соедине-

ниями различных линейных инерционных и безынерционных звеньев, а для моделирования динамических характеристик — методика численно-аналитического моделирования на основе спектрального метода и кусочно-линейной аппроксимации. Показаны результаты применения предложенных решений.

Ключевые слова

Беспилотные летательные аппараты, «умные города», самоорганизующиеся сети, канал связи, аппроксимация, непрерывные кусочно-линейные функции, нечеткая логика, нейронная сеть

Для цитирования

Суржик Д. И., Васильев Г. С., Кузичкин О. Р., Коськин А. В., Федоров В. И. Применение аппроксимации спектров для моделирования динамических свойств беспроводных каналов связи. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):318–333. DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.006

Application of spectral approximation to model the dynamic properties of wireless communication channels

Surzhik D. I.^{1,2}✉, Vasilyev G. S.²,
Kuzichkin O. R.², Koskin A. V.³, Fedorov V. I.²

¹Murom Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletovs» (MI VISU), 23, Orlovskaya Str., Vladimir region, Murom, 602264, Russia

²Belgorod State University (Belgorod National Research University, National Research University «BelSU»), 85, Pobedy Str., Belgorod, 308015, Russia

³Oryol State University named after I. S. Turgenev, OSU named after I. S. Turgenev, 95, Komsomolskaya Str., Oryol, 302026, Russia

✉ arzerum@mail.ru

Abstract

This work is devoted to the application of approximation methods for modeling wireless radio communication channels. The rationale and prospects of the use of unmanned aerial vehicles as part of flying self-organizing networks for the transmission of high-speed information in the conditions of «smart cities» are demonstrated. The problem of using these networks is also referred, associated with the technical complexity of ensuring acceptable reliability and quality of wireless communication, associated with the multipath of signal propagation and a number of other factors. It is shown that in this aspect, the development of mathematical modeling methods of

analyzing signals at the inputs of UAV radio receivers in order to evaluate their amplitude-phase transformations by a communication channel is of special significance. It has been established that the connection between the signals on the transmitting and receiving sides of an arbitrary wireless radio communication channel, assuming its linearity, can be uniquely determined by a complex transfer function in the frequency domain, which in practice is very complex and difficult to describe analytically. In this regard, an approach to its approximation by an equivalent model, described by fractional-rational functions of a complex variable, physically realized by mixed connections of various linear inertial and inertial links, is proposed, and for modeling dynamic characteristics, a numerical-analytical modeling technique based on the spectral method and piecewise linear approximation. A results of applying the proposed solutions are shown.

Keywords

Unmanned aerial vehicles, «smart cities», self-organizing networks, communication channel, approximation, continuous piecewise linear functions, fuzzy logic, neural network

For citation

Surzhik D. I., Vasilyev G. S., Kuzichkin O. R., Koskin A. V., Fedorov V. I. Application of spectral approximation to model the dynamic properties of wireless communication channels. *Ural Radio Engineering Journal*. 2023;7(3):318–333. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2023.7.3.006

Введение

В настоящее время беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [1] активно используются для решения широкого круга задач различного назначения [2–5]. При этом в последние годы особую популярность набирает их применение в условиях развивающихся быстрыми темпами «умных городов» [6–11] в составе летающих самоорганизующихся сетей FANET (Flying Ad-Hoc Network) [12–15]. Данные сети характеризуются возможностью масштабируемости, быстрого восстановления и обеспечения оптимального покрытия обслуживаемой территории и состоят из двух сегментов: наземного, представленного одним или несколькими наземными комплексами управления (НКУ), и воздушного, представленного сетевыми узлами на базе малоразмерных БПЛА.

Одной из технических проблем, связанных с их использованием самоорганизующихся сетей на базе БПЛА в условиях «умных городов», является обеспечение приемлемой надежности и качества беспроводной связи [16–18]. Данная проблема обусловлена густой застройкой «умных городов», а также наличием зданий

различной геометрии и этажности, влияющих на характер распространения радиосигналов по каналам связи как между отдельными БПЛА, так и между БПЛА и НКУ.

Сложность оценивания и моделирования характеристик беспроводных каналов связи в условиях «умных городов» и распространения радиосигналов по ним во многом определяется отсутствием простых аналитических моделей для их описания, а также многолучевостью распространения сигналов, разнообразием реальных условий распространения радиоволн различных диапазонов, подвижностью мобильных узлов и необходимостью адекватного описания сигнально-помеховой обстановки в точке приема, что определяет актуальность настоящего исследования.

Особенности беспроводных радиоканалов связи для БПЛА в условиях «умных городов»

Беспроводной пространственный радиоканал связи [19–27] представляет собой среду, используемую для передачи сигналов от радиопередатчиков к радиоприемникам, в качестве носителей которых в данном случае могут выступать как БПЛА, так и НКУ.

Идеальным вариантом связи между отдельными БПЛА, а также между БПЛА и НКУ является передача данных в свободном пространстве. В этом случае обычно предполагается, что среда распространения является однородной. Однако в реалиях «умных городов» передача данных в свободном пространстве труднодостижима и на практике традиционно описывается многолучевой моделью распространения радиоволн с учетом явлений переотражения, рассеивания и дифракции. Кроме того, еще одной из особенностей реальных беспроводных радиоканалов связи для БПЛА в условиях «умных городов» является существенный уровень электромагнитных помех.

Следствием указанной совокупности факторов является наличие ряда характерных эффектов при передаче данных с использованием самоорганизующихся сетей на базе БПЛА в условиях «умных городов»: потерь распространения сигналов, замираний их амплитуд и флуктуаций времени прихода на приемные антенны.

Известно множество математических моделей [24, 26, 27], описывающих как радиоканалы мобильной связи, так и сигналы, регистрируемые антенными модулями радиоприемников.

Традиционно различают общие и частные модели радиоканалов связи с многолучевым распространением. При этом выделяют четыре варианта описания замираний в них, которые необходимо учитывать при моделировании реальных каналов связи: частотно-селективные замирания (межсимвольная интерференция), медленные замирания (гауссовское распределение помехи),

быстрые замирания и плоские замирания (закон распределения Рэлея, закон распределения Райса), причем многолучевая модель с медленными замираниями удовлетворительно описывает большинство каналов связи в различных диапазонах волн. Кроме того, под эгидой NASA ведутся регулярные исследования для уточнения данных моделей для случаев распространения радиоволн в различной местности.

Известные методы «слепой» и «полуслепой» обработки сигналов позволяют идентифицировать канал связи по принятым отсчетам смеси сигналов и предполагают внесение в передаваемые последовательности импульсов избыточности (например, циклического сдвига для систем MIMO), достаточной для оценивания его импульсной характеристики. Полезный эффектом использования данной группы методов является временный выигрыш тестирования и идентификации канала связи, однако при этом среднеквадратическая ошибка восстановления сигнала на основе различных алгоритмов существенно зависит от отношения «сигнал — шум». Предложенный в работе метод менее чувствителен к данному влиянию и позволяет снизить его путем накопления выборки анализируемых сигналов.

Характеристики беспроводных радиоканалов связи для БПЛА

Связь между сигналами на передающей и приемной стороне произвольного беспроводного радиоканала связи в предположении о его линейности может однозначно определяться импульсной характеристикой во временной области и комплексной передаточной функцией [24, 27] в частотной, которая может быть записана на основе «классической» модели «вход — выход» при представлении данного канала связи в виде двухполюсника как отношение

$$H(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}, \quad (1)$$

или в показательной форме как

$$H(p) = A(p)e^{j\phi(p)}, \quad (2)$$

где $X(p)$ — сигнал на передающей стороне канала связи в операторной форме, $Y(p)$ — сигнал на приемной стороне канала связи в операторной форме, $A(p) = |H(p)| = \sqrt{\text{Re}^2[H(p)] + \text{Im}^2[H(p)]}$ — АЧХ канала связи, Re — действительная часть комплексной передаточной функции, Im — мнимая часть комплексной переда-

точной функции, $\phi(p) = \arg[H(p)] = \arctg \left[\frac{\text{Im}[H(p)]}{\text{Re}[H(p)]} \right]$ — ФЧХ канала связи.

В соответствии с (2) АЧХ канала связи описывает потери распространения сигналов и амплитудные искажения из-за эффекта замирания, а ФЧХ — задержку распространения сигнала и фазовые искажения вследствие разного времени прихода сигналов на приемные антенны из-за эффекта многолучевости и подвижности мобильных узлов связи. Примеры АЧХ и ФЧХ различных беспроводных радиоканалов связи представлены, например, в [24].

Комплексная передаточная функция (1) реального беспроводного канала связи с учетом амплитудно-фазовых искажений из-за потерь сигналов на трассе и результатов эффекта многолучевости является весьма сложной и плохо поддается аналитическому описанию. В связи с этим актуальным представляется ее аппроксимация эквивалентной моделью, описываемой дробно-рациональными функциями комплексного переменного p , физически реализуемыми смешанными соединениями различных линейных инерционных и безынерционных звеньев. Такой подход позволяет представить произвольный радиоканал связи наглядной эквивалентной функциональной схемой, связывающей входные и выходные величины линейным дифференциальным уравнением конечного порядка. Аналогичное решение было предложено, например, в [24] и использовано авторами работы для описания передаточной функции геоэлектрического разреза.

Аппроксимация спектра отклика канала связи с БПЛА

С использование предложенного подхода к представлению передаточных функций беспроводных каналов связи на основе эквивалентных моделей (и при априорно известных передаваемых сигналах) можно осуществлять моделирование сигналов на входах радиоприемников БПЛА для оценки их амплитудно-фазовых преобразований каналом связи. В этом случае на основе интегральных преобразований, например операторного метода Лапласа, могут быть получены аналитические соотношения для сигналов на приемных сторонах каналов связи. Однако такой подход удобен и применим только для передаточных функций, эквивалентных дифференциальному уравнению максимум 4-го порядка. Традиционным выходом из данной проблемы может служить применение численных методов решения дифференциальных уравнений, которые, в свою очередь, не позволяют получать аналитических решений, справедливых для изменяемых параметров модели, и требуют существенных вычислительных затрат.

Для преодоления указанных недостатков численных методов может быть применена методика численно-аналитического моделирования на основе спектрального метода, позволяющая выполнить кусочно-линейную аппроксимацию передаваемых сигналов [28–31], передаточной функции канала связи и спектра принимаемого сигнала, а затем получить искомые выражения динамических характеристик, выполнив обратное преобразование Фурье от спектра сигнала на входе радиоприемника БПЛА. Подобная аппроксимация обладает простотой записи и позволяет получать аналитические решения в единообразной форме записи для описания различных моделей системы «радиопередатчик — беспроводной канал связи — радиоприемник».

Рассмотрим данный метод более подробно.

Поскольку канал связи можно считать линейной системой, то преобразование сигналов в нем можно описать выражением

$$Y(j\omega) = X(j\omega) \cdot H(j\omega), \quad (3)$$

где $X(j\omega)$, $Y(j\omega)$ — спектры передаваемого и принимаемого сигналов в канале связи, $H(j\omega)$ — комплексная передаточная функция (1) канала связи.

При сложной форме передаваемого сигнала можно применить аппроксимацию его спектра $X(j\omega)$ переключающими непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ)

$$q_i(t) = \frac{A_i}{2\Delta_i} \left(|t - t_i| - |t - t_i + \Delta_i| + \Delta_i \right), \quad (4)$$

что позволяет получить компактное обобщенное выражение спектра на основе прямого преобразования Фурье

$$X(j\omega) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{A_i}{\Delta_i \omega^2} \left[e^{-j\omega(t_i + \Delta_i)} - e^{-j\omega t_i} \right], \quad (5)$$

где i — номер текущего узла аппроксимации, t_i — время в текущем узле аппроксимации, Δ_i — шаг аппроксимации, $A_i = x(t_i + \Delta_i) - x(t_i)$.

Известно, что спектральную плотность принимаемого сигнала $Y(j\omega)$ можно представить суммой действительной и мнимой части, причем для нахождения оригинала $y(t) \leftarrow Y(j\omega)$ достаточно использовать только одну из них. При этом для случаев сложной передаточной функции канала связи или сложной формы передаваемого сигнала удобно использовать аппроксимацию с помощью переключающих НКЛФ по N узлам для вещественного и мнимого спектра принимаемого сигнала

$$y_R(t) = x(t) \cdot H(j\omega_k) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} a_{0i}^* \omega_i \frac{\sin \omega_i^* t}{\omega_i^* t} \frac{\sin \Delta_i^* t}{\Delta_i^* t} \quad (6)$$

$$y_I(t) = x(t) \cdot H(j\omega_k) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} b_{0i}^* \omega_i \frac{\cos \omega_i^*}{\omega_i^*} \frac{\sin \Delta_i^* t}{\Delta_i^* t}, \quad (7)$$

где $a_{0i}^* = Y_R^*(\omega_i) - Y_R^*(\omega_{i+1})$, $b_{0i}^* = Y_I^*(\omega_i) - Y_I^*(\omega_{i+1})$, — коэффициент i -й переключающей НКЛФ, $\Delta_i^* = \Delta_i/2$, $\omega_i^* = \omega_i + \Delta_i/2$ — центральная частота наклонного бедра i -й переключающей НКЛФ.

Моделирование динамических свойств беспроводных каналов связи с БПЛА

Используя предложенные подходы и полученные математические выражения, описывающие динамические характеристики беспроводных каналов связи, проведено моделирование сигналов на входе радиоприемников БПЛА при типовом воздействии на канал связи в виде единичного скачка. На рис. 1 в качестве примера приведены полученные АЧХ канала связи, а на рис. 2 — динамические характеристики сигналов на входе радиоприемников БПЛА. При этом в данном случае предполагался идеальный случай распространения сигналов в свободном пространстве на основе однолучевой модели, а сам канал связи имитировался апериодическими звеньями первого-третьих порядков с коэффициентами передачи 10^{-4} (что соответствует имитации ослабления сигнала на трассе в 80 дБ) и одинаковой постоянной времени, равной 10^{-5} с.

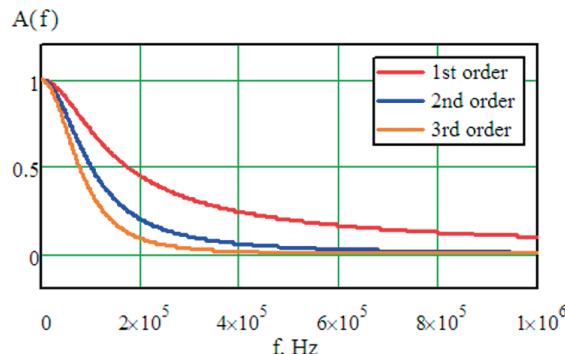


Рис. 1. Пример моделирования АЧХ беспроводного канала связи в предположении об однолучевой модели распространения сигналов

Fig. 1. Example of modeling the frequency response of the wireless communication channel under the assumption of a single-beam model of signal propagation

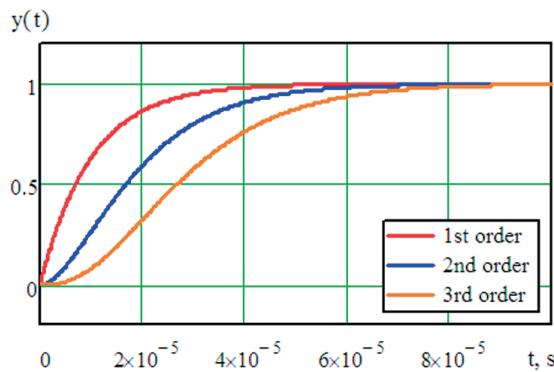


Рис. 2. Динамические характеристики сигналов на входе радиоприемников БПЛА

Fig. 2. Dynamic characteristics of signals at the input of UAV radios

Заключение

В рамках предложенного подхода набор необходимых исходных данных для моделирования канала связи включает в себя последовательности отсчетов уровня сигнала на передающей и приемной стороне тракта передачи данных, полученные с интервалом дискретизации, большим времени когерентности канала.

Результаты проведенного моделирования хорошо согласуются с данными реальных экспериментальных исследований беспроводных радиоканалов связи и могут быть легко расширены на более сложные случаи распространения сигналов. Таким образом, они могут быть использованы для моделирования характеристик беспроводных радиоканалов связи с БПЛА, а также для оценивания амплитудно-фазовых искажений, вносимых в передаваемые сигналы при их распространении через данные каналы. Полученные таким образом результаты могут быть эффективно использованы впоследствии, например для адаптации физического уровня передачи сетевой модели OSI на основе нейро-нечеткого подхода с целью повышения надежности и качества передачи информации. К таким решениям, в частности, можно отнести применение MIMO-технологий, методов адаптивного кодирования и модуляции. Так, например, использование антенных решеток на обоих концах линии связи позволяет уменьшить вероятность битовых ошибок, а применение адаптивного пространственного кодирования и нечеткого выбора методов модуляции — значительно увеличить скорость передачи данных.

Благодарности

Работа поддержана стипендией Президента РФ СП-4829.2021.3 «Повышение качественных показателей современных космических телекоммуникационных систем путем улучшения характеристик их радиопередающей аппаратуры». Теория подготовлена в рамках государственного задания РФ «Исследование и разработка комплексных энергосберегающих и термоэлектрических регенеративных систем» заявка № 2019-1497, № FZWG-2020-0034.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Federation Presidential Scholarship SP-4829.2021.3 “Improving the quality indicators of modern space telecommunication systems by improving the characteristics of their radio transmitting equipment.” The theory was prepared within the framework of the state assignment of the Russian Federation “Research and development of integrated energy-saving and thermoelectric regenerative systems” application No. 2019-1497, No. FZWG-2020-0034.

Список литературы

1. Бондарев А.Н., Киричек Р. В. Обзор беспилотных летательных аппаратов общего пользования и регулирования воздушного движения БПЛА в разных странах. *Информационные технологии и телекоммуникации*. 2016;4(4):13–23.
2. Дроздов С.Н., Жиглатый А. А., Кравченко П. П., Скороход С. В., Хусаинов Н. Ш. Об опыте реализации системы видеотрансляции в формате JPEG2000 и перспективах применения стандарта JPEG2000 для передачи видео и мультиспектральных данных с борта БПЛА. *Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Интеллектуальные САПР»*. 2014;7(156):161–170.
3. Хальясмаа А.И., Близнюк Д. И., Романов А. М. Диагностический комплекс для оценки состояния воздушных линий электропередачи. *Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика»*. 2015;15(4):46–53.
4. Слюсар В. Передача данных с борта БПЛА: стандарты НАТО. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2010;(3):80–86.
5. Слюсар В. Радиолинии связи с БПЛА. Примеры реализации. *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2010;(5):56–60.
6. Вотцель Д., Кузнецова Е. Технологии умных городов: что влияет на выбор горожан? *McKinsey center for government*. 2018. 66 с. URL: <https://www.mckinsey.com/ru/our-insights/Smart-city-solutions-What-drives-citizen-adoption-around-the-globe> (дата обращения: 22.09.2023).
7. D. McLaren, J. Agyeman. *Sharing Cities. A case for truly smart and sustainable cities*. The MIT Press. Cambridge, Massachusetts; 2015. 461 с.

8. Абламейко М., Абламейко С. «Умный город»: от теории к практике. *Наука и инновации*. 2018;6(184):28–34.
9. Княгинин В.Н., Кузьмина А.С., Липецкая М.С., Римских Е.А., Рожкова Е.С., Трунова Н.А., и др. *Приоритетные направления внедрения технологий умного города в Российских городах*. Экспертно-аналитический доклад. М: Центр стратегических разработок «Северо-Запад»; 2018. 178 с.
10. Kheir Al-Kodmany. Sentient City: Ubiquitous Computing, Architecture, and the Future of Urban Space. *Journal of Urban Technology*. 2012;19(3):137–144.
11. Курчева Г.И., Клочков Г. А. Разработка процессной модели «умный город». *Интернет-журнал «Науковедение»*. 2017;9(5):1–8. URL: <https://naukovedenie.ru/PDF/40EVN517.pdf> (дата обращения: 22.09.2023).
12. Леонов А.В., Чаплышкин В. А. Сети FANET. *Омский научный вестник*. 2015;3(143):297–301.
13. Bekmezci I., Sahingoz O. K., Temel S. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A Survey. *Ad Hoc Networks*. 2013;11(3):1254–1270.
14. Ананьев А.В., Стafeев М. А., Макеев Е. В. Разработка способа организации связи с использованием беспилотных летательных аппаратов малой дальности. *Труды МАИ*. 2019;(105):1–18.
15. Чертова О.Г., Чиров Д. С. Построение опорной сети связи на базе малоразмерных беспилотных летательных аппаратов с отсутствием наземной инфраструктуры. *Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли*. 2019;11(3):60–71.
16. Полынкин А.В., Ле Х. Т. Исследование характеристик радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами. *Известия Тульского государственного университета. Технические науки*. 2013. Вып. 7. Ч. 2. С. 98–107.
17. Фокин Г. А. Обзор моделей радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами. *Труды учебных заведений связи*. 2018;4(4):85–101.
18. Куликов Г.В., Тамбовский С. С. Оценка качества связи с БПЛА в условиях городской застройки. *Вестник МГТУ МИРЭА*. 2015;1(6):205–217. URL: <https://rtj.mirea.ru/eng/archive/2015-year/no-1-6-march/> (дата обращения: 22.09.2023).
19. Голиков А. М. *Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика*. СПб.: Лань; 2018. 452 с.
20. Кириллов В. И. *Многоканальные системы передачи данных*. М.: Новое знание; 2002. 751 с.
21. Ирвин Дж., Харль Д. *Передача данных в сетях: инженерный подход*. Пер. с англ. СПб.: БХВ-Петербург; 2003. 448 с.

22. Бабков В.Ю., Вознюк М. А., Никитин А. Н., Сиверс М. А. *Системы связи с кодовым разделением каналов*. СПб: СПбГУТ; 1999. 120 с.
23. Шварцман В.О., Емельянов Г. А. *Теория передачи дискретной информации*. М.: Связь; 1979. 424 с.
24. Крухмалев В.В., Гордиенко В. Н., Моченов А. Д., Бурдин В. А., Крыжановский А. В., и др. *Основы построения телекоммуникационных систем и сетей*. Под ред. В. Н. Гордиенко и В. В. Крухмалева. М.: Горячая линия — Телеком; 2004. 510 с.
25. Ипатов В.П., Орлов В. К., Самойлов И. М., Смирнов В. Н. *Системы мобильной связи*. Под ред. В. П. Ипатова. М.: Горячая линия — Телеком; 2003. 272 с.
26. Склляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Изд. 2-е, испр. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс»; 2003. 1104 с.
27. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Сенин А. И., Федотов И. Б. *Радиосистемы передачи информации*. Под ред. И. Б. Федотова и В. В. Калмыкова. М.: Горячая линия — Телеком; 2005. 472 с.
28. Курилов И.А., Ромашов В. В., Жиганова Е. А., Романов Д. Н., Васильев Г. С., Харчук С. М., и др. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации. *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2014;(1):35–49.
29. Vasilyev G.S., Kurilov I. A., Kharchuk S. M., Surzhik D. I. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at complex input influence. *Proceedings of the 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. September 12–13, 2013. Krasnoyarsk, Russia. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693641
30. Kurilov I.A., Vasilyev G. S., Kharchuk S. M., Surzhik D. I. Research of static characteristics of converters of signals with a nonlinear control device. *Proceedings of the 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. September 15–16, 2011. Krasnoyarsk, Russia. Krasnoyarsk: Siberian Federal University; 2011. Pp. 93–96.
31. Курилов И.А., Васильев Г. С., Харчук С. М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. *Научно-технический вестник Поволжья*. 2010;(1):100–104.

References

1. Bondarev A.N., Kirichek R. V. Overview of unmanned aerial apparatus for general use and regulation of air UAV movement in different countries. *Telecom IT*. 2016;4(4):13–23. (In Russ.)
2. Drozdov S.N., Zhiglaty A. A., Kravchenko P. P., Skorokhod S. V., Khusainov N. Sh. On the experience of JPEG2000 broadcasting system implementation and about perspectives of JPEG2000 standard using

for transmission of video and multispectral data from UAV. *Izvestiya SFedU. Engineering Sciences.* 2014;7(156):161–170. (In Russ.)

3. Khalyasmaa A.I., Bliznyuk D.I., Romanov A. M. Diagnostic system for overhead lines state assessment. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering.* 2015;15(4):46–53. (In Russ.)

4. Slusar V. Unmanned aircraft data transmission: NATO standards. *Electronics: science, technology, business.* 2010;(3):80–86. (In Russ.)

5. Slusar V. Wireless Links with UAV. Realization Examples. *Electronics: science, technology, business.* 2010;(5):56–60. (In Russ.)

6. Vottsel' D., Kuznetsova E. Tekhnologii umnykh gorodov: chto vliyaet na vybor gorozhan? [Smart city technologies: what affects the choice of citizens?] *McKinsey center for government.* 2018. 66 p. URL: <https://www.mckinsey.com/ru/our-insights/Smart-city-solutions-What-drives-citizen-adoption-around-the-globe> (accessed 22.09.2023). (In Russ.)

7. D. McLaren, J. Agyeman. Sharing Cities. *A case for truly smart and sustainable cities.* The MIT Press. Cambridge, Massachusetts; 2015. 461 p.

8. Ablameyko M., Ablameyko S. “Smart City”: from theory to practice. *Nauka i innovacii [Science and Innovations].* 2018;6(184):28–34. (In Russ.)

9. Knyaginin V.N., Kuz'mina A.S., Lipetskaya M.S., Rimskikh E.A., Rozhkova E. S., Trunova N. A., et al. *Prioritetnye napravleniya vnedreniya tekhnologii umnogo goroda v Rossiiskikh gorodakh [Priority directions for the implementation of smart city technologies in Russian cities].* Expert and analytical report. Moscow: Tsentr strategicheskikh razrabotok «Severo-Zapad»; 2018. 178 p.

10. Kheir Al-Kodmany. Sentient City: Ubiquitous Computing, Architecture, and the Future of Urban Space. *Journal of Urban Technology.* 2012;19(3):137–144.

11. Kurcheeva G.I., Klochkov G. A. Development of a process model «smart city». *Naukovedenie.* 2017;9(5):1–8. URL: <https://naukovedenie.ru/PDF/40EVN517.pdf> (accessed 22.09.2023). (In Russ.)

12. Leonov A. V., Chaplyshkin V. A. Flying Ad Hoc Networks (FANETs). *Omsk Scientific Bulletin.* 2015;3(143):297–301. (In Russ.)

13. Bekmezci I., Sahingoz O. K., Temel S. Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A Survey. *Ad Hoc Networks.* 2013;11(3):1254–1270.

14. Ananев A. V., Stafeev M. A., Makeev E. V. Developing communication organization method employing short-range unmanned flying vehicles. *Trudy MAI.* 2019;(105):1–18. (In Russ.)

15. Chertova O. G., Chirov D. S. Building a core communication network which is based on small size unmanned aircraft vehicle without ground infrasrtuvture. *H&ES Research.* 2019;11(3):60–71. (In Russ.)

16. Polynkin A.V., Le H. T. Analysis of characteristics of UAV communication link. *Izvestiya Tula State University. Technical science.* 2013. Issue. 7. Part 2. Pp. 98–107. (In Russ.)

17. Fokin G. Survey of Radio Communication Channel Models for Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of Telecommunication Universities.* 2018;4(4):85–101. (In Russ.)
18. Kulikov G.V., Tambovsky S.S. Assessment of the quality of communication with the UAV in urban terrain. *Herald of MSTU MIREA.* 2015;1(6):205–217. URL: <https://rtj.mirea.ru/eng/archive/2015-year/no-1-6-march/> (accessed 22.09.2023). (In Russ.)
19. Golikov A. M. *Modulyatsiya, kodirovanie i modelirovanie v telekommunikatsionnykh sistemakh. Teoriya i praktika* [Modulation, coding and modeling in telecommunication systems. Theory and practice]. St. Petersburg: Lan', 2018. 452 p. (In Russ.)
20. Kirillov V. I. *Mnogokanal'nye sistemy peredachi dannykh* [Multichannel data transmission systems]. Moscow: Novoe znanie; 2002. 751 p. (In Russ.)
21. Irvin Dzh., Kharl' D. *Data transmission in networks: an engineering approach*. Transl. from English. St. Petersburg: BHV-Petersburg; 2003. 448 p. (In Russ.)
22. Babkov V.Yu., Voznyuk M.A., Nikitin A.N., Sivers M.A. *Sistemy svyazi s kodovym razdeleniem kanalov* [Code Division Communication Systems]. St. Petersburg: SPbGUT, 1999. 120 p. (In Russ.)
23. Shvartsman V.O., Emel'yanov G. A. *Teoriya peredachi diskretnoi informatsii* [The theory of discrete information transmission]. Moscow: Svyaz'; 1979. 424 p. (In Russ.)
24. Kruckmalev V.V., Gordienko V.N., Mochenov A.D., Burdin V.A., Kryzhanovskii A. V., et al. Gordienko V. N. and Kruckmalev V. V. (eds.) *Osnovy postroeniya telekommunikatsionnykh sistem i setei*. [Fundamentals of building telecommunication systems and networks]. Moscow: Goryachaya liniya — Telekom, 2004. 510 p. (In Russ.)
25. Ipatov V.P., Orlov V.K., Samoilov I. M., Smirnov V. N.; edited by Ipatov V. P. *Sistemy mobil'noi svyazi* [Mobile communication systems]. Moscow: Goryachaya liniya — Telekom; 2003. 272 p. (In Russ.)
26. Sklyar B. *Digital communication. Fundamentals and applications*. Ed. 2nd, rev. Trans. from English. Moscow: Williams Publishing House, 2003. 1104 p. (In Russ.)
27. Vasin V.A., Kalmykov V. V., Sebekin Yu.N., Senin A. I., Fedotov I. B.; edited by Fedotov I. B. and Kalmykova V. V. *Radiosistemy peredachi informatsii* [Radio information transmission systems]. Moscow: Goryachaya liniya — Telekom; 2005. 472 p. (In Russ.)
28. Kurilov I.A., Romashov V. V., Zhiganova E. A., Romanov D. N., Vasiliev G. S., Kharchuk S. M., et al. Methods of Radio Devices Analysis on the Basis of Functional Approximation. *Radio engineering and telecommunication systems.* 2014;(1):35–49. (In Russ.)
29. Vasilyev G.S., Kurilov I. A., Kharchuk S. M., Surzhik D. I. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at

complex input influence. *Proceedings of the 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. September 12–13, 2013. Krasnoyarsk, Russia. Pp. 1–4. DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693641

30. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Research of static characteristics of converters of signals with a nonlinear control device. *Proceedings of the 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*. September 15–16, 2011. Krasnoyarsk, Russia. Krasnoyarsk: Siberian Federal University; 2011. Pp. 93–96.

31. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. Analysis of dynamic characteristics of signal converters based on continuous piecewise linear functions. *Scientific and Technical Bulletin of the Volga Region*. 2010;(1):100–104. (In Russ.)

Информация об авторах

Суржик Дмитрий Игоревич, кандидат технических наук, доцент кафедры управления и контроля в технических системах. Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (МИ ВлГУ), Россия.

Васильев Глеб Сергеевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник инженерного центра. Белгородский государственный университет (Белгородский национальный исследовательский университет, НИУ «БелГУ»), Россия.

Кузичкин Олег Рудольфович, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник кафедры информационных и робототехнических. Белгородский государственный университет (Белгородский национальный исследовательский университет, НИУ «БелГУ»), Россия.

Коськин Александр Васильевич, доктор технических наук, профессор, директор департамента информатизации и перспективного развития. Орловский государственный университет имени И. С. Тургенева, Россия.

Федоров Вячеслав Игоревич, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры информационных и робототехнических систем. Белгородский государственный университет (Белгородский национальный исследовательский университет, НИУ «БелГУ»), Россия.

Information about the authors

Dmitry I. Surzhik, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Control and Control in Technical Systems. Murom Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education «Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletovs» (MI VlSU), Russia.

Gleb S. Vasilyev, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of the Engineering Center. Belgorod State University (Belgorod National Research University, National Research University «BelSU»), Russia.

Oleg R. Kuzichkin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Leading Researcher, Department of Information and Robotic Systems. Belgorod State University (Belgorod National Research University, National Research University «BelSU»), Russia.

Alexander V. Koskin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Director of the Department of Informatization and Prospective Development. Oryol State University named after I. S. Turgenev, OSU named after I. S. Turgenev, Russia.

Vyacheslav I. Fedorov, Candidate of Technical Sciences, Senior Lecturer, Department of Information and Robotic Systems. Belgorod State University (Belgorod National Research University, Belgorod National Research University), Russia.

Поступила / Received: 04.08.2023

Принята в печать / Accepted: 12.09.2023

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2023, Vol. 7, No. 3

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B.N. Yeltsin
19, Mira st., 620002, Ekaterinburg, Russia

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Adress of Journal
Office 129a, 32 Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70x100 1/16. Circulation 500 cop.

Publisher — Ural Federal University
Publishing Center
4, Turgenev st., 620083 Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 358-93-06, +7 343 350-58-20, +7 343 350-90-13
Fax: +7 343 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

Price is free

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2023, Т. 7, № 3

Журнал входит в перечень рецензируемых научных изданий (2021), рекомендованных ВАК для публикации основных научных результатов диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук по следующим группам научных специальностей:

- 2.2.2. Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств (технические науки)
- 2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды
- 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения (технические науки)
- 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии (технические науки)
- 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций (технические науки)
- 2.2.16. Радиолокация и радионавигация (технические науки)

Учредитель — Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н. В. Папуловская
Редактор Е. Е. Крамаревская
Переводчик А. Г. Ковалева
Верстка В. К. Матвеев
Дизайн обложки А. А. Кобелев

**Журнал не подлежит маркировке в соответствии с п. 2 ст. 1
Федерального закона РФ от 29.12.2010 г. № 436-ФЗ
как содержащий научную информацию.**

**Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере
связи, информационных технологий и массовых коммуникаций.**

**Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017**

**Включен в Объединенный каталог «Пресса России».
Индекс 33049**

Адрес редакции:
Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а
Тел.: +7 (343) 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

**Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 7,56.
Дата выхода в свет 31.10.2023. Заказ 177.**

**Отпечатано в типографии
Издательско-полиграфического центра УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: +7 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>
Цена свободная**