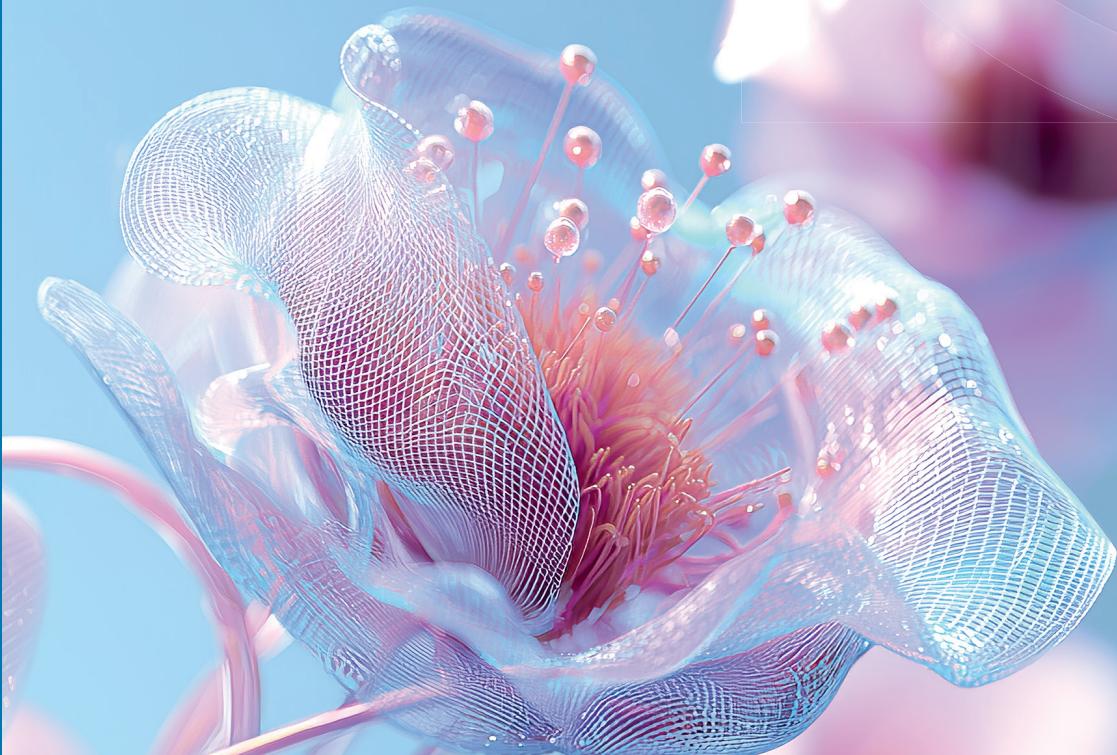


ISSN 2588-0454
eISSN 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL



VOL. 9, № 3
2025



Ural Radio Engineering Journal

2025, Т. 9, № 3

Научно-технический журнал

Миссия журнала: «Сохранить, передать и положить начало новым знаниям об электронике, радиотехнике и радиосвязи»

Журнал входит в перечень рецензируемых научных изданий, 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)

Журнал основан в 2017 г.

Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

Издается в Российской Федерации

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

**Ural Radio Engineering Journal
2025, T. 9, № 3**

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет, Екатеринбург,
Российская Федерация

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, Российская Федерация

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

Войтович Николай Иванович, Южно-Уральский государственный университет,
Челябинск, Российская Федерация

Даровских Станислав Никифорович, Южно-Уральский государственный университет,
Челябинск, Российская Федерация

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный университет, Екатеринбург,
Российская Федерация

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный университет, Екатеринбург,
Российская Федерация

Кадиров Оман Хамидович, Ташкентский институт текстильной и легкой
промышленности, Ташкент, Узбекистан

Костров Виктор Васильевич, Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Муромский
институт, Муром, Российская Федерация

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет, Екатеринбург,
Российская Федерация

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

Цимбал Владимир Анатольевич, Военная академия ракетных войск стратегического
назначения имени Петра Великого, Серпухов, Российская Федерация

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет, Екатеринбург,
Российская Федерация

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Российская Федерация



Ural Radio Engineering Journal

2025, Vol. 9, No. 3

Scientific and Technical Journal

The mission of the journal: «To preserve, transmit and initiate new knowledge in electronics, radioengineering and radio communications»

The target audience of the journal is the international academic community of scientists engaged in the field of engineering researches on the issues related to:

- development and design of digital radioelectronic systems and devices,
- transmission, reception and processing of signals,
- radiowave propagation and microwave technology,
- electronics and microelectronics,
- development of the element base of radioengineering equipment and its application,
- methods and control algorithms in radioelectronic systems,
- radar and radio navigation,
- technical potential of the Internet of Things systems.

Established in 2017

Published quarterly

The articles are published
in Russian and English

Issued in Russian Federation

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

Ural Radio Engineering Journal
2025, Vol. 9, No. 3

Editor in Chief

Sergey T. Knyazev, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

Deputy Editor in Chief

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

Editorial Board

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

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

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

Stanislav N. Darovskikh, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation

Leonid G. Dorosinskiy, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

Vyacheslav E. Ivanov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

Oman Kh. Kadirov, Tashkent Institute of Textile and Light Industry, Tashkent, Uzbekistan

Viktor V. Kostrov, Murom Institute of Vladimir State University, Murom, Russian Federation

Vladislav Ya. Noskov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

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

Sergey N. Shabunin, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

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

Nikolaj I. Vojtovich, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation

Managing Editor

Nataliya V. Papulovskaya, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

Содержание

<i>Храмов К.К., Макаров В.П., Костров В.В.</i> Подавление помех неоднозначности по дальности при использовании метода двойной фокусировки в РСА космического базирования.....	225
<i>Богатырев Е.В., Вишняков Д.С., Игнатков К.А., Кувшинов О.А., Носков В.Я.</i> Сигнальные и шумовые характеристики радиоимпульсных автодинов с линейной частотной модуляцией миллиметрового диапазона.....	249
<i>Москвин А.А.</i> О совершенствовании синтеза матрицы переходных вероятностей конечной марковской цепи, описывающей процесс информационного обмена в соединении типа «точка — точка» методом фиктивных состояний.....	279
<i>Воронин М.Ю., Бойченко И.А., Кривоклякин Т.К., Диптан П.А.</i> Методический подход к обоснованию основных проектных параметров низкоорбитальной спутниковой системы связи с гибкой цифровой полезной нагрузкой с учетом влияния интерференции в абонентских лучах.....	299
<i>Гусев Б.В., Летавин Д.А., Пятышин А.А.</i> Синтез квадратурных ответвителей с LC-фильтрами различного порядка.....	316
<i>Терентьев А.А., Лупанова Е.А., Никулин С.М., Петров В.В.</i> Векторный анализ цепей в микрополосковых линиях передачи....	340

Contents

<i>Khramov K. K., Makarov V.P., Kostrov V. V.</i> Double focusing method in space-borne SAR for range ambiguity suppression.....	225
<i>Bogatyrev E. V., Vishnyakov D. S., Ignatkov K. A., Kuvshinov O. A., Noskov V. Ya.</i> Signal and noise characteristics of radio pulse autodynes with linear frequency modulation of the millimeter range.....	249
<i>Moskin A. A.</i> On improving the synthesis of the transition probability matrix of the finite Marcov chain describing the process of information exchange in a Point-to-Point connection by the method of fictitious states.....	279
<i>Voronin M. Y., Boychenko I. A., Krivoklyakin T. K., Diptan P. A.</i> Methodological approach to provision of the main parameters of the project of the low-orbit satellite communication system with the flexible digital payload with Consideration to the Influence of Interference in User Beams.....	299
<i>Gusev B. V., Letavin D. A., Pyatyshin A. A.</i> Synthesis of quadrature couplers with LC filters of different orders.....	316
<i>Terentyev A. A., Lupanova E. A., Nikulin S. M., Petrov V. V.</i> Vector analysis of circuits in microstrip transmission lines.....	340

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.001**УДК** 621.396.96

Подавление помех неоднозначности по дальности при использовании метода двойной фокусировки в РСА космического базирования

К. К. Храмов¹, В. П. Макаров¹, В. В. Костров^{1,2} ¹Муромский институт (филиал)

ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет

имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»,

602264, Российская Федерация, Владимирская область,

г. Муром, ул. Орловская, 23

²АО «НИИ «Субмикрон», 124460, Российская Федерация, Москва,

Зеленоград, Георгиевский просп., 5

 kostrov.46@mail.ru

Аннотация. Современные радиолокационные системы с синтезированной апертурой (РСА) способны обеспечивать широкую полосу обзора земной поверхности при сохранении высокого пространственного разрешения. Однако эти преимущества сопровождаются присущей системам РСА проблемой возникновения помех неоднозначности. Эффект неоднозначности по дальности возникает из-за наложения в приемном канале сигналов, отраженных целями не только от текущего зондирующего импульса, но и от предыдущих и более поздних периодов зондирования. Для борьбы с такими помехами исследователями разработан ряд методов. Один из них — метод двойной фокусировки радиолокационных изображений (РЛИ) — заключается в последовательной согласованной обработке эхо-сигналов зон неоднозначности и основной зоны обзора. В данной работе исследуется эффективность этого метода при использовании фиксированного и адаптивного порогов обработки РЛИ. Проведено компьютерное моделирование, позволившее оценить уровень подавления помех неоднозначности по дальности при использовании фиксированного и адаптивного порогов обработки. Выполнен сравнительный анализ эффективности этих алгоритмов пороговой обработки при подавлении сигнала неоднозначности. Получены зависимости коэффициента подавления сигнала неоднозначности и коэффициента ослабления отклика цели в зоне обзора от значения порога обработки для различных отношений сигнал-шум.

K. K. Khranov, V. P. Makarov, V. V. Kostrov
Double Focusing Method in Space-borne SAR for Range Ambiguity Suppression

Установлено, что максимальное достижимое значение подавления отклика точечной цели, находящейся в первой зоне неоднозначности, достигает 30 дБ. В работе проводится сравнительный анализ полученных результатов с аналогичными значениями, достижимыми при использовании других методов подавления сигналов неоднозначности по дальности.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированием апертуры (PCA), помехи неоднозначности по дальности, метод двойной фокусировки, радиолокационное изображение, пороговая обработка.

Для цитирования: Храмов К. К., Макаров В. П., Костров В. В. Подавление помех неоднозначности по дальности при использовании метода двойной фокусировки в PCA космического базирования. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):225–248. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.001.

Double Focusing Method in Space-borne SAR for Range Ambiguity Suppression

K. K. Khramov¹, V. P. Makarov¹, V. V. Kostrov^{1,2}✉

¹Murom Institute (branch) of the Vladimir State University,
23 Orlovskaya Str., Murom, Vladimir region, 602264, Russian Federation

²JSC Science Research Institute «Submicron»,
5 Georgievskiy pr., Moscow, Zelenograd, 124460, Russian Federation
✉ kostrov.46@mail.ru

Abstract. Existing synthetic aperture radar (SAR) systems are capable of providing a wide swath of the Earth's surface while maintaining high spatial resolution. However, these advantages are accompanied by the problem of ambiguity inherent in SAR systems. The range ambiguity effect occurs due to the fact that there is an overlap of signals reflected by targets not only from the current probing pulse, but also from previous and later probing periods in the receiver. A number of methods have been developed to suppress ambiguities. One of them, the method of double focusing of radar images, consists in sequentially matched processing of echo signals of ambiguity zones and the main coverage area. In this paper, the efficiency of this method is investigated using fixed and adaptive thresholds for radar image processing. Computer simulation is performed to estimate the level of range ambiguity suppression using fixed and adaptive processing thresholds. A comparative analysis of the efficiency of these threshold processing algorithms in ambiguity suppression is performed. Graphs

of the ambiguity signal suppression coefficient and the target response attenuation coefficient in the coverage area from the processing threshold value for different signal-to-noise ratios are obtained. It is revealed that the maximum achievable value of the response suppression of the point target located in the first ambiguity zone reaches 30 dB. The paper provides a comparative analysis of the obtained results with similar values achievable using other methods of range ambiguity suppression.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), range ambiguity, double focusing method, radar image, threshold processing

For citation: Khramov K. K., Makarov V. P., Kostrov V. V. Double focusing method in space-borne SAR for range ambiguity suppression. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):225–248. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.001

Введение

Последние десятилетия характеризуются интенсивным развитием космических систем дистанционного зондирования Земли, основанных на радиолокаторах с синтезированной апертурой (PCA). Получаемые с их помощью радиолокационные изображения (РЛИ) отличаются высокой разрешающей способностью, могут быть сформированы независимо от погодных условий и времени суток, что делает их ценным инструментом для решения широкого круга задач [1, 2]. Современные PCA используют сложные импульсные сигналы и обеспечивают широкую полосу обзора земной поверхности (до нескольких десятков километров) при сохранении высокого пространственного разрешения (порядка десятков сантиметров). Однако такие требования обостряют присущую импульсным системам PCA проблему возникновения помех неоднозначности по азимуту и дальности [3].

Возникновение помех неоднозначности обусловлено противоречием в выборе периода повторения зондирующих импульсов T_n : с одной стороны, период должен быть достаточно большим, чтобы обеспечить однозначное измерение дальности в пределах заданной области зондирования, а с другой — для выполнения условий теоремы Котельникова при дискретизации сигналов по азимуту — период должен быть минимальным. При проектировании PCA период обычно выбирается исходя из минимизации одного типа помех, а для подавления другого типа используются специализированные алгоритмы обработки сигналов.

Проблема неоднозначности по дальности вызвана тем, что в строб приема могут приходить сигналы, отраженные целями не только от тес-

кушего зондирующего импульса, но и от предыдущих и более поздних периодов зондирования [4]. Интервал однозначности измерений по дальности составляет $R_n = cT_n/2$, где c — скорость света, поэтому эхо-сигналы от отражателей, расположенных в зонах неоднозначности, накладываются на эхо-сигнал от отражателя 0 в зоне обзора с наклонной дальностью R_0 (рис. 1), если выполняется условие $r = R_0 + kR_n$, где $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ — целое число, соответствующее номеру зоны неоднозначности. Это означает, что уменьшить уровень сигналов неоднозначности можно, ограничивая выбор частоты повторения импульсов (ЧПИ) при проектировании РСА. При этом увеличение угла визирования β , высоты орбиты H космического аппарата (КА) при неизменном β и расширение диаграммы направленности антенны (ДНА) θ_y приводят к уменьшению диапазона допустимых значений ЧПИ [5]. Наличие надирных помех, принимаемых по боковым лепесткам ДНА от подспутниковой области, дополнительно сужает выбор ЧПИ.

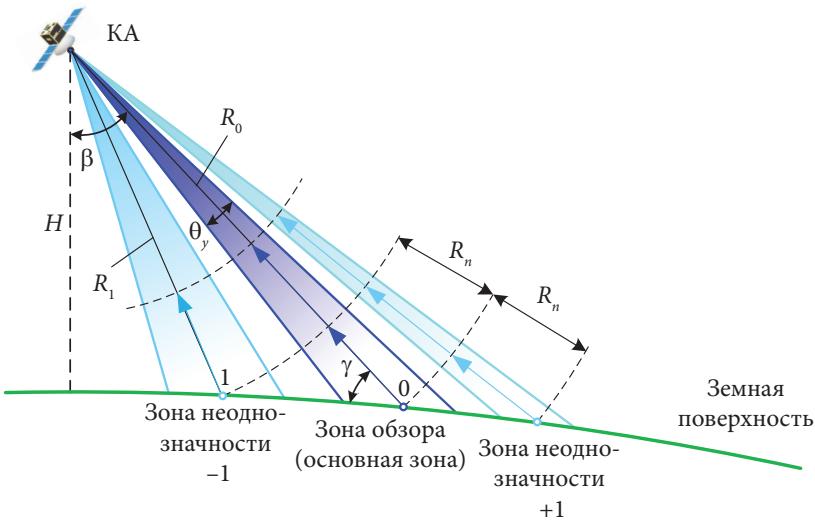


Рис. 1. Иллюстрация возникновения помех неоднозначности по дальности

Fig. 1. Illustration of the emergence of range ambiguity

Ширина ДНА по углу места θ_y должна удовлетворять двум условиям — обеспечению необходимой полосы захвата ΔY и отстройки от сигналов неоднозначности [1]

$$\frac{\Delta Y \sin \gamma}{R_0} = \frac{\Delta R \operatorname{tg} \gamma}{R_0} \leq \theta_y \leq \frac{R_n \operatorname{tg} \gamma}{k_y R_0},$$

где ΔR — полоса съемки по наклонной дальности; γ — угол падения электромагнитной волны на объект съемки; $k_y = 1,2\dots 1,4$ — коэффициент

запаса, определяемый допустимым уровнем сигналов неоднозначности по дальности.

Оптимизация ширины ДНА совместно с выбором ЧПИ образует метод пространственного снижения уровня помех неоднозначности, который позволяет подавить эти помехи на 10...20 дБ, что для современных РСА явно недостаточно. Поэтому для удовлетворения требований по уровню помех неоднозначности по дальности разработан ряд дополнительных методов. Одну группу составляют методы, заключающиеся в специальном кодировании зондирующих сигналов от импульса к импульсу [2, 6–8]. В частности, были предложены методы создания ортогональных сигналов для зондирования на основе технологии OFDM [9]. Другая группа методов основана на снижении боковых лепестков в свертке пачки импульсов. Третья группа методов использует возможности многолучевого зондирования и приема сигналов [10].

В случае использования зондирующих сигналов с линейной частотной модуляцией, которые в ансамбле содержат всего два квазиортогональных сигнала, для снижения помех неоднозначности может быть применен метод двойной фокусировки [11]. Этот метод реализуется в процессе постобработки РЛИ и заключается в последовательной согласованной обработке эхо-сигналов зон неоднозначности и основной зоны.

Целью работы является оценка уровня подавления помех неоднозначности по дальности при использовании фиксированного и адаптивного порогов для обработки РЛИ в методе двойной фокусировки.

Алгоритм обработки РЛИ при использовании метода двойной фокусировки

Обобщенная схема системы обработки данных при использовании метода двойной фокусировки приведена на рис. 2 [11]. На рисунке обозначены: y, x — номера отсчетов по дальности и азимуту; $\dot{U}(y, x)$ — комплексные отсчеты входного сигнала (радиограмма); $\dot{h}_{mig}(y, R)$ — функция, используемая для устранения миграции сигнала по каналам дальности, зависящей от наклонной дальности R ; $\dot{h}_r(y)$ — отсчеты опорной функции сжатия сигнала по дальности; $\dot{h}_x(y, R)$ — отсчеты опорной функции сжатия сигнала по азимуту; $\dot{\rho}_a(y, x), \dot{\rho}'_a(y, x)$ — комплексное РЛИ, сфокусированное на сигнал из зоны неоднозначности до и после подавления сигнала неоднозначности; $\dot{U}'(y, x)$ — радиограмма после режекции неоднозначности; $|\dot{\rho}(y, x)|$ — выходное амплитудное РЛИ.

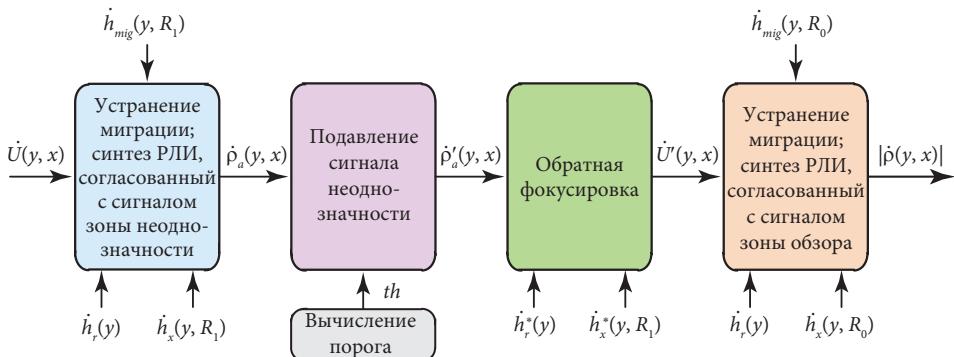


Рис. 2. Блок-схема системы обработки данных с использованием двойной фокусировки

Fig. 2. Block diagram of the data processing system using double focusing

Рассмотрим кратко работу этой схемы. На первом этапе входной необработанный сигнал $\dot{U}(y, x)$ фокусируется с помощью пространственного фильтра, согласованного с траекторным сигналом, принимаемым из зоны неоднозначности. На следующем этапе осуществляется уменьшение сигнала неоднозначности путем подавления откликов, превысивших некий порог th . Местоположение сигналов неоднозначности можно определить по значению ЧПИ, информации об орбите и цифровой модели рельефа области сканирования. Затем осуществляется обратная фокусировка (расфокусировка) радиолокационного изображения и повторная обработка, согласованная с эхо-сигналом зоны обзора. В итоге в такой системе обработки после фокусировки, согласованной с полезным эхо-сигналом, остаточный сигнал неоднозначности по дальности размывается, снижая интенсивность помех неоднозначности на изображении и повышая четкость и контрастность итогового яркостного РЛИ $|\dot{\rho}(y, x)|$. Выбор способа формирования порога th и его значение будет определять уровень подавления помех неоднозначности по дальности и в конечном счете предельные возможности алгоритма.

Отметим, что в основе работы этой схемы лежат известные алгоритмы фокусировки (синтеза) радиолокационных изображений (РЛИ). В простейшем случае их можно реализовать в виде последовательности одномерных сверток, вычисляемых по алгоритмам быстрой свертки [1]. При синтезе высокодетальных РЛИ могут быть использованы различные методы компенсации миграции сигналов по каналам дальности [1]. В качестве примера коррекции миграции здесь применяется алгоритм «дальность — доплер» [12], в котором осуществляется выпрямление путевых спектров.

Поэтапно эти алгоритмы выглядят следующим образом:

1) сжатие по дальности с компенсацией миграций по дальности

$$\dot{U}_r(y, x) = FFT^{-1} \left\{ FFT[\dot{U}(y, x)] \cdot FFT[\dot{h}_r(y, x)] \cdot \dot{h}_{mig}(y, R) \right\},$$

где FFT и FFT^{-1} — прямое и обратное быстрое преобразование Фурье;

2) сжатие по азимутальной координате

$$\dot{\rho}(y, x) = FFT^{-1} \left\{ FFT[\dot{U}_r(y, x)] \cdot FFT[\dot{h}_x(y, R)] \right\}.$$

Алгоритмы синтеза РЛИ используются дважды — на начальном и заключительном этапах обработки. На начальном этапе осуществляется фокусировка цели, расположенной в зоне неоднозначности, при этом объекты в основной зоне приема расфокусированы. Подавление сигнала неоднозначности производится с помощью режекторного устройства с характеристикой

$$F(z) = \begin{cases} 0, & \text{если } z \geq th, \\ z, & \text{если } z < th, \end{cases}$$

где th — порог режекции.

Поскольку подавляются самые мощные компоненты сигнала неоднозначности, то после обратной фокусировки сигнал неоднозначности в целом будет ослаблен, а затем дополнительно расфокусирован при синтезе РЛИ, согласованном с сигналами основной зоны обзора. Возможны два основных подхода к формированию порога подавления сигнала неоднозначности: вычисление *фиксированного* (общего для всего РЛИ) и *адаптивного* (вычисляемого локально для каждого элемента РЛИ) порога. Для выявления особенностей работы рассматриваемого алгоритма (рис. 2) проведем моделирование обработки при использовании каждого из этих вариантов установки порога.

Моделирование осуществлялось для одноканального РСА в маршрутном режиме съемки (нормальный боковой обзор). Основные параметры РСА и съемки приведены в табл. 1. На вход приемника поступает траекторный сигнал, содержащий эхо-сигналы от двух объектов: полезный сигнал (рис. 1, цель 0) и сигнал из зоны неоднозначности (цель 1). Цель 1 имеет небольшое азимутальное смещение относительно цели 0, составляющее $\Delta x = 15$ дискрет. Также полагается, что отклики обеих целей имеют одинаковую интенсивность.

Таблица 1. Параметры РСА для моделирования
Table 1. SAR parameters for simulation

Параметр	Значение
Высота орбиты космического аппарата, H , км	510
Наклонная дальность, R_0 , км	750
Угол падения электромагнитной волны на объект съемки, γ , градусы	40
Ширина луча ДН антенны, $\theta_{x -3\text{дБ}} = \theta_{y -3\text{дБ}}$, градусы	1
Зондирующий сигнал	ЛЧМ
Длина волны зондирующего сигнала, λ , см	9,4
Длительность зондирующих импульсов, τ , мкс	20
Период следования импульсов, T_n , мкс	350

Выходное амплитудное РЛИ $|\dot{\rho}(y, x)|$, полученное на выходе базового алгоритма обработки траекторного сигнала при опорной функции сжатия сигнала по азимуту $\dot{h}_x(y, x)$, соответствующее наклонной дальности R_0 , приведено на рис. 3. Здесь и далее горизонтальная ось соответствует азимутальной координате, вертикальная — угломестной.

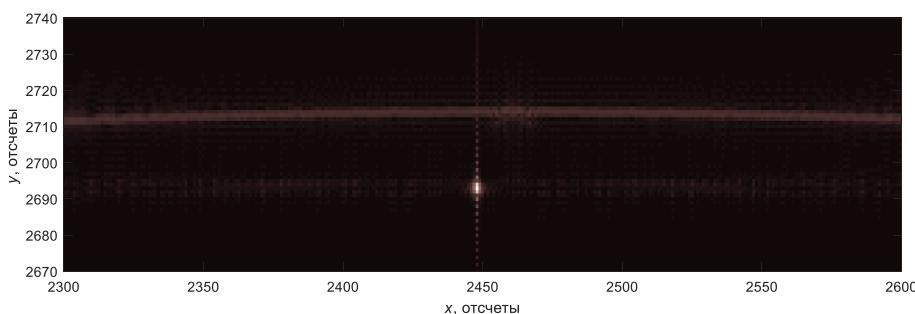


Рис. 3. РЛИ при опорной функции \dot{h}_x , соответствующей наклонной дальности R_0 (вверху — отклик цели 1, внизу — отклик цели 0)

Fig. 3. Radar image obtained using the reference function \dot{h}_x corresponding to slant range R_0 . Response of target 1 (top), response of target 0 (bottom)

Очевидно, что при этом для полезного сигнала (цель 0) миграции сигнала по каналам дальности скорректированы полностью, а для неоднозначной цели 1, имеющей наклонную дальность $R_1 \approx R_0 - R_n$, устранение миграции является неполным. Основная энергия отклика этой цели сосредоточена главным образом в одном канале дальности, поэтому при сжатии амплитудное значение отклика возросло в десятки раз. Отклик от цели 1, находящейся в зоне неоднозначности, после сжатия оказался несфокусиро-

ванным, поэтому его интенсивность значительно меньше, а протяженность по азимутальной координате составляет более 300 отсчетов. Этот эффект возникает несмотря на то, что отклики от обеих целей находятся в близких каналах дальности. Причина расфокусировки заключается в различных фазовых приращениях $\phi(x, R)$, которые получают траекторные сигналы целей. Величина этих приращений зависит как от азимутального положения x цели, так и от наклонной дальности R до нее.

Измерения дают значение максимального относительного уровня сигнала неоднозначности на изображении около минус 19 дБ. Как показывает практика анализа и дешифрации высокодетальных РЛИ, такой уровень артефактов является значительным, к тому же они занимают на РЛИ большую площадь (рис. 3). Этот факт подтверждает актуальность разработки методов и применения алгоритмов снижения помех неоднозначности при синтезе РЛИ.

Если фокусировка выполняется на цель в зоне неоднозначности, т. е. когда ведется обработка, согласованная с эхо-сигналом от цели 1, то наблюдаем зеркальную картину (рис. 4): для неоднозначной цели 1 миграция сигнала по каналам дальности скорректирована полностью, а для цели 0 устранение миграции является неполным. Теперь основная энергия отклика цели 1 сосредоточена главным образом в одном канале дальности, а отклик от цели 0, находящейся в зоне обзора, после сжатия оказался размытым.

Это свойство фокусировки и положено в основу построения алгоритма подавления сигнала неоднозначности. Далее РЛИ рис. 3 используется для сравнения с результатами работы двух вариантов рассматриваемого алгоритма.

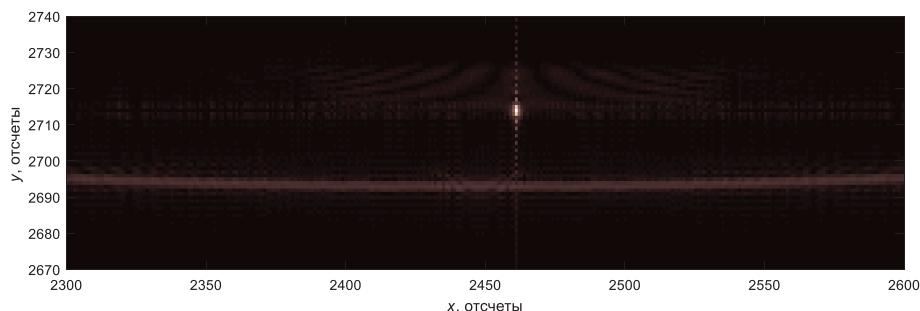


Рис. 4. РЛИ при опорной функции \dot{h}_x , соответствующей наклонной дальности R_1 (вверху — отклик цели 1, внизу — отклик цели 0)

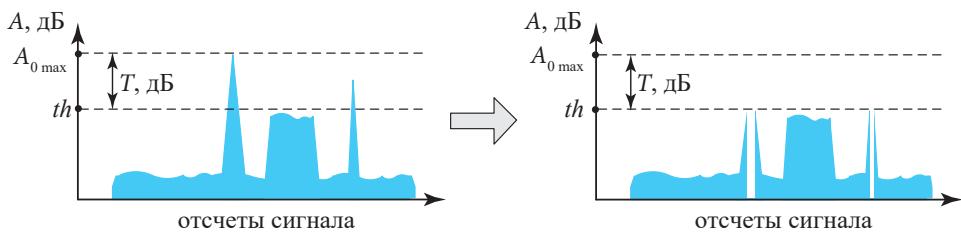
Fig. 4. Radar image obtained using the reference function \dot{h}_x corresponding to slant range R_1 . Response of target 1 (top), response of target 0 (bottom)

Подавление сигнала неоднозначности при использовании фиксированного порога

Следующим после согласованной с сигналом зоны неоднозначности фокусировки этапом обработки голограммы является пороговая обработка (рис. 2). При формировании общего порога th для подавления сигнала неоднозначности удобно использовать коэффициент режекции T , отсчитываемый от максимального уровня отклика точечной цели $A_{0\max}$. В этом случае порог может быть вычислен по формуле

$$th = A_{0\max} / T.$$

Значение $A_{0\max}$ может быть получено, например, на этапе калибровки аппаратуры РСА. Такой способ вычисления порога позволяет избежать неопределенности при изменении уровня фона, создаваемого подстилающей поверхностью. Пояснение использования общего для всего РЛИ порога th , представленного в децибелах, для подавления сигнала неоднозначности дано на рис. 5. После вычисления порога выполняется удаление значений сфокусированного эхо-сигнала путем обнуления тех отсчетов комплексного РЛИ, которые превышают уровень th .



**Рис. 5. Пояснение использования общего порога
для подавления сигнала неоднозначности**

**Fig. 5. Explanation of the use of the common
threshold of ambiguity suppression**

Зададим при моделировании отношение сигнал-шум $SNR = 40$ дБ. Результаты обработки голограммы с фокусом в зоне неоднозначности показаны на рис. 6. Карта обнаружений, отображающая отсчеты с уровнем РЛИ $M(x, y) > th$ и полученная при $T = 15$ дБ, приведена на рис. 7. Видно, что порог превышен пикселями главного лепестка и двумя пикселями боковых лепестков отклика сигнала неоднозначности. На рис. 8 представлено РЛИ после обнуления отсчетов, превысивших порог.

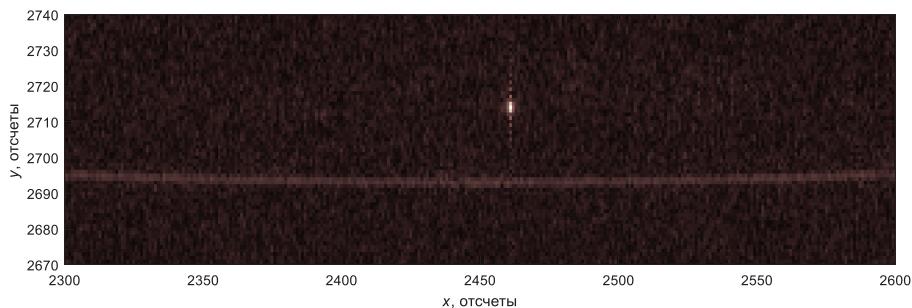


Рис. 6. РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналом в зоне неоднозначности

Fig. 6. Radar image after focusing matched with the signal in the ambiguity area

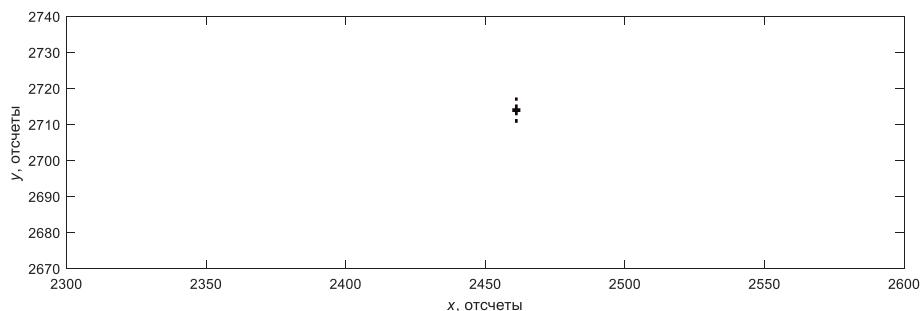


Рис. 7. Карта обнаружений после применения порога

Fig. 7. Detection map after applying the threshold

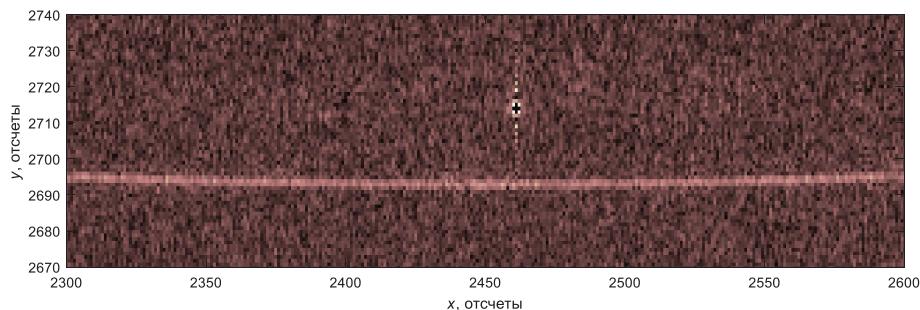


Рис. 8. РЛИ после обнуления отсчетов, превысивших порог

Fig. 8. Radar image after zeroing out the samples that exceeded the threshold

На рис. 9 приведено РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналом в зоне обзора. Визуально остатки сигнала неоднозначности слабо просматриваются в виде небольшого шумового пятна.

Для количественной оценки введем в рассмотрение коэффициент подавления сигнала неоднозначности как отношение максимального значе-

ния $A_{h \max}$ отклика сигнала неоднозначности до подавления к его остаточному уровню A_h на РЛИ после подавления:

$$K_h = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_{h \max}}{A_h} \right).$$

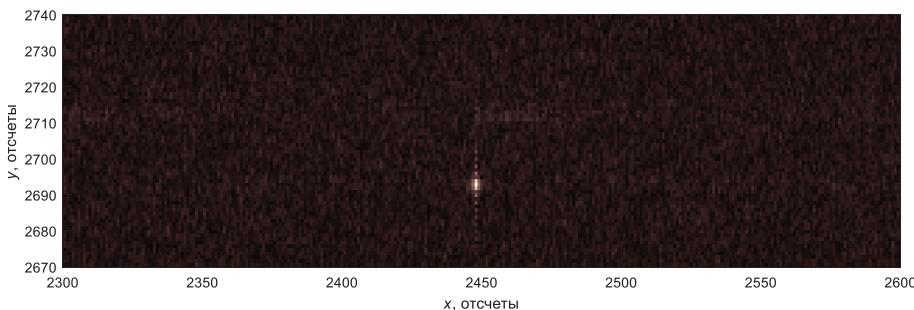


Рис. 9. РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналом в зоне обзора, с подавленным сигналом неоднозначности

Fig. 9. Radar image after focusing matched with the signal of viewing area.
The ambiguity signal is suppressed

Одновременно с помехой подавляется и сам сигнал, принимаемый из зоны съемки. Оценить степень нежелательного подавления отклика полезного сигнала можно с помощью коэффициента ослабления отклика цели в зоне обзора, равного отношению амплитудного значения A_0 отклика на РЛИ к его максимально возможному значению $A_{0 \max}$, которое имеет место при отсутствии подавления:

$$K_0 = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_0}{A_{0 \max}} \right).$$

В рассмотренном примере уровень подавления отклика неоднозначной цели составил около $K_h = 25$ дБ при потерях сигнала $K_0 < 1$ дБ. Сравнение РЛИ, приведенных на рис. 9 и рис. 3, наглядно демонстрирует, что применение алгоритма двойной фокусировки с фиксированным порогом обнаружения позволило значительно уменьшить уровень сигнала неоднозначности. Дополнительное подавление отклика цели 1 за счет обработки составило 6 дБ при $SNR = 40$ дБ и 8 дБ при отсутствии шума.

Величина порога обнаружения напрямую влияет на два ключевых параметра: уровень подавления помех неоднозначности и величину потерь полезного сигнала. Как будет показано ниже, компромиссным вариантом является выбор значения T при расфокусировке, при котором достигается существенное подавление помех неоднозначности при минимально допу-

стимых потерях полезного сигнала. В рассматриваемом случае $T \approx 19$ дБ, что соответствует подавлению отклика неоднозначной цели $K_h = 28$ дБ.

Подавление сигнала неоднозначности при использовании адаптивного порога

При цифровой обработке радиолокационных изображений, получаемых с помощью РСА, широко используются алгоритмы обнаружения с постоянным уровнем ложных тревог. Стабилизация вероятности ложной тревоги (ВЛТ) P_f достигается адаптивным формированием порога на основании анализа пикселей, окружающих анализируемый элемент изображения. Как правило, области анализа фона, шума и сигнала представляют собой окна квадратной формы, разделенные защитной зоной (рис. 10) [4, 13].

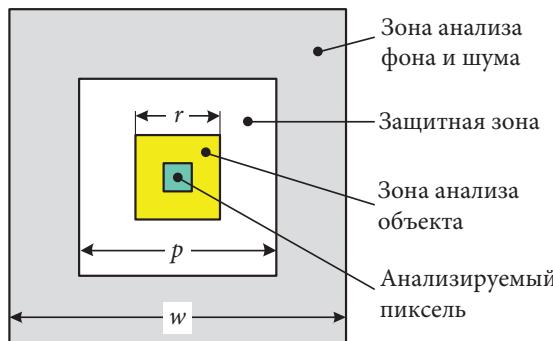


Рис. 10. Области объекта и фона для вычисления статистик

Fig. 10. Object and background areas of calculating statistics

Ключевым вопросом обеспечения постоянного уровня ложных тревог является расчет адаптивного порога обнаружения, причем алгоритмы его расчета существенно зависят от функции распределения помех. Наиболее простым является алгоритм с усреднением фона и шума в зоне анализа. При использовании модели гауссовского шума и рэлеевских флуктуаций фона порог Неймана — Пирсона th_{NP} рассчитывается для заданной P_f по соотношению

$$th_{NP} = \hat{m}_1 + k_{kor} h_{norm} \hat{\sigma},$$

где \hat{m}_1 и $\hat{\sigma}^2$ — оценки математического ожидания и дисперсии, получаемые путем усреднения пикселей зоны анализа фона и шума; $k_{kor} = 1,131$ — корректирующий коэффициент, учитывающий объем выборки в окне анализа фона и шума; $h_{norm} = -1,25 + 1,061 \sqrt{0,947 + 5,58 \cdot \lg(P_f^{-1})}$.

Рассмотрим поэтапные результаты работы алгоритма с адаптивным формированием порога для РЛИ, приведенного на рис. 3. Определим следующие параметры окна обработки: $\{r, p, w\} = \{3, 7, 15\}$. При этом общее количество точек в окне анализа фона и шума составляет $n = 176$. Для визуального сравнения РЛИ возьмем отношение сигнал-шум $SNR = 40$ дБ и примем два значения вероятности ложной тревоги: *a) $P_f = 10^{-6}$; b) $P_f = 10^{-3}$* .

На рис. 11 приведена карта обнаружений с отсчетами, превышающими пороговое значение. Из сравнения данных рис. 11 и рис. 7 следует, что при адаптивном способе формирования порога имеем иной характер обнаружения пикселей, превышающих пороговое значение. Кроме отсчетов главного лепестка отклика сигнала неоднозначности, алгоритм обнаружения автоматически выделил еще несколько удаленных пикселей. Число таких пикселей, как показывает рис. 11*b*, растет с увеличением ВЛТ. Хорошо заметны также расфокусированные остатки сигнала объекта из основной зоны съемки с характерным параболическим законом миграции. После обнуления соответствующих отсчетов РЛИ примут вид, показанный на рис. 12. Благодаря уменьшению динамического диапазона РЛИ появляется возможность наблюдения слабых

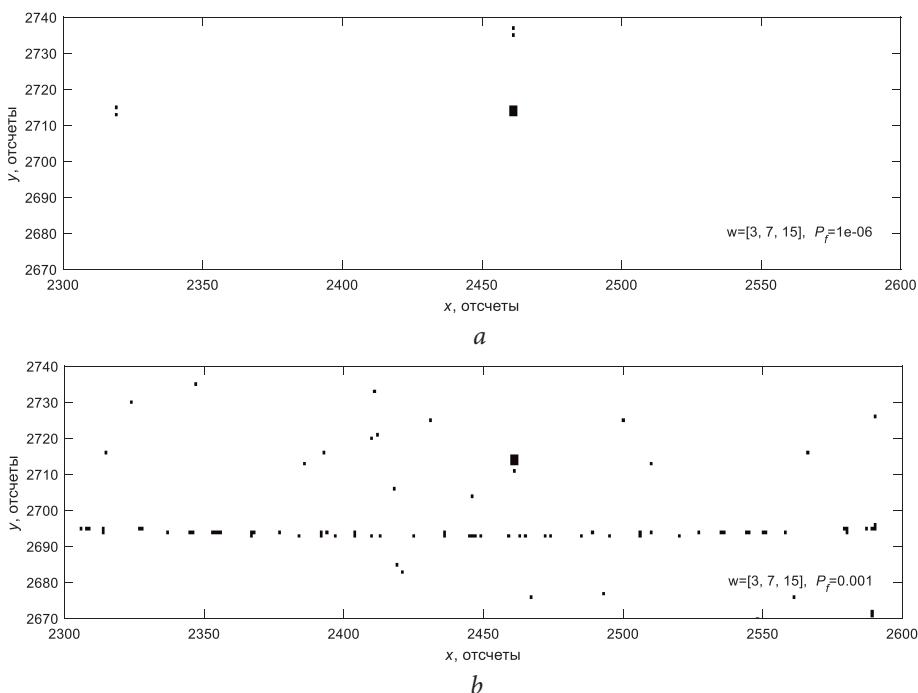


Рис. 11. Карта обнаружений помех неоднозначности: $P_f = 10^{-6}$ (*a*), 10^{-3} (*b*)

Fig. 11. Ambiguity detection map. $P_f = 10^{-6}$ (*a*), 10^{-3} (*b*)

сигналов, в том числе и шумов. На рис. 13 приведено трехмерное РЛИ, которое дает представление о пространственном распределении амплитуд пикселей.

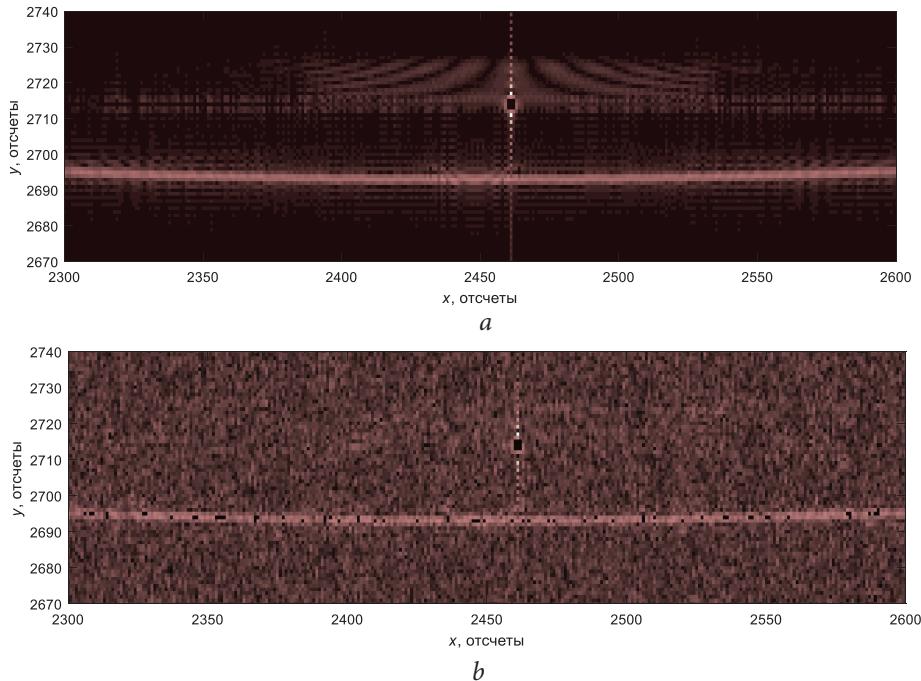


Рис. 12. РЛИ после обнуления отсчетов, превысивших пороговое значение: $P_f = 10^{-6}$ (а), 10^{-3} (б)

Fig. 12. Radar image after zeroing out the samples that exceeded the threshold. $P_f = 10^{-6}$ (a), 10^{-3} (b)

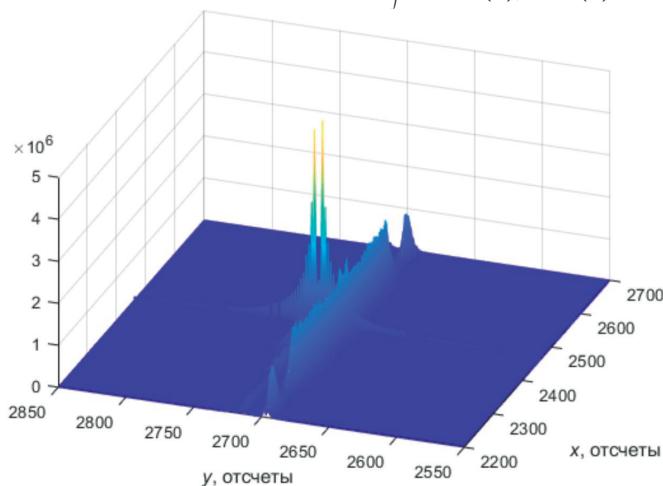


Рис. 13. 3D-представление РЛИ после обнуления отсчетов при $P_f = 10^{-6}$

Fig. 13. 3D representation of radar image after zeroing the samples. $P_f = 10^{-6}$

После обратной фокусировки полученных РЛИ и повторной обработки, согласованной с эхо-сигналом цели в зоне обзора, получим РЛИ с подавленным сигналом неоднозначности (рис. 14). Вычисленные для этих РЛИ коэффициенты подавления сигнала неоднозначности составляют $K_h = 24\dots26$ дБ.

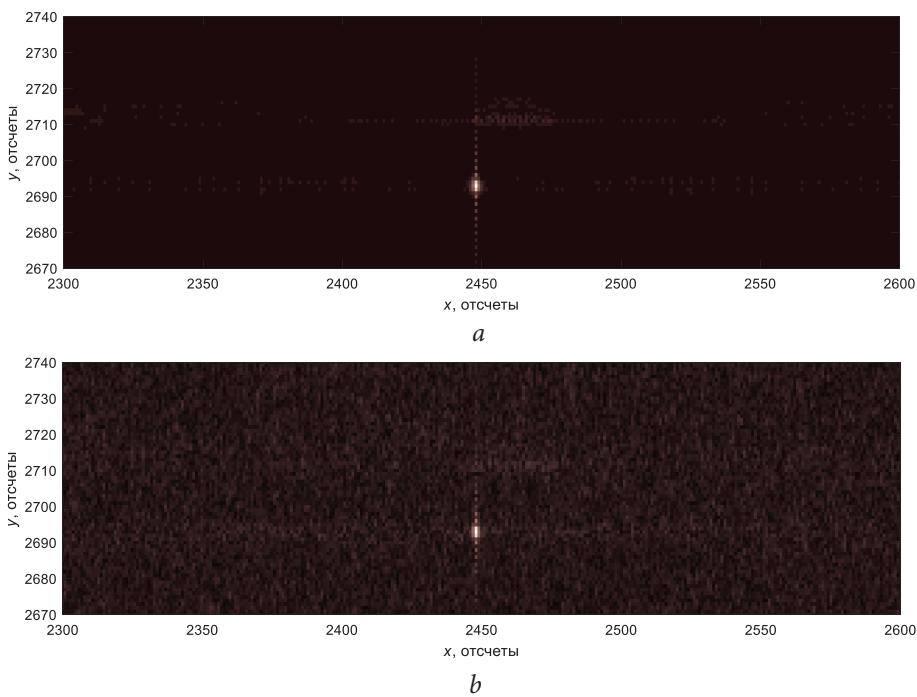


Рис. 14. РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналом зоны обзора:
 $P_f = 10^{-6}$ (а), 10^{-3} (б)

Fig. 14. Radar image after focusing matched with the signal of the viewing area.
 $P_f = 10^{-6}$ (a), 10^{-3} (b)

Сравнительный анализ функционирования алгоритмов пороговой обработки при подавлении сигнала неоднозначности

Обобщим полученные выше результаты моделирования и выполним качественный и количественный анализ алгоритма подавления сигнала неоднозначности при использовании фиксированного и адаптивного порогов обнаружения. Заметим, что общим принципом при выборе порога является компромисс между подавлением помех неоднозначности и ослаблением полезного сигнала из основной зоны съемки, что связано с изменением

контрастности РЛИ после фокусировки, согласованной с сигналом в зоне неоднозначности.

На рис. 15 a приведены зависимости коэффициента подавления сигнала неоднозначности K_h от значения T , полученные при использовании фиксированного порога. Как следует из этих графиков, при $T < 10$ дБ уменьшение уровня шума способствует более высокому подавлению сигнала неоднозначности — примерно на 6 дБ при увеличении отношения сигнал-шум на 10 дБ. При больших значениях T эта закономерность нарушается. Например, при $T = 25$ дБ значения K_h находятся в диапазоне 24...29 дБ для любого SNR. Однако такое увеличение коэффициента подавления сигнала неоднозначности сопровождается уменьшением амплитуды отклика цели, находящейся в зоне обзора (рис. 15 b). Это снижает эффективность алгоритма, а при значительном ослаблении отклика цели этот подход вовсе теряет смысл. Для оценки такой эффективности можно предложить относительный коэффициент подавления сигнала неоднозначности, определяемый равенством

$$K = 20 \cdot \lg \left(\frac{A_{h \max}}{A_h} \cdot \frac{A_0}{A_{0 \max}} \right) = 20 \cdot \lg \left(k \cdot \frac{A_0}{A_h} \right),$$

где $k = A_{h \max}/A_{0 \max}$ — отношение максимальных амплитуд откликов точечных целей, находящихся в зоне неоднозначности и в зоне обзора.

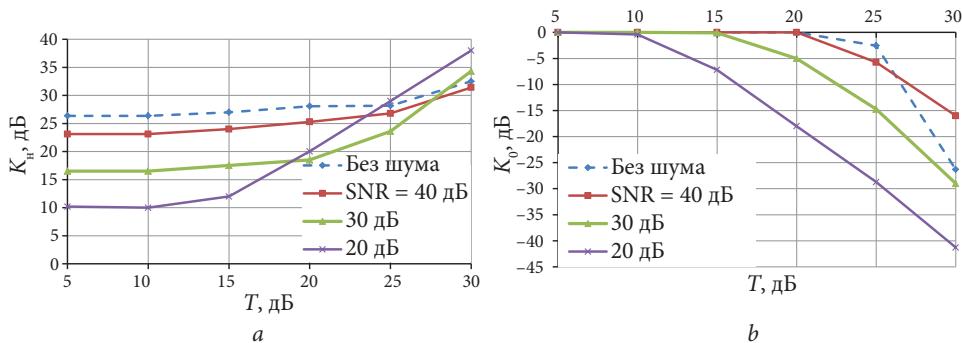


Рис. 15. Зависимости коэффициента подавления сигнала неоднозначности (a) и коэффициента ослабления отклика точечной цели в зоне обзора (b) от значения T для различных SNR

Fig. 15. Graphs of the ambiguity suppression coefficient (a) and the attenuation coefficient of the point target response in viewing area (b) vs. T values for different SNRs

Далее оценочные расчеты проводятся при $A_{\text{h max}} = A_0 \text{ max}$ ($k = 1$), когда коэффициент K характеризует отношение амплитуды отклика цели A_0 в зоне обзора к остаточному уровню A_{h} сигнала неоднозначности на РЛИ, согласованном с сигналом в основной зоне.

На рис. 16 представлены зависимости $K(T)$, построенные по последнему выражению для различных SNR. Из графиков следует, что при использовании фиксированного порога обнаружения выбор оптимального значения T зависит от отношения сигнал-шум и в общем случае пропорционален последнему. Точечная линия 1 на рис. 16 делит плоскость графика на две части и соответствует значению фиксированного порога обработки, превышение которого влечет за собой нежелательное подавление эхо-сигналов основной зоны обзора. Область слева сверху соответствует таким значениям T , при которых отклик цели в зоне обзора не ослабляется при работе алгоритма. Из полученных зависимостей также следует, что максимальное значение относительного коэффициента подавления составляет $K = 28$ дБ.

Очевидным недостатком методики подавления сигнала неоднозначности с фиксированным порогом является необходимость коррекции порогового значения при изменении отражающей способности подстилающей поверхности. Рассмотрим возможности и особенности применения адаптивного порога. На рис. 17 приведены зависимости коэффициента подавления сигнала неоднозначности K_h , полученные при использовании адаптивного порога и окна анализа с параметрами $\{r, p, w\} = \{3, 7, 15\}$, от логарифма ВЛТ. Из приведенных графиков следует, что при $\text{SNR} = \text{const}$

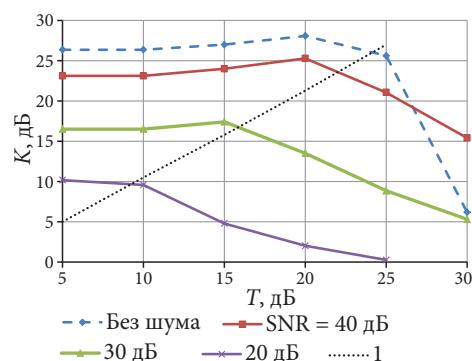


Рис. 16. Относительный коэффициент подавления сигнала неоднозначности в зависимости от T

Fig. 16. Relative ambiguity suppression coefficient vs. T

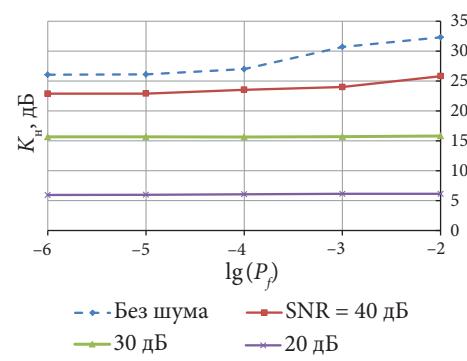


Рис. 17. Зависимости коэффициента подавления сигнала неоднозначности от логарифма ВЛТ

Fig. 17. Plots of the ambiguity suppression coefficient vs. the false alarm probability

коэффициент подавления сигнала неоднозначности практически не меняется при изменении порога, который зависит только от P_f .

Так же как и для фиксированного порога, уменьшение уровня шума способствует более высокому подавлению сигналу неоднозначности. Однако при малых SNR алгоритм с адаптивным порогом имеет более низкие значения K_h . Небольшое (в пределах 1...1,5 дБ) увеличение K_h при $P_f > 10^{-4}$ (рис. 17) сопровождается ослаблением отклика цели в зоне обзора на 0,5...6 дБ, что иллюстрируется рис. 18. Также рис. 18 позволяет сделать некоторые рекомендации по начальной установке порога: чтобы потери полезного сигнала не превышали 1,5...2 дБ, ВЛТ в алгоритме необходимо устанавливать не более $10^{-3}...10^{-4}$.

Кривые рис. 18 показывают принципиальное отличие результатов работы алгоритма с адаптивным порогом от алгоритма с постоянным порогом. Оно заключается в том, что при уменьшении отношения сигнал-шум наблюдается снижение коэффициента ослабления отклика цели в зоне обзора. При использовании фиксированного порога для всего РЛИ ситуация обратная: уменьшение SNR приводит к увеличению K_0 (рис. 15b).

На рис. 19 приведены графики относительного коэффициента подавления K -сигнала неоднозначности в зависимости от $\lg(P_f)$ для различных SNR. Как следует из данных этих графиков, при одновременном увеличении отношения сигнал-шум и ВЛТ значение K уменьшается.

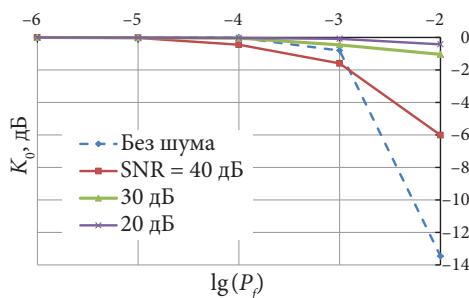


Рис. 18. Зависимости коэффициента ослабления отклика точечной цели в зоне обзора от ВЛТ

Fig. 18. Graphs of the response attenuation coefficient of point target of viewing area vs. false alarm probability

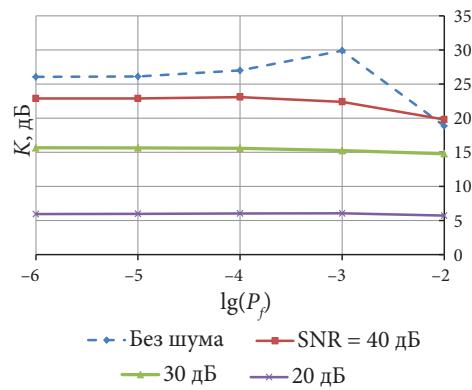


Рис. 19. Относительный коэффициент подавления сигнала неоднозначности в зависимости от логарифма ВЛТ

Fig. 19. Relative ambiguity suppression coefficient vs. false alarm probability

Сравним приведенные выше значения подавления сигналов неоднозначности по дальности с результатами, полученными для других методов.

При использовании метода фазового кодирования [2] отношение мощности сигнала неоднозначности по дальности в первой зоне к мощности сигнала в основной зоне достигает $RASR = -29$ дБ, а дополнительное применение оконной функции позволило довести это отношение до -36 дБ. Метод уменьшения неоднозначности по дальности, основанный на множественном доступе с доплеровским разделением каналов [10], дает значения $RASR$ минус (30...33) дБ. Применение сигналов с ортогональной нелинейной частотной модуляцией [14] позволяют снизить уровень сигналов неоднозначности по дальности на 25 дБ при одновременном снижении уровня боковых лепестков сигнала до -50 дБ и ухудшении разрешающей способности по дальности в два раза. Значение уровня боковых лепестков по дальности около -50 дБ может быть достигнуто и в случае применения зондирующего сигнала, модулированного по фазе последовательностями Голда [6].

Заключение

В работе рассмотрен алгоритм обработки РЛИ, реализующий метод двойной фокусировки для подавления помех неоднозначности по дальности в ближайшей к объекту съемки зоне. Вообще говоря, данный алгоритм (рис. 2) необходимо повторять для всех зон неоднозначности, а также для надира, т. е. в общем случае необходима многофокусная постобработка эхосигналов. При этом потребуются значительные вычислительные ресурсы, что делает данный алгоритм сложным для применения, поэтому его можно рекомендовать в наземных пунктах обработки информации, где могут быть установлены высокоскоростные вычислительные машины.

Оценка уровня подавления помех неоднозначности по дальности показала, что при большом отношении сигнал-шум максимальное значение подавления отклика точечной цели, находящейся в первой зоне неоднозначности, при использовании фиксированного порога составляет $K = 28$ дБ, а при использовании адаптивного порога достигает 30 дБ (для одинаковой исходной мощности откликов основной зоны и зоны неоднозначности). Наличие шума снижает эффективность алгоритма. Например, при отношении сигнал-шум на входе системы обработки $SNR = 30$ дБ были получены значения $K = 17,5$ дБ и 16 дБ, соответственно.

При использовании фиксированного порога обнаружения помех неоднозначности выбор оптимального значения порога зависит от отношения

сигнал-шум и в общем случае пропорционален последнему. Недостатком алгоритма подавления сигнала неоднозначности с фиксированным порогом является необходимость коррекции порогового значения при изменении отражающей способности подстилающей поверхности, что требует вмешательства оператора.

При использовании адаптивного порога процедура подавления сигнала неоднозначности может быть полностью автоматизирована. Порог адаптируется к изменению траекторного сигнала, а его нормированное значение зависит только от исходной, заранее установленной ВЛТ. Как показало моделирование, для установки порога целесообразно использовать значения $P_f < 10^{-6} \dots 10^{-3}$, что соответствует малым (менее 0,5…1,5 дБ) потерям сигнала. При этом в случае постоянного отношения сигнал-шум коэффициент подавления сигнала неоднозначности практически не меняется.

Принципиальным отличием алгоритма с адаптивным порогом является снижение коэффициента ослабления отклика цели в зоне обзора при уменьшении отношения сигнал-шум. При использовании в алгоритме обработки фиксированного порога ситуация обратная. Если учесть, что энергетика РСА космического базирования ограничена и не позволяет получить высокое отношение сигнал-шум, этот фактор благоприятствует широкому применению адаптивного алгоритма.

Эффективность рассматриваемого алгоритма может быть дополнительно повышена за счет использования поимпульсного кодирования зондирующих сигналов. Например, смена знака скорости изменения частотной модуляции в зондирующем ЛЧМ сигнале дает дополнительный выигрыш до 20…30 дБ, при этом сохраняются хорошие изобразительные свойства РЛИ.

Список литературы / References

1. Верба В. С., Неронский Л. Б., Осипов И. Г., Турук В. Э. *Радиолокационные системы землеобзора космического базирования*. В. С. Верба (ред.). М.: Радиотехника; 2010. 680 с.
- Verba V.S., Neronskyi L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. *Space-borne Earth Surveillance Radar Systems*. V.S. Verba (ed.). M.: Radiotekhnika; 2010. 680 p. (In Russ.)
2. Wang H., Zhang Y., Xu J., Liao G., Zeng C. A novel range ambiguity resolving approach for high-resolution and wide-swath SAR imaging utilizing space-pulse phase coding. *Signal Processing*. 2020;168:107323. DOI 10.1016/j.sigpro.2019.107323.
3. Петров А. С., Прилуцкий А. А., Волченков А. С. Угломестная и азимутальная неоднозначности сигнала, принимаемого аппаратурой космического радио-

- локатора с синтезированной апертурой. *Вестник НПО имени С. А. Лавочкина.* 2019;1(43):39–47.
- Petrov A. S., Prilutsky A. A., Volchenkov A. S. Elevation and azimuthal ambiguity of the signal received by cosmic space synthetic aperture radar. *Vestnik NPO imeni S. A. Lavochkina.* 2019;1(43):39–47. (In Russ.)
4. Wen X., Qiu X., Han B., Ding C., Lei B., Chen Q. A Range Ambiguity Suppression Processing Method for Spaceborne SAR with Up and Down Chirp Modulation. *Sensors.* 2018;18(5):1454. DOI 10.3390/s18051454.
 5. Храмов К.К., Смирнов М.С., Лагунов И.Р. Расчет геометрических и временных параметров циклограммы радиолокатора космического базирования с синтезированием апертуры на основе активной фазированной антенной решетки. *Научные исследования: итоги и перспективы.* 2024;5(1):8–18. DOI 10.21822/2713-220X-2024-5-1-8-18.
- Khramov K. K., Smirnov M. S., Lagunov I. R. Calculation of geometric and temporal parameters of the cyclogram of a space-based radar with aperture synthesis based on an active phased array antenna. *Scientific researches: results and prospects.* 2024;5(1):8–18. DOI 10.21822/2713-220X-2024-5-1-8-18. (In Russ.)
6. Карпов О. А., Рабочий А. Н., Толстов Е. Ф., Фёдоров В. С., Костров В. В. Проблемы неоднозначности в космических РСА и коды Голда. *Всероссийские открытые Армандовские чтения. Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн.* Материалы Всероссийской открытой научной конференции. 27–29 июня 2023. Муром. Муром: МИ ВЛГУ; 2023. С. 375–384. DOI 10.24412/2304-0297-2023-1-375–384.
- Karpov O. A., Rabochiy A. N., Tolstov E. F., Fedorov V. S., Kostrov V. V. Problems of ambiguity in space SAR and Gold codes. *All-Russian open Armand readings. Modern problems of remote sensing, radar, propagation and diffraction of waves.* Materials of the All-Russian Open Scientific Conference. 27–29 June 2023. Murom, Russian Federation. Murom: MI VLSU; 2023. P. 375–384. DOI 10.24412/2304-0297-2023-1-375–384 (In Russ.)
7. Савостьянов В. Ю. Применение ортогональных ФКМ-сигналов для устранения в РСА неоднозначности по дальности. *Радиотехнические и телекоммуникационные системы.* 2024; 1(53):13–18. DOI 10.24412/2221-2574-2024-1-13-18.
- Savostyanov V. Yu. The use of orthogonal PCM signals to remedy SAR range ambiguity. *Radioengineering and telecommunication systems.* 2024;1(53):13–18. DOI 10.24412/2221-2574-2024-1-13-18 (In Russ.)
8. Jeon S-Y., Glatz F., Villano M. A. Waveform-Encoded SAR Implementation Using a Limited Number of Cyclically Shifted Chirps. *Remote Sensing.* 2021;13(15):3038. DOI 10.3390/rs13153038.

9. Riché V., Meric S., Baudais J-Y., Pottier E. Investigations on OFDM Signal for Range Ambiguity Suppression in SAR Configuration. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2014; 52(7):4194–4197. DOI 10.1109/TGRS.2013.2280190.
10. Guo Y., Wang Y., Liao G., Li J. Mitigating Range Ambiguity Method Based on DDMA for SAR Systems. *Remote Sensing*. 2022;14(21):5485. DOI 10.3390/rs14215485.
11. Villano M., Krieger G., Moreira A. Waveform-Encoded SAR: A Novel Concept for Nadir Echo and Range Ambiguity Suppression. *12th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR 2018)*. 04–07 June 2018. Aachen, Germany. IEEE; 2018. P. 1–6.
12. Школьный Л. А. (ред.) *Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений*. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского; 2008. 531 с.
13. Kostrov V., Tolstov E., Khramov K. Automatic Detection of Thread-like Objects in SAR Using a Modified Radon Transform. *2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA)*. 27–29 March 2024. Moscow, Russian Federation. IEEE; 2024; P. 1–6. DOI 10.1109/DSPA60853.2024.10510127.
14. Xu Z., Wang R., Ye K., Wang W., Quan S., Wei M. Simultaneous range ambiguity mitigation and sidelobe reduction using orthogonal non-linear frequency modulated (ONLFM) signals for satellite SAR Imaging. *Remote Sensing Letters*. 2018;9(9):829–838. DOI 10.1080/2150704X.2018.1486518.

Информация об авторах

Храмов Константин Константинович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники, Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, г. Муром, Владимирская область.

Макаров Вячеслав Петрович, кандидат технических наук, научный консультант МИ ВлГУ, г. Муром, Владимирская область.

Костров Виктор Васильевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники, МИ ВлГУ, г. Муром, Владимирская область; АО «НИИ «Субмикрон», г. Зеленоград, Москва.

Information about the authors

Konstantin K. Khramov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Murom Institute of Vladimir State University, Radio Engineering Department, Murom, Vladimir Region.

Vyacheslav P. Makarov, Candidate of Technical Sciences, Scientific consultant, Murom Institute of Vladimir State University, Radio Engineering Department, Murom, Vladimir Region.

Viktor V. Kostrov, Doctor of Technical Sciences, Professor, Murom Institute of Vladimir State University, Radio Engineering Department, Murom, Vladimir Region; JSC SRI Submicron, Zelenograd, Moscow.

Поступила / Received 16.04.2025

Принята в печать / Accepted 21.07.2025

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.002**УДК** 621.373.12; 621.396.962.3

Сигнальные и шумовые характеристики радиоимпульсных автодинов с линейной частотной модуляцией миллиметрового диапазона

**Е. В. Богатырев^{1,2}, Д. С. Вишняков³, К. А. Игнатков³,
О. А. Кувшинов³, В. Я. Носков³ **

¹АО «НПП «Радиосвязь», 660021, Российская Федерация,
г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

² Сибирский федеральный университет, 660041,
Российская Федерация, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

³ Уральский федеральный университет имени первого Президента России
Б. Н. Ельцина, 620062, Российская Федерация, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

 v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация. Разработана математическая модель для описания сигналов и шумов автодинной системы ближней радиолокации (СБРЛ) с одновременной импульсной модуляцией (ИМ) амплитуды и линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) колебаний СВЧ-генератора, находящегося под воздействием собственного отраженного излучения. Выполнены расчеты методом шагов сигнальных и шумовых характеристик, формируемых радиоимпульсным автодином в ответ на воздействие отраженного излучения от точечного объекта локации. Установлены отличительные особенности формирования сигнальных характеристик и величины среднеквадратического уровня шумов на выходе автодинного СВЧ-генератора, получаемые при приеме первого и последующих отражений от объекта локации для различных значений параметра обратной связи автодинной СБРЛ. Результаты экспериментальных исследований автодинной СБРЛ с одновременной ИМ амплитуды и ЛЧМ получены при использовании генераторного модуля, выполненного на планарном диоде Ганна 8-миллиметрового диапазона с перестройкой частоты при помощи вариакапа.

Ключевые слова: автодин, автодинный генератор, автодинный сигнал, шумовая характеристика автодина, радиоимпульсный генератор, частотная модуляция, параметр обратной связи, метод шагов, ангармонические искажения сигналов, система ближней радиолокации.

E. V. Bogatyrev, D. S. Vishnyakov, K. A. Ignatkov, O. A. Kuvshinov, V. Ya. Noskov
Signal and noise characteristics of radio pulse autodynes with linear frequency modulation of the millimeter range

Для цитирования: Богатырев Е. В., Вишняков Д. С., Игнатков К. А., Кувшинов О. А., Носков В. Я. Сигнальные и шумовые характеристики радиоимпульсных автодинов с линейной частотной модуляцией миллиметрового диапазона. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):249–278. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.002.

Signal and noise characteristics of radio pulse autodynes with linear frequency modulation of the millimeter range

**E.V. Bogatyrev^{1,2}, D.S. Vishnyakov³, K.A. Ignatkov³,
O.A. Kuvshinov³, V.Ya. Noskov³ **

¹JSC «Production Association «Radiosvyaz»»,
19 Dekabristov Str., Krasnoyarsk, 660021, Russian Federation

² Siberian Federal University, 79 Svobodny Pr., Krasnoyarsk,
660041, Russian Federation

³Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin,
32 Mira Str., Ekaterinburg, 620062, Russian Federation

 v.y.noskov@urfu.ru

Abstract. A mathematical model has been developed to describe the signals and noise of the autodyne short-range radar system (SRRS) with simultaneous pulse modulation (PM) of the amplitude and linear frequency modulation (LFM) of the oscillations of a microwave oscillator exposed to its own reflected radiation. Calculations have been performed using the step method of signal and noise characteristics generated by the radio pulse autodyne in response to reflected radiation from a point location object. The distinctive features of the formation of signal characteristics and the values of the RMS noise level at the output of an autodyne microwave oscillator, obtained by receiving the first and subsequent reflections from the location object for different values of the feedback parameter of the autodyne microwave oscillator, have been established. The results of experimental studies of the autodyne SRRS with simultaneous PM amplitude and LFM have been obtained using the oscillator module made on the planar Gann diode of the 8-millimeter range with frequency tuning using the varicap.

Keywords: autodyne, autodyne oscillator, autodyne signal, noise characteristic of autodyne, radio-pulse oscillator, frequency modulation, feedback parameter, step method, anharmonic distortion of signals, short-range radar systems.

For citation: Bogatyrev E. V., Vishnyakov D. S., Ignatkov K. A., Kuvshinov O. A., Noskov V. Ya. Signal and noise characteristics of radio pulse autodynes with linear frequency modulation of the millimeter range. *Ural Radio Engineering Journal.* 2025;9(3):249–278. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.002

Введение

Автодины — это приемопередающие устройства, совмещающие в одном каскаде (автодинном генераторе — АГ) одновременно функции передатчика и чувствительного приемника, существенно упрощают конструкцию СВЧ части систем ближней радиолокации (СБРЛ) и значительно снижают их габариты и стоимость [1]. Поэтому автодинные системы находят широкое применение в решении широкого круга задач бесконтактного обнаружения и измерения параметров движения объектов локации, в которых указанные достоинства являются определяющими. Примерами таких приложений являются системы и устройства безопасности на транспорте и тревожной сигнализации, в физике быстро протекающих процессов и вибродиагностике, в медицинских и биологических исследованиях, а также при контроле технологических процессов на производстве и многое другое [2–8].

Принцип действия этих устройств основан на автодинном эффекте, состоящем в изменениях параметров автоколебаний АГ под воздействием собственного отраженного излучения [2]. При этом изменяются как амплитуда и частота генерации, так и напряжения и токи автосмещения на активном элементе (АЭ). В качестве полезного сигнала в автодинах используются любые из отмеченных изменений в виде низкочастотных компонентов автодинного отклика [1]. Указанная зависимость между параметрами, которая относит автодины к классу *автопараметрических систем с запаздывающей обратной связью*, является причиной ряда особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик, проявляющихся в наибольшей степени в области миллиметровых и более коротких волн электромагнитного (ЭМ) излучения [2].

Использование различных видов модуляции излучения (амплитудной, частотной, фазовой, импульсной) значительно расширяет функциональные возможности автодинных СБРЛ и улучшает их тактико-технические характеристики [8–15]. Перспективы дальнейшего развития автодинных систем связаны с применением более сложных сигналов, комбинирующих различные виды модуляции, например импульсной и частотной. Такое совмещение обеспечивает объединение достоинств одного и другого видов модуляции, что позволяет реализовать СБРЛ с качественно новыми

возможностями и повышенной помехоустойчивостью. Например, обеспечивать формирование ближней и дальней мертвых зон селекции цели по дальности, идентифицировать направление ее перемещения и повысить точность измерений. Кроме того, прерывистость работы генератора повышает скрытность работы автодинной СБРЛ, а также значительно снижает ее энергопотребление.

Однако исследования особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик и их взаимную связь в автодинных СБРЛ с комбинацией импульсной и частотной модуляцией по имеющейся у авторов информации не проводилось. Учет этих особенностей востребован при разработке алгоритмов обработки сигналов вновь создаваемых СБРЛ, а также для определения их предельных возможностей. Поэтому целью настоящей работы является исследование формирования указанных характеристик на основе развитого ранее подхода к анализу радиоимпульсных автодинов и тем самым восполнить указанный пробел.

Основные уравнения автодинного генератора и их решение

Функциональная схема автодинной СБРЛ для общего случая наличия одновременно частотной и импульсной модуляции излучения представлена на рис. 1а. Автодинный генератор (АГ), состыкованный с антенной А, содержит помещенные в волноводный резонатор варикап D_1 , генераторный диод D_2 , например диод Ганна и детекторный диод D_3 . Диод D_3 совместно с его элементами нагрузки служит для регистрации автодинных изменений амплитуды $A(t)$ колебаний АГ. В цепях смещения этих диодов имеются устройства для выполнения соответственно функций частотной модуляции (ЧМ), импульсной модуляции (ИМ) и временной селекции (ВС) сигнала. Процесс выполнения указанных функций управляет синхронизатором, который связан также с блоком обработки сигналов (БОС), на сигнальный вход которого поступает автодинный сигнал $a(t)$ с выхода блока ВС.

При подаче на СБРЛ питания, в блоке ИМ формируются импульсы запуска АГ, имеющие длительность t_u и период повторения T_u . При этом в блоке ЧМ формируется напряжение, обеспечивающее изменение частоты АГ по требуемому закону модулирующей функции $f_m(t)$, имеющей период $T_m = 2\pi/\Omega_m$. Генерируемые в АГ радиоимпульсы излучаются через антенну в виде ЭМ-излучения в направлении объекта локации. Отраженное от объекта ЭМ-излучение частично возвращается назад в антенну, преобразуется снова в радиоимпульсы и воздействует на АГ, вызывая в нем автодинный эффект.

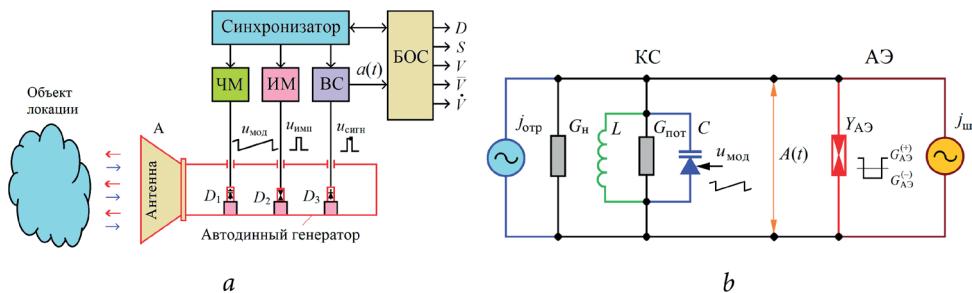


Рис. 1. Функциональная схема автодинной СБРЛ (a) и эквивалентная схемы автодинного генератора (b) с одновременной импульсной и частотной модуляцией излучения

Fig. 1. Functional scheme of the autodyne SRRS (a)
and the equivalent circuit of the autodyne oscillator (b)
with simultaneous pulse and frequency modulation of radiation

В случае малых дальностей действия СБРЛ, когда время задержки меньше длительности радиоимпульсов $\tau < t_i$, и при условии $T_m \gg T_n$ процесс приема отраженного излучения, как отмечалось выше, происходит одновременно с передачей зондирующего радиоимпульса практически на одной и той же частоте. В этом случае выделение сигнала основано на автодинном эффекте, в результате которого в АГ наблюдаются автодинные изменения амплитуды и частоты колебаний. Выделение этих изменений, например, посредством детекторного диода D_3 , и временная селекция принятого импульса в блоке ВС обеспечивают получение автодинного сигнала. Обработка этого сигнала в БОС позволяет получить информацию об электрофизических параметрах объекта локации и его кинематических характеристиках, таких как расстояние D , пройденный путь S , скорость V и направление движения \bar{V} , а также ускорение \dot{V} .

Для анализа функционирования АГ в составе описанной СБРЛ рассмотрим представленную на рис. 1b эквивалентную схему одноконтурного генератора, основные компоненты которого приведены к сечению $x_1 - x_1$ двухполюсного АЭ, например диода Ганна. Среднюю за период колебаний комплексную проводимость АЭ $Y_{\text{АЭ}}$ примем зависящей как от амплитуды, так и частоты $A \equiv A(t)$ колебаний: $Y_{\text{АЭ}} = G_{\text{АЭ}} + jB_{\text{АЭ}}$, где $G_{\text{АЭ}} \equiv G_{\text{АЭ}}(A, \omega)$ и $B_{\text{АЭ}} \equiv B_{\text{АЭ}}(A, \omega)$ — резистивная и реактивная проводимости АЭ соответственно. Параллельно проводимости $Y_{\text{АЭ}}$ подключен генератор тока $j_{\text{ш}} = j_{\text{ш}}(t)$, отображающий эквивалентный источник мгновенного тока внутренних шумов АЭ СВЧ-генератора. При этом шум, обусловленный обычно вну-

тренними причинами АЭ, полагаем, является стационарным нормальным процессом с нулевым средним значением.

Колебательная система АГ на схеме представлена резонатором, который содержит параллельное соединение эквивалентных индуктивности L , проводимости потерь $G_{\text{пот}}$ и емкости C . При этом емкость C представляет собой совокупность емкостей собственно резонатора, постоянной части эквивалентных параметров АЭ, нагрузки и варикапа. Поэтому нагрузка АГ Y_h на рис. 1b представлена только резистивной проводимостью $Y_h = G_h$, поскольку реактивная проводимость нагрузки B_h учтена нами в параметрах резонатора. Параллельно колебательной системе КС подключен также генератор тока $j_{\text{отр}} \equiv j_{\text{отр}}(\tau, t)$, отображающий воздействие на АГ собственного отраженного от цели ЭМ излучения, запаздывающего относительно текущего времени t на время $\tau = 2D/c$, где $D = D(t)$ — расстояние до отражающего объекта, в общем случае переменное; c — скорость распространения ЭМ-излучения.

Для эквивалентной схемы рис. 1b на основании первого закона Кирхгофа запишем уравнения для мгновенных значений токов в виде:

$$\operatorname{Re}[\dot{A}Y_{\text{АЭ}}] + \operatorname{Re}[\dot{A}Y_{\text{КС}}] = j_{\text{отр}}(\tau, t) + j_m(t), \quad (1)$$

где $Y_{\text{КС}} \equiv Y_{\text{КС}}(\omega) = G_{\text{КС}}(\omega) + jB_{\text{КС}}(\omega)$ — комплексная проводимость колебательной системы (КС); $G_{\text{КС}}(\omega) = G$; $B_{\text{КС}}(\omega) = 2GQ_h(\omega - \omega_c)/\omega_c$; $G = G_{\text{пот}} + G_h$; $Q_h = \omega_c C/G$ — нагруженная добротность КС; $\omega_c = (LC)^{-1/2}$ — собственная частота резонатора.

При выполнении условий возбуждения автоколебаний в АГ и достаточно высокой нагруженной добротности КС, когда $Q_h \gg 1$, возникаемые на АЭ, колебания являются квазигармоническими: $u(t) = \operatorname{Re}\{A \exp[j\Psi(t)]\}$, где $\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi$ — полная фаза колебаний в текущий момент времени t ; $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ — медленно меняющиеся за период колебаний амплитуда и фаза.

Тогда колебания эквивалентного источника тока $j_{\text{отр}}(\tau, t)$ с амплитудой $J_{\text{отр}} = (8G_h P_{\text{отр}})^{1/2}$ и полной фазой $\Psi(\tau, t)$ из предыстории системы являются также квазигармоническими: $j_{\text{отр}}(\tau, t) = \operatorname{Re}\{J_{\text{отр}} \exp[j\Psi(\tau, t)]\}$, где $P_{\text{отр}} = \Gamma^2 P_h$ — мощность отраженного от объекта излучения; $P_h = A^2 G_h / 2$ — выходная мощность на нагрузке генератора; $\Gamma = (P_{\text{отр}}/P_h)^{1/2}$ — коэффициент, характеризующий относительную величину амплитуды отраженного от объекта ЭМ излучения и вернувшегося обратно в КС АГ.

Применив к уравнению (1) метод медленно меняющихся амплитуд [16], нами получены укороченные дифференциальные уравнения для амплитуды A и фазы φ колебаний. Затем были найдены уравнения для ста-

ционарных значений амплитуды A_0 и частоты ω_0 колебаний автономного генератора, когда $j_{\text{опт}}(\tau, t) = 0$ и $A = A_0$, $\omega = \omega_0$. После этого по отработанной методике [17] выполнена линеаризация нелинейных характеристик в окрестности стационарного режима для малых изменений амплитуды $\Delta A = A - A_0$ и частоты $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ колебаний АГ. В результате ряда элементарных преобразований получена система линеаризованных уравнений для малых относительных изменений амплитуды $a = \Delta A/A_0$ и частоты $\chi = \Delta\omega/\omega_0$ колебаний в виде:

$$\frac{Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{da}{dt} + \alpha a + \varepsilon \chi = \Gamma \eta \cos \delta(\tau, t) + a_c(t), \quad (2)$$

$$\beta a + Q_{\text{н}} \chi = -\Gamma \eta \sin \delta(\tau, t) - a_s(t), \quad (3)$$

где $\alpha = (A_0/2G_{\text{KC}})(\partial G_{\text{АЭ}}/\partial A)_0$ — крутизна резистивной проводимости АЭ АГ, обуславливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла; $\varepsilon = (\omega_0/2G_{\text{KC}})(\partial G_{\text{АЭ}}/\partial \omega)_0$ — параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний через изменения параметров резистивной проводимости АЭ; $\beta = (A_0/2G_{\text{KC}})(\partial B_{\text{АЭ}}/\partial A)_0$ — параметр, определяющий неизохронность АГ; $\eta = Q_{\text{н}}/Q_{\text{вн}}$, $Q_{\text{вн}}$ — КПД и внешняя добротность КС; $\delta(\tau, t) = \Psi(t) - \Psi(\tau, t)$ — мгновенный набег фазы отраженного излучения при его распространении до объекта локации и обратно; $a_c(t) = i_c(t)/A_0 G$, $a_s(t) = i_s(t)/A_0 G$ — относительные синфазная и ортогональная составляющие нормированного внутреннего шума генератора; $i_c(t)$, $i_s(t)$ — синфазная и ортогональная составляющие внутреннего шума генератора:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 t - 2\pi}^{\omega_0 t} j_{\text{III}}(t) \left\{ \begin{array}{l} \cos(\omega_0 t + \varphi) \\ \sin(\omega_0 t + \varphi) \end{array} \right\} d(\omega_0 t). \\ i_s(t) &= \end{aligned} \quad (4)$$

Первое уравнение системы (2), (3) является неоднородным дифференциальным уравнением с запаздывающим аргументом, который представлен набегом фазы $\delta(\tau, t)$ отраженного от объекта излучения. Второе уравнение для автодинных изменений частоты тоже с запаздыванием по фазе $\delta(\tau, t)$, но оно является алгебраическим. Из этих уравнений видно, что основная инерционность автодинной системы связана с изменениями амплитуды колебаний. Комбинируя эти выражения при исключении переменной χ , получим:

$$\tau_a (da/dt) + a = \Gamma K_a \cos [\delta(\tau, t) - \psi] + r_{\text{III}} [a_c(t) + \rho a_s(t)], \quad (5)$$

где τ_a — постоянная времени (время релаксации) автодинного отклика, характеризующая скорость изменения процессов в автодине:

$$\tau_a = Q_h / [\omega_0 \alpha (1 - \gamma \rho)], \quad (6)$$

$\gamma = \beta/\alpha$ и $\rho = \varepsilon/Q_h$ — коэффициенты неизохронности и неизодромности соответственно; $\psi = \operatorname{arctg}(\rho)$ — угол фазового смещения автодинных изменений амплитуды колебаний; K_a — коэффициент автодинного усиления, показывающий, во сколько раз амплитуда автодинного отклика превышает амплитуду приходящей к генератору отраженной волны [18]:

$$K_a = \eta \sqrt{1 + \rho^2} / \alpha (1 - \gamma \rho), \quad (7)$$

$r_{\text{ш}} = 1/\alpha(1 - \gamma \rho)$ — коэффициент регенерации собственных шумов автоколебательной системой.

В работе [19] представлены результаты определения постоянной времени τ_a автодинного отклика, которая для генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна составила величину порядка $1 \cdot 10^{-9}$ с. Однако регистрируемые автодинными устройствами процессы, период T_a которых обычно не превышает $1 \cdot 10^{-7}$ с, протекают значительно медленнее, чем скорость изменения параметров СВЧ-генераторов, то есть $T_a \gg \tau_a, \tau$. Кроме того, далее будем считать, что время корреляции $\tau_{\text{кор}}$ шумов в генераторе также пренебрежимо мало по сравнению с периодом T_a автодинного отклика: $\tau_{\text{кор}} \ll T_a$, но значительно превосходит величину постоянной времени τ_a и время τ распространения излучения до отражающей поверхности и обратно: $\tau_{\text{кор}} \gg \tau_a, \tau$.

Данные условия, отражающие реальное функционирование большинства автодинных датчиков и измерителей, позволяют дальнейший анализ системы (2) и (3) выполнить квазистатическим методом [20], полагая производную в (2) равной нулю $da/dt = 0$, и рассматривать процессы в генераторе независимо от динамики изменения параметров автоколебаний, используя представление функции запаздывающего воздействия в виде [17, 18]: $\delta(\tau, t) = \omega t$.

$$\chi(\tau, t) = -\Gamma L_a \sin [\delta(\tau, t) + \theta] - \chi_{\text{ш}}(t), \quad (8)$$

$$a(\tau, t) = \Gamma K_a \cos [\delta(\tau, t) - \psi] + a_{\text{ш}}(t), \quad (9)$$

где L_a — коэффициент автодинной девиации частоты:

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

$\theta = \operatorname{arctg}(\gamma)$ — угол относительного фазового смещения автодинных изменений χ_a ; $\chi_a(t)$, $a_a(t)$ — составляющие относительного уровня частотного и амплитудного шума соответственно:

$$\chi_{\text{III}}(t) = \frac{a_s(t) + \gamma a_c(t)}{Q_a(1 - \rho\gamma)}, \quad a_{\text{III}}(t) = \frac{a_c(t) + \rho a_s(t)}{\alpha(1 - \rho\gamma)}. \quad (11)$$

Далее в уравнениях (8), (9) выполним нормировку автодинного отклика относительно его максимальных значений $\chi_m = \Gamma L_a$ и $a_m = \Gamma K_a$. Кроме того, перейдем к нормированным значениям относительного расстояния $\tau_h = \omega_0 t / 2\pi = D/(\lambda/2)$. В результате указанных преобразований уравнения (8) и (9) примут вид:

$$\chi_h(\tau_h, t) = (\chi/\chi_m) = -\sin [\delta(\tau_h, t) + \theta] - \chi_{\text{III},h}(t), \quad (12)$$

$$a_h(\tau_h, t) = (a/a_m) = \cos [\delta(\tau_h, t) - \psi] + a_{\text{III},h}(t), \quad (13)$$

где $\chi_{\text{III},h}(t)$, $a_{\text{III},h}(t)$ — нормированные составляющие относительного уровня частотного и амплитудного шума соответственно:

$$\chi_{\text{III},h}(t) = [a_s(t) + \gamma a_c(t)]/L_{c/\text{III}}, \quad (14)$$

$$a_{\text{III},h}(t) = [a_c(t) + \rho a_s(t)]/K_{c/\text{III}}, \quad (15)$$

$L_{c/\text{III}}$, $K_{c/\text{III}}$ — коэффициенты, характеризующие отношение сигнал/шум автодинных изменений частоты и амплитуды:

$$L_{c/\text{III}} = \Gamma \eta \sqrt{1 + \gamma^2}, \quad K_{c/\text{III}} = \Gamma \eta \sqrt{1 + \rho^2}. \quad (16)$$

Для нахождения решения уравнений (12) и (13) необходимо также задать закон изменения текущей частоты генерации автодина. Данный закон с учетом (8) имеет вид:

$$\omega(t_h) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} f_m(t_h), \quad (17)$$

где $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}$ — девиация частоты генерации вследствие ЧМ; $f_m(t_h)$ — нормированная модулирующая функция, имеющая период $T_m = 2\pi/\Omega_m$; $t_h = t/\tau$ — нормированное время.

Для получения основных соотношений, необходимых для поэтапного расчета фазы $\delta(\tau_h, t_h)$ автодинного отклика, нормированных относительных изменений частоты $\chi_h(\tau_h, t_h)$ и амплитуды $a_h(\tau_h, t_h)$ АГ, воспользуемся квазистатическим методом шагов [10]. При этом получим также выражения для абсолютных значений частоты генерации $\omega(\tau_h, t_h)$ после «включения» АГ. При этом исключаем из рассмотрения процесс формирования переднего фронта радиоимпульса и зоны обращения частотной модуляции, поскольку обычно выполняются сильные неравенства: $t_y \ll \tau_a$ и $T_m \gg \tau_a, \tau$, где t_y — время установления переднего фронта радиоимпульса.

Шаг 0. Данный шаг соответствует интервалу нормированного времени $t_{\text{н}}^{(0)} \in (0, 1)$ от момента включения АГ ($t_{\text{н}}^{(0)} = 0$) до прихода первого отраженного излучения ($t_{\text{н}}^{(0)} = 1$). На этом интервале имеем режим «автономных» колебаний АГ, при котором $\delta(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(0)}) = 0$, $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(0)}) = -\chi_{\text{ш.н}}(t)$, $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(0)}) = a_{\text{ш.н}}(t)$, $\omega(t_{\text{н}}^{(0)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(0)})$, то есть частота и амплитуда колебаний АГ подвержены шумовой модуляции, а автодинный отклик отсутствует. Здесь и далее индексы в скобках вверху при переменной « $t_{\text{н}}$ » означают номер шага.

Шаг 1. В момент воздействия на АГ первого отраженного излучения, колебания которого соответствовали автономному режиму, на интервале $t_{\text{н}}^{(1)} \in (1, 2)$ устанавливается набег фазы $\delta(\tau, t) = \delta(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)})$, причем

$$\begin{aligned} \delta(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}) &= \Psi(t_{\text{н}}^{(1)}) - \Psi(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}) = \int_0^t \omega(t_{\text{н}}^{(0)}) dt - \int_0^{t-\tau} \omega(t_{\text{н}}^{(0)}) dt = \\ &= \int_{t-\tau}^t \omega(t_{\text{н}}^{(0)}) dt \approx \tau \omega(t_{\text{н}}^{(0)}) = 2\pi \left[\tau_{\text{н}} + p_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(0)}) \right], \end{aligned} \quad (18)$$

где $p_{\text{ЧМ}} = \tau \Delta\omega_{\text{ЧМ}} / 2\pi$ — параметр ЧМ, характеризующий изменения фазы сигнала за счет модуляции частоты [13].

Формула (18) удобна при дальнейших расчетах, так как позволяют обойтись без вычисления интеграла для фазы. С учетом (8) и (9) выражения для относительных изменений частоты $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)})$ и амплитуды $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)})$, а также абсолютных изменений частоты $\omega(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)})$ колебаний АГ имеют вид:

$$\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}) = -\sin \{2\pi[\tau_{\text{н}} + p_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(0)})] + \theta\} - \chi_{\text{ш.н}}(t), \quad (19)$$

$$a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}) = \cos \{2\pi[\tau_{\text{н}} + p_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(0)})] - \psi\} + a_{\text{ш.н}}(t), \quad (20)$$

$$\omega(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} f_{\text{м}}(t_{\text{н}}^{(1)}) - \Delta\omega_m \chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(1)}), \quad (21)$$

где $\Delta\omega_m = GL_a \omega_0$ — величина автодинной девиации частоты генерации АГ.

Отметим, что соотношения (18)–(21) и последующие выражения справедливы при условии отсутствия разрывов функций на всем интервале $t - \tau \div t$ значений переменных.

Шаг 2. Измененные на первом шаге колебания после задержки на время τ воздействуют на АГ в течение второго шага временного интервала $t_{\text{н}}^{(2)} \in (2, 3)$ с набегом фазы $\delta(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(2)})$, принимают новые значения параметров. В отличие от систем гомодинного типа, у которых благодаря связке генератора с антенной автодинные изменения частоты практически отсутствуют, в АД неизбежно их присутствие, что обусловлено воздействием отраженного излучения. Выражение для мгновенной разности фаз $\delta^{(2)}(\tau, t)$

излученных $\Psi(t)$ и отраженных $\Psi(\tau, t)$ колебаний для данного шага записывается аналогично (18):

$$\begin{aligned} \delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) &= \omega(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(1)})\tau = 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] - C_{\text{OC}} \chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(1)}) = \\ &= 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] - C_{\text{OC}} \sin \left\{ 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] + \theta \right\} - C_{\text{OC}} \chi_{\text{III,h}}(t), \end{aligned} \quad (22)$$

где C_{OC} — параметр обратной связи автодинной системы «генератор — отражающий объект», физический смысл которого — индекс фазовой модуляции, обусловленный действием отраженного излучения:

$$C_{\text{OC}} = \Delta\omega_m \tau = \Gamma \eta \omega_0 \tau \sqrt{1 + \gamma^2} / Q_{\text{h}} (1 - \gamma \rho). \quad (23)$$

Отметим, что параметр C_{OC} является важным при описании свойств АД, особенно в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн [2]. С учетом (22) выражения для относительных изменений частоты и амплитуды, а также абсолютных изменений частоты колебаний АГ имеют вид:

$$\begin{aligned} \chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) &= -\sin \left[\delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) + \theta \right] - \chi_{\text{III,h}}(t) = -\sin \left\{ 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] - \right. \\ &\quad \left. - C_{\text{OC}} \sin \left\{ 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] + \theta \right\} - C_{\text{OC}} \chi_{\text{III,h}}(t) + \theta \right\} - \chi_{\text{III,h}}(t), \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} a_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) &= \cos \left[\delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) - \psi \right] + a_{\text{III,h}}(t) = \cos \left\{ 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] - \right. \\ &\quad \left. - C_{\text{OC}} \sin \left\{ 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(1)}) \right] + \theta \right\} - C_{\text{OC}} \chi_{\text{III,h}}(t) - \psi \right\} + a_{\text{III,h}}(t), \end{aligned} \quad (25)$$

$$\omega(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(2)}) - \Delta\omega_m \chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}). \quad (26)$$

Шаг 3. На третьем временном интервале, где $t_{\text{h}}^{(3)} \in (3, 4)$, происходит взаимодействие измененных на втором шаге отраженных от объекта локации колебаний с собственными колебаниями АГ. При этом набег фазы отраженного излучения $\delta(t_{\text{h}}^{(3)})$ равен

$$\delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) = \omega(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)})\tau = 2\pi \left[\tau_{\text{h}} + p_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(2)}) \right] - C_{\text{OC}} \chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(2)}). \quad (27)$$

Выражения (12), (13) и (17) с учетом (27) перепишем в виде:

$$\chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) = -\sin \left[\delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) + \theta \right] - \chi_{\text{III,h}}(t), \quad (28)$$

$$a_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) = \cos \left[\delta(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) - \psi \right] + a_{\text{III,h}}(t), \quad (29)$$

$$\omega(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{QM}} f_{\text{m}}(t_{\text{h}}^{(3)}) - \Delta\omega_m \chi_{\text{h}}(\tau_{\text{h}}, t_{\text{h}}^{(3)}). \quad (30)$$

Шаг n . Из анализа результатов выполненных выше решений следует, что общие выражения для расчета требуемых характеристик фазы $\delta(\tau_n, t_n^{(n)})$, относительных изменений частоты $\chi_n(\tau_n, t_n^{(n)})$, амплитуды $a_n(\tau_n, t_n^{(n)})$ и абсолютных изменений частоты $\omega(\tau_n, t_n^{(n)})$ колебаний АГ на n -м шаге, используя решения, полученные на предыдущем $(n - 1)$ -м шаге, можно записать в виде:

$$\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) = \omega(\tau_n, t_n^{(n-1)})\tau = 2\pi \left[\tau_n + p_{\text{ЧМ}} f_m(t_n^{(n-1)}) \right] + C_{\text{OC}} \chi_n(\tau_n, t_n^{(n-1)}), \quad (31)$$

$$\chi_n(\tau_n, t_n^{(n)}) = -\sin \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) + \theta \right] - \chi_{m,n}(t), \quad (32)$$

$$a_n(\tau_n, t_n^{(n)}) = \cos \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) - \psi \right] + a_{m,n}(t), \quad (33)$$

$$\omega(\tau_n, t_n^{(n)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} f_m(t_n^{(n)}) - \Delta\omega_m \chi_n(\tau_n, t_n^{(n)}). \quad (34)$$

Выражения (31)–(34) показывают, что закономерности изменений частоты $\chi_n(t_n^{(n)})$ и амплитуды $a_n(t_n^{(n)})$ колебаний после включения АГ на n -м шаге определяются набегом фазы $\delta(t_n^{(n)})$ отраженной волны за время τ на частоте $\omega(t_n^{(n-1)})$ предыдущего $(n - 1)$ -го шага. Теперь, используя выражения (19)–(34), рассмотрим поведение шумов на последующих шагах в условиях воздействия на АГ отраженного излучения. Для этого из выражений (19)–(34) для фаз $\delta(t_n^{(n)})$ относительных изменений частоты $\chi_n(t_n^{(n)})$ и амплитуды $a_n(t_n^{(n)})$ соответственно вычтем детерминированные составляющие, которые описываются этими же выражениями при отсутствии шумов, когда $a_c(t) = a_s(t) = 0$:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{шум}} &= \delta(\tau_n, t_n^{(n)})_{c+m} - \delta(\tau_n, t_n^{(n)})_c = \\ &= C_{\text{OC}} \left[\chi_n(\tau_n, t_n^{(n-1)})_{c+m} - \chi_n(\tau_n, t_n^{(n-1)})_c \right], \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{шум}} &= \chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{c+m} - \chi_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_c = \\ &= -\sin \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) + \theta \right]_{c+m} + \sin \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) + \theta \right]_c - \chi_{m,n}(t), \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{\text{шум}} &= a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_{c+m} - a_n^{(n)}(\tau_n, t_n^{(n)})_c = \\ &= \cos \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) - \psi \right]_{c+m} - \cos \left[\delta(\tau_n, t_n^{(n)}) - \psi \right]_c + a_{m,n}(t). \end{aligned} \quad (37)$$

Представленный выражениями (35)–(37) подход к определению шумовых характеристик позволяет выделить как аддитивные, так и мультиплексные составляющие шума на выходе автодина. Последние отличаются тем, что присутствуют на выходе автодина только при наличии на входе

АГ излучения, полученного от объекта локации. Далее полученные выше выражения используем для численного анализа особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик в различных условиях работы автодинной СБРЛ миллиметрового диапазона.

Расчет и обсуждение сигнальных и шумовых характеристик

Для дальнейшего анализа сигнальных и шумовых характеристик (18)–(37) с учетом (12)–(17) воспользуемся входящей в пакет MatchCAD подпрограммой, обеспечивающей возможность моделирования ортогональных составляющих $a_c(t)$ и $a_s(t)$ нормального случайного процесса. При этом примем число отсчетов N мгновенных значений шума на каждом интервале равным $N = 1 \cdot 10^5$. Рассмотрим случай высокого отношения сигнал/шум автодинных откликов, полагая в (14) и (15) $L_{c/\text{ш}} = K_{c/\text{ш}} = 1000$. В качестве модулирующей функции $f_m(t)$ изменений частоты генерации АГ с ЧМ примем пилообразный несимметричный закон ЧМ, запись которого имеет вид [10]:

$$f_m(t) = \frac{2}{\pi} \arctg \left[\tg \left(\frac{2\pi\Omega_m t + \pi}{2} \right) \right]. \quad (38)$$

На рис. 2 представлены графики пошаговых автодинных изменений амплитуды (а) частоты (б) колебаний, рассчитанные согласно (18)–(38) при частоте излучаемых колебаний $\omega_0 = 2\pi \cdot 37,5 \cdot 10^9 \text{ c}^{-1}$, девиации частоты $\Delta\omega_{\text{ЧМ}} = 2\pi \cdot 33 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}$, $\Omega_m = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \text{ c}^{-1}$, расстоянии до неподвижного отражателя $D_0 = 15 \text{ м}$ и различных начальных значениях τ_n . При этом автодинные изменения частоты определялись на фоне ЧМ. Верхний ряд графиков $a_h(n)_{c+\text{ш}}$, $\chi_h(n)_{c+\text{ш}}$ получен с учетом наличия сигналов и внутренних шумов АГ (индекс «с+ш»), а нижний $a_h(n)_c$, $\chi_h(n)_c$ — при наличии только сигналов (индекс «с»), без учета шумов. Эти графики характеризуют процесс установления автодинного отклика по изменению амплитуды $a_h = a_h(n)$ и частоты $\chi_h = \chi_h(n)$ колебаний, а также уровня амплитудных и частотных флюктуаций. По горизонтали на графиках отложены порядковые номера n парциальных отражений (номера шагов) ЭМ-излучения после запуска АГ. Каждому n -му шагу соответствует временной интервал с протяженностью, равной времени τ распространения излучения до объекта и обратно, границы которого находятся в промежутке времени $n\tau < t < (n + 1)\tau$. Данный промежуток времени в дальнейшем при необходимости будем называть также «зоной воздействия n -го отражения».

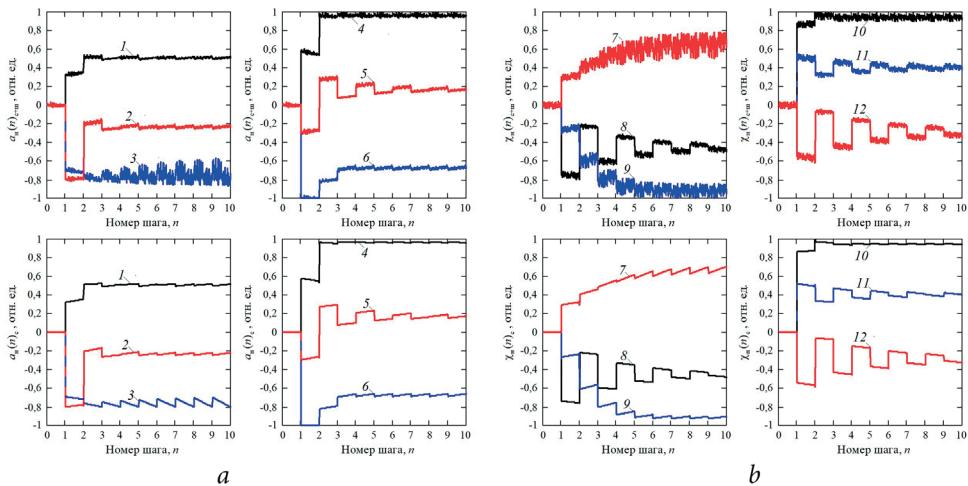


Рис. 2. Графики установления изменений амплитуды (a) и частоты (b) колебаний радиоимпульсного АГ с ЧМ, рассчитанные с учетом внутренних шумов $a_{\text{н}}(n)_{\text{с+ш}}$, $\chi_{\text{н}}(n)_{\text{с+ш}}$ (вверху) и без их учета $a_{\text{н}}(n)_{\text{с}}$, $\chi_{\text{н}}(n)_{\text{с}}$ (внизу) при $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и различных значениях $\tau_{\text{н}}$: $\tau_{\text{н}} = 0,8$ (кривые 1); $\tau_{\text{н}} = 0,6$ (кривые 2); $\tau_{\text{н}} = 0,37$ (кривые 3); $\tau_{\text{н}} = 0,15$ (кривые 4); $\tau_{\text{н}} = 0,7$ (кривые 5); $\tau_{\text{н}} = 0,5$ (кривые 6); $\tau_{\text{н}} = 0,4$ (кривые 7); $\tau_{\text{н}} = 0$ (кривые 8); $\tau_{\text{н}} = 0,3$ (кривые 9); $\tau_{\text{н}} = 0,55$ (кривые 10); $\tau_{\text{н}} = 0,75$ (кривые 11); $\tau_{\text{н}} = 0,95$ (кривые 12)

Fig. 2. Graphs of establishing changes in the amplitude (a) and frequency (b) of radio pulse AG oscillations with FM, calculated taking into account internal noise $a_{\text{н}}(n)_{\text{с+ш}}$, $\chi_{\text{н}}(n)_{\text{с+ш}}$ (above) and without them $a_{\text{н}}(n)_{\text{с}}$, $\chi_{\text{н}}(n)_{\text{с}}$ (below) at $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$, and various values $\tau_{\text{н}}$: $\tau_{\text{н}} = 0,8$ (curves 1); $\tau_{\text{н}} = 0,6$ (curves 2); $\tau_{\text{н}} = 0,37$ (curves 3); $\tau_{\text{н}} = 0,15$ (curves 4); $\tau_{\text{н}} = 0,7$ (curves 5); $\tau_{\text{н}} = 0,5$ (curves 6); $\tau_{\text{н}} = 0,4$ (curves 7); $\tau_{\text{н}} = 0$ (curves 8); $\tau_{\text{н}} = 0,3$ (curves 9); $\tau_{\text{н}} = 0,55$ (curves 10); $\tau_{\text{н}} = 0,75$ (curves 11); $\tau_{\text{н}} = 0,95$ (curves 12)

На графиках рис. 2 видно, что режим стационарных колебаний радиоимпульсного автодина с ЧМ устанавливается после ряда скачкообразных осциллирующих изменений частоты и амплитуды колебаний, так же как и у автодинов без ЧМ [10]. При этом уровни как частотных, так и амплитудных флюктуаций АГ тоже подвержены пошаговым изменениям, характер и величина которых определяются значением $\tau_{\text{н}}$. Например, в случае, когда $\tau_{\text{н}} = 0,3 \dots 0,4$, наблюдается асимптотический рост уровня шума с увеличением номера шага n . Тогда как при иных значениях $\tau_{\text{н}}$ данное явление не наблюдается.

Кроме того, на графиках рис. 2 видно, что на нулевом шаге, когда отраженное излучение еще не вернулось в резонатор АГ, автодинный отклик отсутствует, при этом колебания АГ подвержены шумовой модуляции частоты и амплитуды: $\chi_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(0)}) = -\chi_{\text{ш.н}}(t)$, $a_{\text{н}}(\tau_{\text{н}}, t_{\text{н}}^{(0)}) = a_{\text{ш.н}}(t)$. В этом случае

средняя частота генерации равна частоте ω_0 стационарных колебаний АГ и подвержена ЧМ: $\omega(t_n^{(0)}) = \omega_0 + \Delta\omega_{\text{ЧМ}} f_m(t_n^{(0)})$. Дальнейшее пошаговое формирование автодинного отклика происходит в виде ступенек, когда последующие формирования парциального отклика $\chi_n(t)$ и $a_n(t)$ зависят от вида предшествующих $\chi_n(t-1)$ и $a_n(t-1)$ формирований. При этом из-за ЧМ излучения ступеньки для большинства значений τ_n имеют специфический наклон, который отсутствует у автодинов без частотной модуляции [10, 14].

Вычисления при других значениях параметров АГ и исходных условиях показали, что длительность процесса установления и его характер зависят от величины параметра обратной связи C_{OC} , расстояния до отражателя и параметров АГ (через углы Θ и ψ). При малых значениях параметра обратной связи, когда $C_{\text{OC}} \ll 1$ установление автодинного отклика и уровня шума происходит практически на первом же шаге, когда в резонатор АГ вернулось первое отраженное излучение. С увеличением параметра C_{OC} и приближением его к единице число шагов установления автодинного отклика стремительно возрастает. При некоторых значениях нормированного времени τ_n наблюдается релаксационный процесс установления автодинного отклика (см. кривые 5, 8, 9, 11 и 12).

Результаты расчета модулирующей функции ЧМ $f_m(t)$, автодинных изменений частоты $\chi_n(t_n)$ и амплитуды $a_n(t_n)$ колебаний АГ, полученных из (19)–(37) для первых шести шагов ($n = 1, 2, \dots, 6$) при отсутствии шумов $\chi_{\text{ш}}(t) = a_{\text{ш}}(t) = 0$, представлены на рис. 3. На этом же рисунке приведены соответствующие указанным характеристикам графики относительных изменений среднеквадратических уровней^{*} частотного $q_{\text{пп}}(t_n) = \overline{|\chi_n(t_n)|^2} / |\overline{\chi_n(t)}|$ и амплитудного $q_{\text{пп}}(\tau_n, t) = \overline{|a_n(t_n)|^2} / \overline{|a_n(t)|}$ шумов, рассчитанные согласно (36) и (37), где $\overline{|\chi_n(t)|}$ и $\overline{|a_n(t)|}$ — средние значения соответствующих шумов на интервале периода автодинного сигнала. Данные характеристики получены путем фиксации их мгновенных значений на n -м шаге с последующей экстраполяцией этих значений при перемещении отражающего объекта в n -й зоне воздействия. Расчеты выполнялись при принятых выше значениях γ , ρ и величине параметра обратной связи $C_{\text{OC}} = 0,8$.

Из полученных характеристик следует, что в первой зоне воздействия отраженного излучения, когда оно соответствует режиму стационарных колебаний АГ, сигнальные характеристики $\chi_n(t_n)$ и $a_n(t_n)$ имеют вид гармонических функций от нормированного времени t_n , а шумовым характеристикам характерно постоянство уровня и его соответствие уровню шумов

* Усреднение по «времени» при моделировании производилось на интервале ± 10 отсчетов мгновенных значений шума.

Е. В. Богатырев, Д. С. Вишняков, К. А. Игнатков, О. А. Кувшинов, В. Я. Носков
Сигнальные и шумовые характеристики радиоимпульсных автодинов с линейной частотной модуляцией миллиметрового диапазона

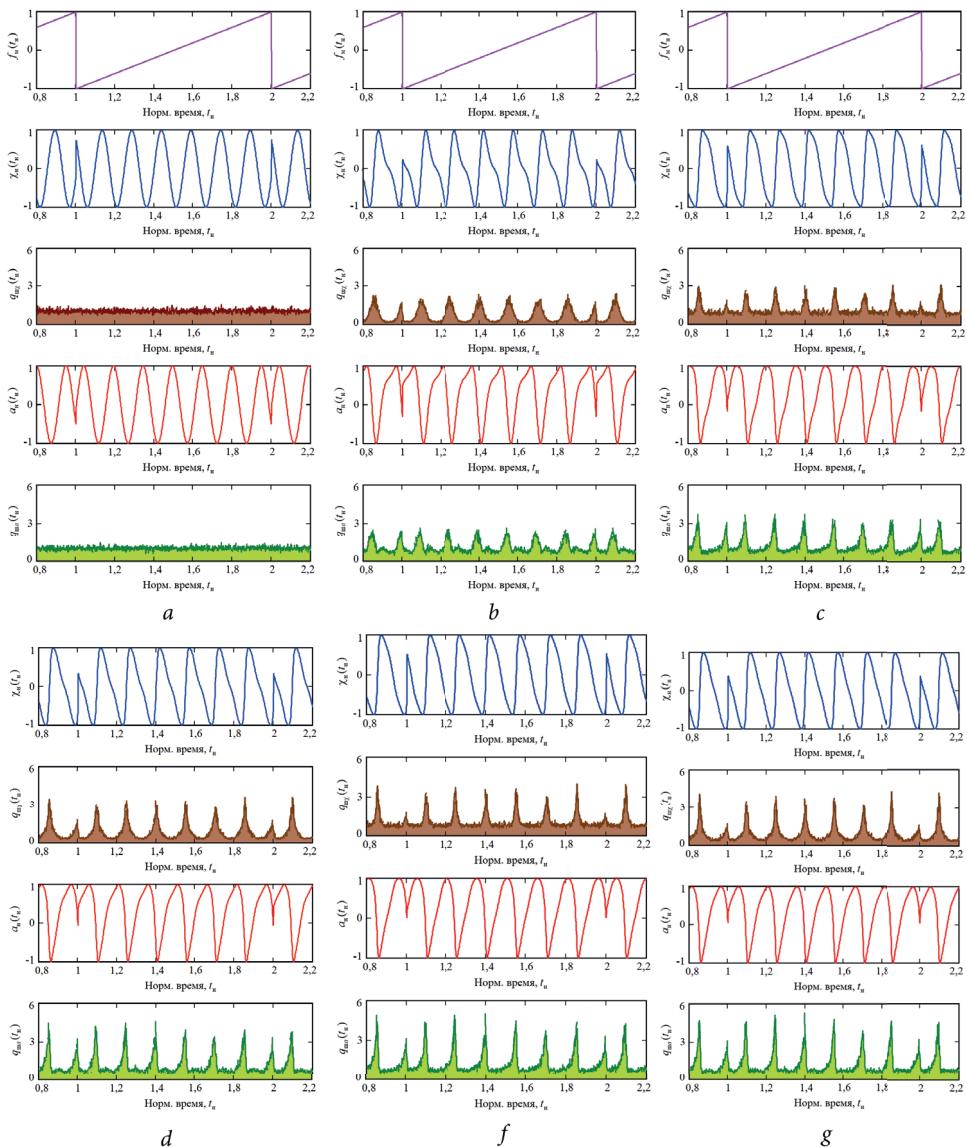


Рис. 3. Графики $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ и относительных уровней частотного $q_{III+}^{(n)}(\tau_n, t)$ и амплитудного $q_{IIIa}^{(n)}(\tau_n, t)$ шумов радиоимпульсного автодина с ЧМ для первых шести шагов, рассчитанные при значениях $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ и $C_{OC} = 0,8$

Fig. 3. Graphs $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ and relative levels of frequency $q_{III+}^{(n)}(\tau_n, t)$ and amplitude $q_{IIIa}^{(n)}(\tau_n, t)$ noise of the radio pulse autodyne with FM for the first six steps, calculated at values $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$ and $C_{OC} = 0,8$

автономного генератора (рис. 3 a). При этом в первой зоне воздействия изменения мгновенной частоты колебаний АГ вызывают соответствующие нелинейные деформации набега фазы $\delta(t_n^{(2)})$ на втором шаге (22), которые являются причиной формирования ангармонических изменений частоты и амплитуды колебаний АГ с ЧМ. Еще одним следствием деформации фазовой характеристики $\delta(t_n^{(2)})$ является появление периодической нестационарности уровня как частотного $q_{\text{ш}\chi}(t_n^{(2)})$, так и амплитудного $q_{\text{ш}a}(t_n^{(2)})$ шума АГ (рис. 3 b). При этом один из скатов характеристики $\chi_n(t_n^{(2)})$ выглядит более крутым (с положительной производной), а второй — более пологим. При этом происходит формирование специфических искажений характеристики автодинных изменений амплитуды $a_n(t_n^{(2)})$ колебаний. Данные изменения формы $\chi_n(t_n^{(2)})$ оказывают влияние также на поведение фазовой характеристики $\delta(t_n^{(3)})$ третьего шага, вызывая дальнейшее увеличение ее крутизны на первом скате и появление прогиба — на втором.

Как видно на графиках рис. 3 c , изменения фазы $\delta(t_n^{(3)})$ третьего шага вызывают дополнительные изменения формы частотных $\chi_n(t_n^{(3)})$ и амплитудных $a_n(t_n^{(3)})$ характеристик, а также рост и обострение пиков шумовых характеристик $q_{\text{ш}\chi}(t_n)$ и $q_{\text{ш}a}(t_n)$ третьей зоны воздействия отраженного излучения. Последующие отражения ЭМ излучения от объекта локации продолжают описанную тенденцию формирования автодинных характеристик с ангармоническими искажениями. При этом формирование шумовых характеристик с периодической нестационарностью среднеквадратических значений уровня частотного $q_{\text{ш}\chi}(t_n)$ и амплитудного $q_{\text{ш}a}(t_n)$ шума продолжается с увеличением и обострением пиков в области, где характеристика $\chi_n(t_n)$ имеет наибольшее значение положительной крутизны.

Вычисления характеристик с иными значениями параметра C_{OC} показали, что в случаях, когда $C_{\text{OC}} < 1$, рассматриваемый процесс пошагового формирования автодинного отклика завершается видом характеристик $\chi_n(t_n)$ и $a_n(t_n)$, который соответствует непрерывному режиму работы АГ [2]. При этом необходимо отметить, что чем больше величина параметра C_{OC} , тем большее число шагов требуется для достижения установленного режима. Так, например, при величине $C_{\text{OC}} = 0,8$ установление автодинного отклика достигается примерно на десятом шаге.

Как показано в работе [14], на участках значений t_n , где производная $d\chi_n(t_n)/dt_n > 0$, в системе «генератор — объект локации» действует своего рода положительная обратная связь, стимулирующая дальнейший рост величины автодинных изменений частоты $\chi_n(t_n)$. Поэтому на этих участках значений t_n наблюдается релаксационный процесс установления автодинного отклика и уровня шума. На участках значений t_n , где $d\chi_n(t_n)/dt_n < 0$,

действует отрицательная обратная связь, которая «противодействует» релаксационному процессу. В этом случае наблюдается ступенчатый сравнительно быстрый процесс установления автодинного отклика и уровня шумов (см. соответствующие кривые на рис. 2).

«Глубина обратной связи» и, соответственно, продолжительность процесса установления в целом (число n) и его характер зависят также от внутренних параметров АГ с ЧМ. В гипотетическом случае изохронного и изодромного АГ, у которого $\gamma = \rho = 0$, формирование автодинного отклика и шумовых характеристик по изменению амплитуды $a_n(n)$ и частоты $\chi_n(n)$ генерации происходит независимо, а продолжительность процесса установления заметно меньше, чем у неизохронного и неизодромного АГ.

В случае, когда величина параметра $C_{OC} > 1$, автодинные $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ и шумовые $q_{\text{ш}\chi}(t_n)$, $q_{\text{ш}a}(t_n)$ характеристики в зоне первого отражения ($n = 1$) ничем не отличаются от случая, когда $C_{OC} < 1$, то есть они имеют вид синусоидальных функций, а шум является стационарным. Это означает, что в первой зоне воздействия автодинной системы происходит линейное формирование сигнальных характеристик с частотой Доплера при любом значении C_{OC} .

Однако последующие парциальные отражения при величине $C_{OC} > 1$ вызывают значительные усложнения сигнальных автодинных характеристик и резкий рост нестационарности и уровня шумов. Процесс формирования автодинного отклика с увеличением числа шагов в указанных условиях теряет периодичность характеристик и в пределе переходит в режим формирования квазихаотических колебаний, в котором наблюдается «рассыпание» спектра выходного сигнала [21–23]. В качестве примера на рис. 4 представлены автодинные $\chi_n(t_n)$, $a_n(t_n)$ и шумовые $q_{\text{ш}\chi}(t_n)$, $q_{\text{ш}a}(t_n)$ характеристики, рассчитанные при: $n = 10$ и $C_{OC} = 2$.

Таким образом, из результатов выполненных расчетов следует, что в первой зоне воздействия на АГ отраженного излучения от точечного движущегося объекта локации при любой величине параметра C_{OC} обратной связи происходит формирование автодинных сигналов квазигармонической формы. При этом выходной шум радиоимпульсных автодинов соответствует уровню собственных шумов АГ и является стационарным. Сигналы, полученные от отражателя в последующих зонах воздействия в условиях, когда величина параметра C_{OC} обратной связи соизмерима с единицей, имеют ангармонические искажения, а выходной шум при этом становится периодически нестационарным. Для всех временных диаграмм сигнальных характеристик в общем случае характерно в моменты начала и конца цикла модуляции наличие скачка фазы. Только в случае целого

числа периодов автодинных характеристик, укладывающихся на период модуляции, скачки фазы отсутствуют.

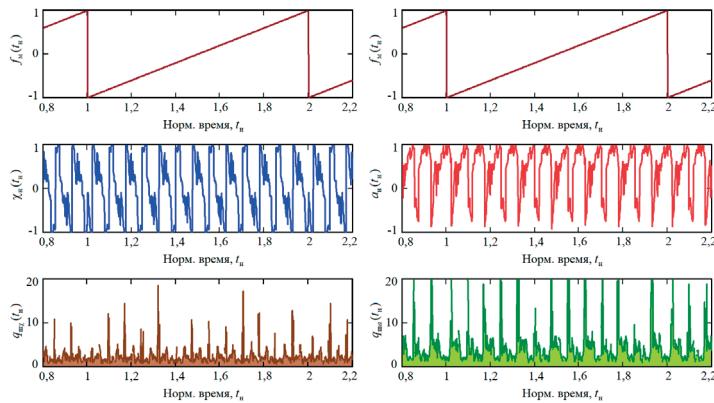


Рис. 4. Графики частотных $\chi_h(t_n)$, амплитудных $a_h(t_n)$ и шумовых $q_{wx}(t_n)$, $q_{wa}(t_n)$ характеристик автодина с ЧМ, рассчитанные при значениях: $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$, $n = 10$ и $C_{OC} = 2$

Fig. 4. Graphs of frequency $\chi_h(t_n)$, amplitude $a_h(t_n)$, and noise $q_{wx}(t_n)$, $q_{wa}(t_n)$ characteristics of the FM autodyne, calculated at values: $\gamma = 1$, $\rho = -0,2$, $n = 10$ and $C_{OC} = 2$

Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования особенностей формирования сигнальных и шумовых характеристик автодинных СБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией проводились на экспериментальной установке, структурная схема которой представлена на рис. 5. Основным объектом исследований является гибридно-интегральный СВЧ-модуль 8-мм диапазона «Тигель-08М» [24]. Данный модуль отличается от обычных модулей «Тигель-08» топологией диодной вставки. На поликоровой подложке этой вставки предусмотрена возможность установки в щелевой резонатор параллельно двух чипов с развязкой их цепей смещения. В качестве первого чипа используется планарный диод Ганна типа АА768Д, а в качестве второго — варикап ЗА637А-6 [25]. Выходная мощность излучения составляла 25 мВт, центральная частота 37,5 ГГц, электрическая перестройка частоты — до 600 МГц.

Исследуемый автодинный СВЧ-модуль связан с доплеровским имитатором ДИ [26] волноводным трактом ВТ, в котором находятся также направленный ответвитель НО и переменный аттенюатор Att (рис. 5). Волноводный тракт ВТ требуемой протяженности предназначен для мо-

делирования запаздывания отраженного излучения, а аттенюатор Att — затухания излучения, распространяющегося в пространстве до объекта локации и обратно. Боковое плечо направленного ответвителя HO подключено к входу переносчика частоты ПЧ, выход которого соединен с входом анализатора спектра АС типа USB-SA44B, связанным с персональным компьютером ПК через USB-кабель.

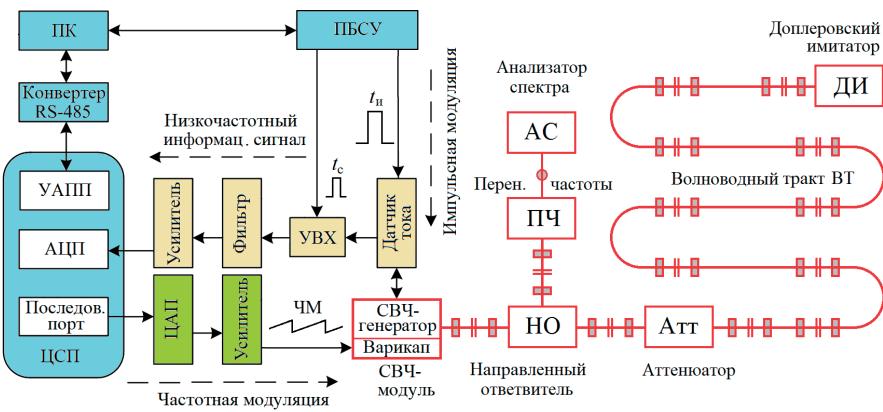


Рис. 5. Функциональная схема стенда для экспериментальных исследований автодинных СБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией

Fig. 5. Functional diagram of the stand of experimental studies of autodyne SRSS with simultaneous pulse and frequency modulation

Структурная схема автодинной СБРЛ, обеспечивающей одновременную импульсную и частотную модуляцию излучения, включает в себя центральный сигнальный процессор ЦСП, программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ, датчик тока, устройство «выборки-хранения» УВХ, два усилителя, фильтр и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП.

Центральный сигнальный процессор ЦСП, выполняющий одновременно функции формирования закона ЧМ излучаемого сигнала и первичной обработки автодинных сигналов реализован на основе цифрового сигнального процессора TMS320F2808 фирмы Texas Instrument. В составе процессора использованы следующие блоки: аналого-цифровой преобразователь АЦП; приемопередатчик шины последовательного порта, управляющий работой цифро-аналогового преобразователя ЦАП; универсальный асинхронный приемопередатчик УАПП, который осуществляет обмен информацией с блоком индикации и управления; высокоскоростное вычислительное ядро, выполняющее все функции цифровой обработки сигнала (спектральный анализ, цифровую фильтрацию сигнала, анализ

сигнала и формирование данных для индикации). Блок ЦАП предназначен для формирования пилообразного закона модулирующего напряжения, подаваемого на варикап СВЧ-модуля через усилитель.

Программируемый блок синхронизации и управления ПБСУ реализован на микросхеме Si5368 фирмы Silicon Laboratories, содержащей опорный тактовый генератор и два независимых программируемых умножителей/делителей частоты и формирователей импульсов с низким дрожанием фазы выходных колебаний в диапазоне частот от 2 кГц до 1,4 ГГц (см. сайт: <http://www.silabs.com>). ПБСУ вырабатывает две последовательности импульсов. Первая, предназначенная для импульсной модуляции излучения АГ, поступает в цепь питания СВЧ-модуля через датчик тока. Вторая последовательность импульсов длительностью t_c , предназначенная для временной селекции и выделения автодинного сигнала, поступает на управляющий вход схемы «выборки-хранения» УВХ.

Формируемый в СВЧ-модуле радиосигнал направляется в волноводный тракт ВТ сечением $7,2 \times 3,4$ мм². Время запаздывания отраженного излучения в ВТ рассчитывалось по формуле:

$$\tau = 2l_{\text{в}} / c \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{kp}})^2},$$

где $l_{\text{в}}$ — протяженность ВТ; λ_{kp} — критическая длина волны волновода.

Излучение, отраженное от имитатора ДИ, попадает обратно в СВЧ-модуль и вызывает в нем автодинный эффект — изменения амплитуды и частоты колебаний, а также среднего значения тока диода Ганна. Последние регистрируются в цепи питания с помощью датчика тока, выполненного в виде широкополосного трансформатора, преобразующего автодинные изменения тока в напряжение выходного сигнала. Полученный таким образом сигнал имеет вид последовательности импульсов, амплитуда которых определяется значениями модуля и фазы коэффициента отражения, приведенного к выходному фланцу СВЧ-модуля. Посредством устройства «выборки-хранения» эта последовательность путем запоминания амplitуды импульсов и ее «растягивания» на период повторения преобразуется в сигнал ступенчатой формы. Далее ступенчатый сигнал, проходя через фильтр и усилитель, сглаживается и поступает на АЦП процессора ЦСП.

Вычислительным ядром ЦСП сначала производится предварительная фильтрация сигнала. Она служит для подавления паразитной АМ при ЧМ и отражений от близких объектов, информация от которых не представляет интереса. Для этого к исходному сигналу применяется алгоритм «скользящее среднее», который выступает в качестве фильтра нижних ча-

стот [8]. После выделения низкочастотных составляющих этим фильтров они вычитаются из исходного сигнала.

Дальнейшая обработка сигнала выполнялась на персональном компьютере (ПК) с помощью программного обеспечения, построенного на базе подхода Lab View компании National Instruments. Для этого полученные результаты анализа сигнала из ЦСП передавались через универсальный асинхронный приемопередатчик УАПП и преобразователь RS-485 на ПК. Путем перепрограммирования ПБСУ в ПК задавались длительности импульсов t_u запуска АГ, селекторных импульсов t_c управления схемой выборки-хранения и время t_s задержки строб-импульса относительно переднего фронта радиоимпульса, период повторения T_n импульсов, а также временные и амплитудные параметры формируемых в ЦСП модулирующих функций ЧМ.

Предварительно СВЧ-модуль настраивался в режиме непрерывной генерации на максимальный энергетический потенциал по соотношению сигнал/шум путем изменения связи с нагрузкой и вариацией напряжения питания. В этом же режиме с помощью анализатора спектра АС (рис. 5) определялась величина автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m$ при включенном имитаторе ДИ. Величина этой девиации $\Delta\omega_m$ устанавливалась с помощью регулируемого аттенюатора Att. После завершения настройки генератор переводился в режим радиоимпульсного излучения с амплитудой модулирующих импульсов, равной выбранному напряжению питания при непрерывной генерации.

Исследования особенностей сигналов АГ с пилообразной несимметричной ЧМ в зависимости от порядкового номера парциального отражения излучения выполнялись при величине C_{oc} порядка 0,8, длительности радиоимпульсов 500 нс, величине девиации частоты 30 МГц и расстоянии до углкового отражателя 10 м. Результаты экспериментов в виде осциллографм модулирующей функции и автодинных сигналов, полученных для первой ($t_3 = 80$ нс), второй ($t_3 = 160$ нс), третьей ($t_3 = 240$ нс), четвертой ($t_3 = 320$ нс), пятой ($t_3 = 400$ нс) и шестой ($t_3 = 480$ нс) зон воздействия отраженного излучения, представлены на рис. 6.

В моменты начала и конца цикла модуляции, как видно на осциллографмах рис. 6, сигналы претерпевают скачок фазы. Если подобрать величину девиации ЧМ такой, что на период модуляции приходится целое число периодов автодинного сигнала, тогда скачек фазы отсутствует. Из сравнения полученных осциллографм с приведенными на рис. 3 временными диаграммами следует качественное соответствие экспериментальных результатов и теоретически предсказанной формы автодинных сигналов.

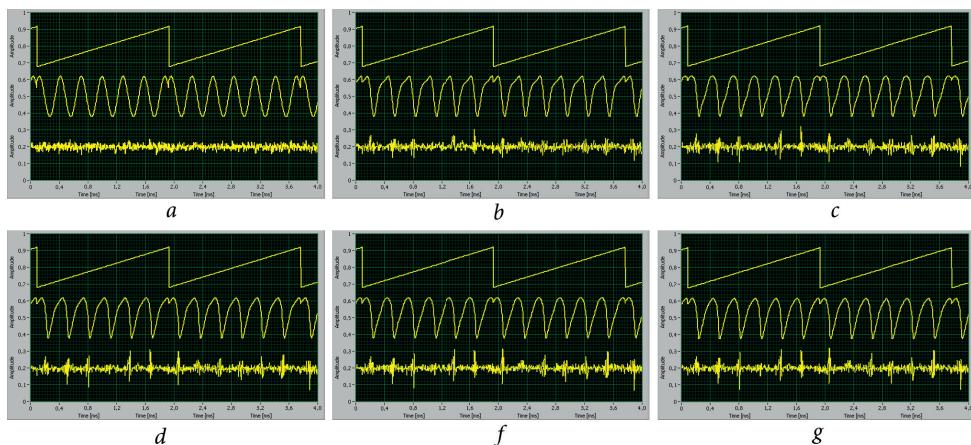


Рис. 6. Осциллограммы автодинных сигналов радиоимпульсного генератора с пилообразной несимметричной ЧМ, полученные от одиночного отражателя, установленного на расстоянии 10 м для зон воздействия отраженного излучения с первой (*a*) по шестую (*g*)

Fig. 6. Waveforms of the autodyne signals of the radio pulse oscillator with the sawtooth asymmetric FM, obtained from the single reflector installed at the distance of 10 m for the zones of influence of reflected radiation from the first (*a*) to the sixth (*g*)

Таким образом, полученные результаты экспериментальных исследований генераторного СВЧ-модуля «Тигель-08М», полностью подтверждают выводы теоретического анализа и свидетельствуют об адекватности рассмотренной математической модели одночастотного радиоимпульсного автодина с ЧМ излучения.

Заключение

В результате выполненных исследований радиоимпульсного автодина с ЧМ установлено, что переходный процесс установления автодинного отклика, начинающийся с воздействия на генератор первого парциального отражения собственного излучения от объекта локации, вызывает изменения параметров автоколебаний (частоты и амплитуды) в соответствии с синусоидальным законом. При этом уровень шума на выходе автодина сохраняет постоянное значение, определяемое собственными шумами стационарного режима автономного СВЧ-генератора. На данном шаге автодинные СБРЛ с одновременной импульсной и частотной модуляцией сохраняют линейность преобразования собственного излучения, отраженного от объектов локации, в автодинный сигнал. Поэтому по своим

свойствам радиоимпульсные автодины с ЧМ на первом шаге приема аналогичны гомодинным системам, у которых передатчик и приемник развязаны между собой. Данное свойство является достаточно важным для практики применения радиоимпульсных автодинов с ЧМ, поскольку в этом случае обеспечивается также наиболее широкий динамический диапазон СБРЛ, что является востребованным для повышения устойчивости системы к воздействию помех.

Последующие отражения ЭМ излучения от объекта локации в случае, когда параметр обратной связи C_{OC} соизмерим с единицей, вызывают ангармонические искажения формы автодинного сигнала, а также появление периодической нестационарности среднеквадратического уровня шума на сигнальном выходе АГ с ЧМ. Нестационарность шума, которая начинается со второго воздействия отраженного излучения, проявляется в росте и обострении пиков шумовых характеристик с каждым шагом. При этом, как показал анализ сигнальных характеристик, положение этих пиков соответствует области с наибольшей крутизной частотной характеристики автодина.

Длительность переходного процесса парциального установления автодинного отклика и шумовых характеристик при воздействии отраженных излучений существенно зависят от величины параметра обратной связи C_{OC} системы «генератор — объект локации». В случае, когда значение параметра C_{OC} обратной связи значительно меньше единицы, формирование установившихся значений автодинных сигналов и шумовых характеристик происходит сразу при приходе первого отражения, причем сигналы имеют гармоническую форму, а уровень шума является постоянным. В случаях, когда параметр обратной связи C_{OC} соизмерим с единицей, процесс пошагового установления автодинного отклика тем дольше, чем больше величина этого параметра. В случае, когда величина параметра C_{OC} больше единицы, парциальные отражения, начиная со второго, вызывают значительные усложнения автодинных характеристик с потерей их периодичности, а также существенный рост нестационарности и уровня шума.

Полученные результаты выполненных исследований значительно расширяют известные представления о сигнальных и шумовых процессах в радиоимпульсных автодинах с частотной модуляцией. Эти результаты необходимо учитывать при разработке алгоритмов обработки сигналов и использовании радиоимпульсных автодинов во вновь создаваемых СБРЛ с ЧМ миллиметрового диапазона. Перспективы дальнейшего развития данного направления мы связываем с исследованием возможности применения в качестве радиоимпульсных автодинов управляемых по частоте

СВЧ-генераторов, например, цифровой системой частотно-фазовой автоподстройки синтезатора частоты [27].

Список литературы / References

1. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 11. Основы реализации автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2019;(2):5–33. DOI 10.18127/j20700784-201902-01.
2. Noskov V. Ya., Smolsky S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupakhin A. P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its' application. Part 11. Fundamentals of autodyne implementation. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2019;(2):5–33. DOI 10.18127/j20700784-201902-01. (In Russ.)
3. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*. Саратов: Изд-во Саратовского ун-та; 2003. 312 с.
4. Usanov D. A., Skripal Al. V., Skripal An. V. *Physics of semiconductor radio frequency and optical autodynes*. Saratov: Publishing House of Saratov University; 2003. 312 p. (In Russ.)
5. Usanov D. A., Skripal A. V., Skripal, A. V., Postelga A. E. A microwave autodyne meter of vibration parameters. *Instruments and Experimental Techniques*. 2004;47(5):689–693. DOI 10.1023/B:INET.0000043882.16801.3a.
6. Alidoost S., Sadeghzade R., Fatemi R. Autodyne system with a single antenna. In: *Proceedings of the 11-th International Radar Symposium (IRS 2010)*. 16–18 June 2010. Vilnius, Lithuania. IEEE; 2010. P. 406–409.
7. Usanov D. A., Postelga A. E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal. *Biomedical Engineering*. 2011;45(1):6–8. DOI 10.1007/s10527-011-9198-9.
8. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Chupahin A. P. Application of two-diode autodynes in devices for radiowave control of product dimensions. *Measurement Techniques*. 2016;59(7):715–721. DOI 10.1007/s11018-016-1035-9.
9. Чернявский А. Ж., Данилин С. А., Ворох Д. А., Данилин А. И. Применение первичных автодинных СВЧ преобразователей для диагностирования установок и оборудования энергетического и транспортного машиностроения. *Датчики и системы*. 2021;(3):23–36. DOI <https://doi.org/10.25728/datsys.2021.3.3>.
10. Chernyavsky A. Zh., Danilin S. A., Vorokh D. A., Danilin A. I. Application of primary autodyne microwave transducers for diagnosing of machines and equipment of

- power and transport engineering. *Sensors and systems.* 2021;(3):23–36. DOI <https://doi.org/10.25728/datsys.2021.3.3>. (In Russ.)
8. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С., Ермак Г. П., Закарлюк Н. М., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2016;(3):32–86.
 Noskov V. Ya., Varavin A. V., Vasiliev A. C., Ermak G. P., Zakarlyuk N. M., Ignatkov K. A., Smolsky S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications. *Achievements of Modern Radioelectronics.* 2016;(3):32–86. (In Russ.)
9. Второпин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2009;(3):3–50.
 Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolsky S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter range and their application. Part 5. Research of autodynes with frequency modulation. *Achievements of Modern Radioelectronics.* 2009;(3):3–50. (In Russ.)
10. Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 6. Исследования радиоимпульсных автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2009;(6):3–51.
 Noskov V. Ya., Smolsky S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter range and their applications. Part 6. Research of radio pulse autodynes. *Achievements of Modern Radioelectronics.* 2009;(6):3–51. (In Russ.)
11. Комаров И. В., Смольский С. М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. М.: Горячая линия-Телеком; 2010. 366 с.
 Komarov I. V., Smolsky S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar.* Norwood, MA, USA: Artech House; 2003. 289 p.
12. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 14. Автодины с амплитудно-частотной модуляцией. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2022;76(8):17–51. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202208-02>.
 Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Galeev R. G., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its applications. Part 14. Autodynes with amplitude-frequency modulation.

- Achievements of modern radioelectronics. *Achievements of modern radioelectronics.* 2022;76(8):17–51. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202208-02>. (In Russ.)
13. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г., Игнатков К. А., Шайдуров К. Д. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 15. Сигнальные и шумовые характеристики автодинов с частотной модуляцией. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2022;76(9):15–55. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202209-02>.
- Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Galeev R. G., Ignatkov K. A., Shaidurov K. D. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its applications. Part 15. Signal and noise characteristics of frequency-modulated autodynes. *Achievements of modern radioelectronics.* 2022;76(9):15–55. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202209-02>. (In Russ.)
14. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Галеев Р. Г., Игнатков К. А., Вишняков Д. С. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 17. Переходные процессы радиоимпульсных автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2023;77(11):5–36. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202311-01>.
- Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Galeev R. G., Ignatkov K. A., Vishnyakov D. S. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its applications. Part 17. Transients of radio-pulse autodynes. *Achievements of modern radioelectronics.* 2023;77(11):5–36. DOI <https://doi.org/10.18127/j20700784-202311-01>. (In Russ.)
15. Носков В. Я., Богатырев Е. В., Игнатков К. А. Принцип построения бортового радиолокационного датчика для обнаружения быстродвижущихся целей. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2019;(12):16–22. DOI 10.18127/j20700784-201912-03. (In Russ.)
- Noskov V. Ya., Bogatyrev E. V., Ignatkov K. A. Principle of constructing an airborne radar sensor for detecting fast-moving targets. *Uspehi sovremennoi radioelektroniki (Achievements of Modern Radioelectronics).* 2019;(12):16–22. DOI 10.18127/j20700784-201912-03. (In Russ.)
16. Kurokawa K. Injection locking of microwave solid-state oscillators. In: *Proceedings of the IEEE.* 1973;61(10):1386–1410. DOI 10.1109/PROC.1973.9293.
17. Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Мишин Д. Я., Чупахин А. П. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 10. Основы анализа и расчета параметров автодинов с учетом шумов. *Успехи современной радиоэлектроники.* 2018;(3):18–52.

- Noskov V. Ya., Smolsky S. M., Ignatkov K. A., Mishin D. Ya., Chupakhin A. P. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and mm-wave ranges and its applications. Part 10. Fundamentals of analysis and calculation of autodyne parameters taking noises into account. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2018;(3):18–52. (In Russ.)
18. Гершензон Е. М., Туманов Б. Н., Бузыкин В. Т., Калыгина В. М., Левит Б. И. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах. *Радиотехника и электроника*. 1982;27(1):104–112.
- Gershenson E. M., Tumanov B. N., Buzykin V. T., Kalygina V. M., Levit B. I. General characteristics and features of the autodyne effect in self-oscillators. *Radiotekhnika i elektronika*. 1982;27(1):104–112. (In Russ.)
19. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 7. Динамика формирования автодинных и модуляционных характеристик. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2013;(6):3–52.
- Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter-wave ranges and their application. Part 7. Dynamics of formation of autodyne and modulation characteristics. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2013;(6):3–52. (In Russ.)
20. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. About applicability of quasi-static method of autodyne systems analysis. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2014;57(3):139–148. DOI 10.3103/S0735272714030054.
21. Дамгов В. Н., Ланда П. С., Перминов С. М., Шаталова Г. Г. Стохастические автоколебания в генераторе с дополнительной запаздывающей обратной связью. *Радиотехника и электроника*. 1986;31(4):730–733.
- Damgov V. N., Landa P. S., Perminov S. M., Shatalova G. G. Stochastic self-oscillations in an oscillator with additional delayed feedback. *Soviet Journal of Communications Technology and Electronics*. 1986;31(8):124–127.
22. Kulik V. V., Lukin K. A., Rakitynsky V. A. Autodyne effect in weak-resonant BWO with chaotic dynamics. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. 1998;19(3):427–440. DOI <https://doi.org/10.1023/A:1022555609669>.
23. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Dynamics of autodyne response formation in microwave oscillators. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2013;56(5):227–242. DOI 10.3103/S0735272713050026.
24. Второпин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2006;(12):3–30.

- Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolsky S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 1. Design and technological achievements. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2006;(12):3–30. (In Russ.)
25. Наливайко Б. А., Берлин А. С., Божков В. Г., Вейц В. В., Гермогенова Г. П., Либерман Л. С., и др. *Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды: Справочник*. Б. А. Наливайко (ред.). Томск: МГП РАСКО; 1992. 223 с.
26. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2007;(7):3–33.
- Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolsky S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental research. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2007;(7):3–33. (In Russ.)
27. Кувшинов О. А., Игнатков К. А., Носков В. Я. Применение системы ФАПЧ синтезатора частоты для регистрации автодинного отклика СВЧ генераторов. В: Скрипаль Ал. В. (ред.). *Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцевого и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами. Сборник статей двенадцатой Всероссийской научной школы-семинара*. Саратов: Саратовский источник; 2025. С. 313–320.

Информация об авторах

Богатырев Евгений Владимирович — кандидат технических наук, заместитель генерального директора по научно-техническому развитию АО «НПП «Радиосвязь», доцент кафедры радиотехники Сибирского федерального университета, Красноярск, Россия.

Вишняков Даниил Сергеевич — аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия.

Игнатков Кирилл Александрович — кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, заместитель директора Института радиоэлектроники и информационных технологий по науке, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия.

Кувшинов Олег Александрович — ассистент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия.

Носков Владислав Яковлевич — доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Россия.

Information about the authors

Evgeny V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Deputy General Director for Scientific and Technical Development of JSC NPP Radiosvyaz, Associate Professor, Department of Radio Engineering, Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia.

Daniil S. Vishnyakov, Postgraduate Student, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Russia.

Kirill A. Ignatkov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Deputy Director of the Institute of Radioelectronics and Information Technology for Science, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Russia.

Oleg A. Kuvshinov, Assistant Professor, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Ural Federal University named after the First President of Russia B. N. Yeltsin, Russia.

Vladislav Ya. Noskov, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Professor of the Department of Radioelectronics and Telecommunications, Ural Federal University named after the First President of Russia B. N. Yeltsin, Russia.

Поступила / Received: 29.07.2025

Принята в печать / Accepted: 04.09.2025

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.003**УДК** 654.16, 623.618, 004.031.2

О совершенствовании синтеза матрицы переходных вероятностей конечной марковской цепи, описывающей процесс информационного обмена в соединении типа «точка — точка» методом фиктивных состояний

А. А. Москвин 

АО «Корпорация «Комета», Российская Федерация,

115068, Москва, ул. Велозаводская, 5

 moskvin375@rambler.ru

Аннотация. Особенностью процесса информационного обмена в сетях передачи данных является его случайность. Традиционно такой процесс моделируется на основе теории конечных марковских цепей. При этом классический подход к определению характеристик процесса доведения сообщений не позволяет учитывать реальное время происходящих событий. Этот недостаток устраняется использованием метода фиктивных состояний. В предшествующих публикациях по указанной тематике сформулированы правила автоматизированного синтеза матрицы переходных вероятностей поглощающей конечной марковской цепи с использованием метода фиктивных состояний при моделировании процесса доведения однопакетного сообщения в сетях передачи данных с соединением типа «точка — точка». В настоящей работе проведен анализ закономерностей построения матрицы переходных вероятностей при доведении многопакетных сообщений методом попакетного квитирования, обоснованы и сформулированы правила автоматизированного синтеза данной матрицы, являющиеся результатом проведенного исследования. Рассмотрено использование предложенных правил для нахождения вероятностно-временных характеристик информационного обмена между узлами сети.

Ключевые слова: сеть передачи данных, пакет, квитанция, многопакетное сообщение, поглощающая конечная марковская цепь, фиктивное состояние, матрица переходных вероятностей

Для цитирования: Москвин А. А. О совершенствовании синтеза матрицы переходных вероятностей конечной марковской цепи, описывающей про-

A. A. Moskvin
On Improving the Synthesis of the Transition Probability Matrix of the Finite Markov Chain Describing the Process of Information Exchange in the Point-to-Point Connection by the Method of Fictitious States

цесс информационного обмена в соединении типа «точка — точка» методом фиктивных состояний. *Ural Radio Engineering Journal.* 2025;9(3):279–298. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.003.

On Improving the Synthesis of the Transition Probability Matrix of the Finite Marcov Chain Describing the Process of Information Exchange in the Point-to-Point Connection by the Method of Fictitious States

A. A. Moskvin 

JSC Corporation «Kometa», 5 Velozavodskaya Str.,
Moscow, 115068, Russian Federation
 moskvin375@rambler.ru

Abstract. The peculiarity of the information exchange process in data transmission networks is its randomness. Traditionally, such a process is modeled based on the theory of finite Markov chains. At the same time, the classical approach to determining the characteristics of the message delivery process does not allow taking into account the real time of the events. This drawback is eliminated by using the fictitious state method. In previous publications on this topic, rules for the automated synthesis of the transition probability matrix of the absorbing finite Markov chain were formulated using the fictitious state method when modeling the process of delivering a single-packet message in data transmission networks with a point-to-point connection. In this paper, the analysis of the patterns of constructing the transition probability matrix when delivering multi-packet messages using the packet-by-packet acknowledgement method is accomplished, and the rules for the automated synthesis of this matrix, which are the result of the study, are substantiated and formulated. The use of the proposed rules for finding the probabilistic-temporal characteristics of information exchange between network nodes is considered.

Keywords: data transmission network, packet, receipt, multi-packet message, absorbing finite Markov chain, fictitious state, transition probability matrix

For citation: Moskvin A. A. On improving the synthesis of the transition probability matrix of the finite Marcov chain describing the process of information exchange in a Point-to-Point connection by the method of fictitious states. *Ural Radio Engineering Journal.* 2025;9(3):279–298. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.001

Введение

Большинство сетей передачи данных (СПД) в настоящее время основано на пакетной коммутации. Для реализации в таких СПД заданных алгоритмов функционирования, сообщения, передаваемые между потребителями, фрагментируются на протокольные единицы данных, которые в общем случае называются пакетами. В процессе доставки пакетов сообщений возможны их искажения или потери, что приводит к коллизиям при доведении информации.

Оценивание своевременности и надежности информационного обмена (ИО) в СПД осуществляется вероятностно-временными характеристиками (ВВХ), под которыми понимают вероятность доведения сообщения фиксированного размера за время, не превышающее допустимое:

$$P_{\text{дов}(L_C)} \left(T_{\text{дов}(L_C)} \leq T_{\text{дов}(L_C)}^{\text{доп}} \right) \geq P_{\text{дов}(L_C)}^{\text{треб}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{дов}(L_C)}$, $T_{\text{дов}(L_C)}$ — вероятность и время доведения сообщения размером L_C соответственно; $P_{\text{дов}(L_C)}^{\text{треб}}$, $T_{\text{дов}(L_C)}^{\text{доп}}$ — требуемая вероятность и допустимое время доведения сообщения размером L_C соответственно [1].

Для обеспечения заданных требований к ВВХ информационного обмена применяются различные механизмы адаптации к условиям обстановки (помехоустойчивое кодирование, изменение интенсивности выдачи пакетов в СПД и др.) и используется обратная связь, которая заключается в отправке квитанций на принятые пакеты [1, 2]. Таким образом, процесс доставки каждого пакета сообщения является случайным. Количество повторов пакетов, квитанций и временные интервалы между ними определяются правилами ИО, однако в целом изменение состояния всего процесса доведения информации осуществляется в дискретные моменты времени, определяемые моментами выдачи и получения пакетов сообщений, квитанций и их повторов. Особенностью доставки единицы данных (пакета сообщения, квитанции) является отсутствие у него последействия — переход из состояния в состояние зависит только от того, в каком состоянии процесс находится в данный момент времени, и не зависит от того, как он в это состояние пришел. Поэтому распространенным научно-методическим аппаратом, применяемым для исследования вероятностно-временных характеристик доставки сообщений в СПД, является теория конечных марковских цепей (КМЦ).

Из анализа процесса ИО в СПД следует, что задача определения его ВВХ может быть декомпозирована на частные подзадачи определения характеристик ИО в соединениях типа «точка — точка» (СТТ) (рис. 1) [1, 2].



Рис. 1. Структурная схема СПД с соединением типа «точка — точка»

Fig. 1. Structural diagram of the point-to-point data transmission system

Такое соединение характеризуется наличием прямого канала в направлении от узла-отправителя (УО) к узлу-получателю (УП) УО → УП и обратного — в направлении УО ← УП. В процессе доставки сообщения в СТТ имеется множество переходных и поглощающих состояний. К поглощающим состояниям относится состояние доведения сообщения и состояние его недоведения после установленного количества повторных передач (повторов) пакетов. Поэтому при исследовании процесса ИО в СПД используются поглощающие КМЦ (ПКМЦ).

Определение ВВХ с использованием теории КМЦ осуществляется на основе уравнения Колмогорова — Чепмена (УКЧ), которое описывает динамику изменения во времени вероятностей состояний доведения сообщения в СПД:

$$P_{\langle D \rangle}^{(l)} = P_{\langle D \rangle}^{(l-1)} \cdot P_{[D, D]} \quad (2)$$

где $P_{\langle D \rangle}^{(l)}, P_{\langle D \rangle}^{(l-1)}$ — векторы вероятностей состояния КМЦ на l -м и $(l-1)$ -м шагах процесса ИО в СПД, D — число состояний процесса доставки сообщения, $P_{[D, D]}$ — матрица переходных вероятностей (МПВ).

В строках МПВ, описывающей процесс ИО, записывают вероятности всех возможных переходов из выбранного состояния таким образом, что они образуют полную группу событий. Переходными вероятностями МПВ являются вероятности доведения (недоведения) от УО до УП пакета сообщения (p_c, q_c) и обратно квитанции на него ($p_{\text{кв}}, q_{\text{кв}}$) за один повтор:

$$p_c = (1 - p_0)^{L_c}; \quad q_c = 1 - p_c; \quad (3)$$

$$p_{\text{кв}} = (1 - p_0)^{L_{\text{кв}}}; \quad q_{\text{кв}} = 1 - p_{\text{кв}}, \quad (4)$$

где p_0 — вероятность битовой ошибки при доведении пакетов сообщения и квитанций по каналам ПД, L_c — длина пакета сообщения в битах, $L_{\text{кв}}$ — длина квитанции в битах.

Особенностью классической теории КМЦ [4] является то, что определение характеристик исследуемого процесса происходит с фиксированными по времени шагами. Такой подход позволяет оценить вероятность перехода случайного процесса в искомое состояние за некоторое число шагов. Однако процесс ИО в СПД характеризуется разными временными интервалами доведения пакетов и квитанций, а также временем ожидания

повторной передачи пакета при его потере или искажении. Таким образом, применение одинаковых по длительности шагов КМЦ не позволяет верно оценивать временную составляющую ИО в СПД.

Для получения адекватных временных характеристик доставки сообщений В. А. Цимбалом [1] предложено два метода — среднего шага переходов и фиктивных состояний. Метод среднего шага основан на формировании матрицы шагов переходов (МШП), ненулевые элементы которой показывают время перехода из одного состояния в другое. Недостатком данного метода является наличие погрешностей при определении временных характеристик исследуемого случайного процесса. Метод фиктивных состояний позволяет сократить такую погрешность за счет введения дополнительных состояний, называемых фиктивными, через кратный интервал времени и дальнейшего использования классического подхода.

Состояние КМЦ S_i называется *фиктивным* (ФС), если оно является невозвратным и непоглощающим, а также имеется только один переход, вероятность которого $p_{ij} = 1$, из состояния S_i только в состояние S_j . Количество ФС КМЦ определяется на основе некоторого нормированного шага, алгоритм определения которого следующий. Среди всех шагов переходов, кроме перехода «сам в себя», выделяется наименьший, и все остальные шаги нормируются по нему. Во все переходы с «длинными» шагами вводятся дополнительные ФС, причем их число равно норме «длинного» шага по отношению к «короткому» без единицы [1, 3]. Вариант трансформации графа состояний и переходов (ГСП) для отношения $t_c/t_{\text{кв}} = 3$, где t_c , $t_{\text{кв}}$ — время доведения пакета сообщения и квитанции соответственно, в СПД с СТТ представлен на рис. 2 при следующих состояниях процесса ИО: S_0 — УО выдал повтор пакета сообщения, но УП он не принял; S_1 — УП принял повтор пакета сообщения и выдал квитанцию; S_2 — УО получил квитанцию. Индексы переходных вероятностей на рис. 2 (p_{00} — p_{22}) соответствуют номерам состояний процесса.

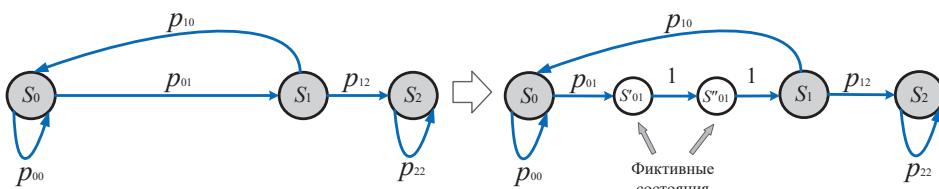


Рис. 2. Вариант трансформации ГСП ПКМЦ при использовании метода ФС

Fig. 2. Option of transforming the GSP PKMC using the FS method

МПВ ПКМЦ при этом преобразуется следующим образом:

$$P_{[3,3]} = \begin{vmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 \\ p_{10} & 0 & p_{12} \\ 0 & 0 & p_{22} \end{vmatrix} \Rightarrow P_{[5,5]} = \begin{vmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p'_{01} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p''_{01} & 0 \\ p_{10} & 0 & 0 & 0 & p_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} p_{00} & p_{01} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ p_{10} & 0 & 0 & 0 & p_{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{22} \end{vmatrix}.$$

Если t_c не кратно $t_{\text{кв}}$, то определяется временной промежуток, равный наибольшему общему делителю (НОД) [5] $t_{\text{НОД}}$ для t_c и $t_{\text{кв}}$. Например, если $t_c = 0,12$ с и $t_{\text{кв}} = 0,08$ с, то $t_{\text{НОД}}$, по которому будут нормироваться все остальные шаги переходов, равен 0,04 с. При этом в рассматриваемом примере при доведении пакета сообщения будут образовываться два ФС, а при передаче квитанции на принятый пакет — одно.

Переходы процесса ИО из состояния S_i в состояние S_j выполняются: в первое ФС с заранее определенной переходной вероятностью p_c , q_c , $p_{\text{кв}}$ и $q_{\text{кв}}$ (например, p_{01} на рис. 2), а переходы из одного фиктивного состояния в другое, а также из последнего ФС в состояние S_j — с вероятностью, равной 1. Таким образом, во всей КМЦ шаг перехода выравнивается по самому короткому шагу. Последнее позволяет использовать классический подход к нахождению ВВХ КМЦ [1, 3, 6–11].

Постановка задачи исследования

Синтез ГСП ПКМЦ, МПВ и МШП является трудоемким процессом, поэтому задача его автоматизации для использования при разработке программ на ЭВМ является актуальной. В работах В. А. Цимбала, С. Н. Шиманова, В. Е. Тойскина, М. А. Лягина, А. А. Москвина [1, 7, 10, 12] сформулированы правила формирования МПВ для СПД с СТТ и для базового элемента иерархической СПД при различном количестве передаваемых пакетов сообщения и их возможных повторов, а также при произвольном размере «скользящего окна». При этом не учитывались влияние размеров циркулирующих в СПД пакетов и квитанций на число ФС в ПКМЦ и изменяемое количество повторов квитанций на принятый пакет. В работе [13] этот недостаток устранен для СПД с СТТ, однако сформулированные правила синтеза методом фиктивных состояний МПВ ПКМЦ распространяются только на ИО однопакетными сообщениями, что ограничивает область применения указанного научного результата. В настоящем исследовании решается задача доработки правил синтеза методом ФС

МПВ ПКМЦ для случая доведения от УО до УП сообщений, состоящих из неограниченного количества пакетов при произвольном числе повторов пакетов и квитанций.

Анализ закономерностей синтеза МПВ КМЦ методом фиктивных состояний при произвольном числе пакетов сообщений, повторов пакетов и квитанций

Анализ ГСП и МПВ ПКМЦ, построенных при разном числе повторов пакетов и квитанций в многопакетном сообщении, показывает, что с увеличением числа пакетов в сообщении и количества допустимых повторов передачи одного пакета и квитанции на него ГСП и МПВ ПКМЦ существенно усложняется (рис. 3, 4). Однако имеются сегменты, которые неизменны. На рис. 3 такими сегментами являются взаимосвязанные состояния S_0 , S_1 , S_2 , S'_{01} , S'_{02} и S_3 , S_4 , S_5 , S'_{34} , S'_{35} (при доведении однопакетного сообщения), а на рис. 4 — S_0 , S_1 , S_2 , S'_{01} , S'_{02} и S_6 , S_7 , S_8 , S'_{67} , S'_{68} (многопакетное сообщение).

На ГСП ПКМЦ (рис. 3, 4) процесс ИО нормируется по $t_{\text{кв}}$, поэтому переходы, время которых равно t_c образуют одно ФС, а переходы с временем $t_{\text{кв}}$ — ни одного. Формирование областей ГСП и МПВ ПКМЦ, характеризующих доведение пакетов сообщения от УО до УП и квитанций от УП в адрес УО, происходит циклически с числом периодов, равным количеству повторов пакетов сообщения (m) в протоколе ИО.

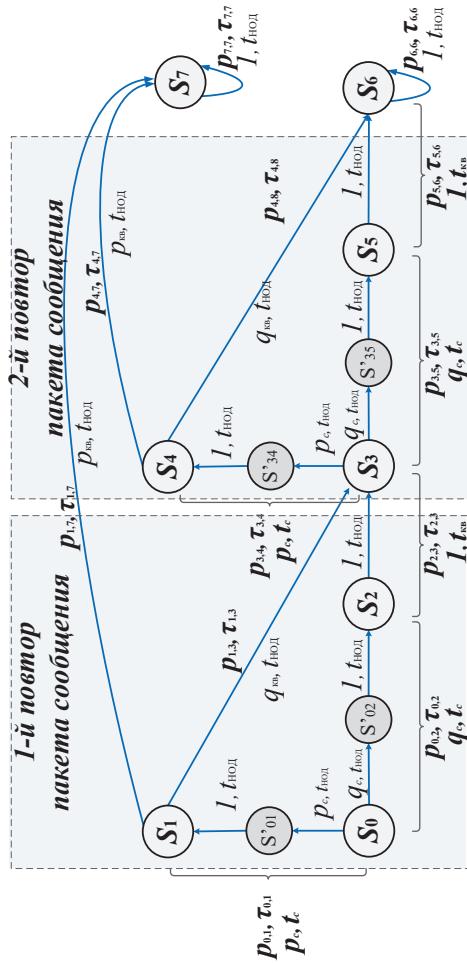
Число состояний ПКМЦ в таком цикле определяется количеством повторов пакетов (m), квитанций (n) и длительностью шагов переходов процесса ИО при передаче пакетов и квитанций ($t_{c_НОД}$, $t_{\text{кв_НОД}}$), выраженных в количестве $t_{\text{НОД}}$, следующим образом:

1) число ФС ПКМЦ, характеризующих переход процесса из состояний начала доведения повтора пакета сообщения (S_0 , S_3 , S_6 , S_9 на рис. 4) в состояния выдачи квитанции (S_1 , S_4 , S_7 , S_{10} на рис. 4), равно $2t_{n_НОД} - 1$;

2) переход процесса из состояния недоведения от УО до УП повтора пакета сообщения (S_2 , S_5 , S_8 , S_{11} на рис. 4) в состояние повторной выдачи пакета или в состояние недоведения пакета (сообщения) за заданное число повторов проходит через $nt_{\text{кв_НОД}}$ фиктивных состояний;

3) квитанция, выдаваемая УП n раз, может быть доведена или не доведена вследствие воздействия помехи. Число ФС ПКМЦ, образуемых на этой фазе процесса (Y_{n_KB}), составляет:

$$Y_{n_KB} = n(2t_{\text{кв_НОД}} - 1); \quad (5)$$

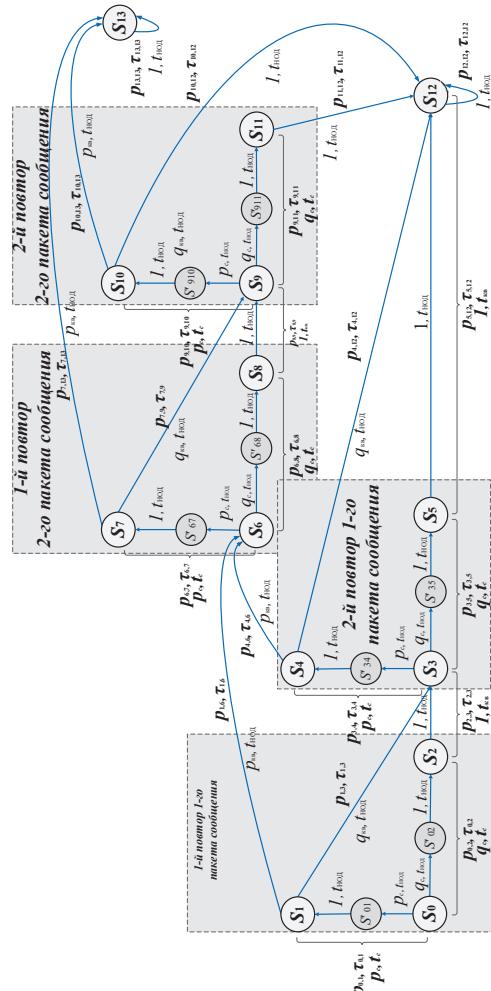


Состояния ГСП-1: S_0 — УО выдал 1-й повтор пакета; S'_0 — ФС перехода $S_0 \rightarrow S_1$; S_1 — УП получил 1-й повтор пакета и выдал квитанцию; S'_2 — ФС перехода $S_0 \rightarrow S_2$; S_2 — УП не получил 1-й повтор пакета; S'_3 — УП получил 2-й повтор пакета и выдал квитанцию; S'_4 — ФС перехода $S_3 \rightarrow S_4$; S_4 — УП не получил 2-й повтор пакета; S'_5 — УП за заданное число повторов; S'_6 — УП довел квитанцию до УО, пакет сообщения доведен

GSP-1 states: S_0 — the UO issued the 1st packet repetition; S'_0 — FS transition $S_0 \rightarrow S_1$; S_1 — the UP received the 1st repeat of the package and issued the receipt; S'_2 — FS transition $S_0 \rightarrow S_2$; S_2 — UP did not receive the 1st packet repeat; S_3 — package not delivered on 1st attempt; S'_3 — FS transition $S_3 \rightarrow S_4$; S_4 — the UP received the 2nd repeat of the package and issued the receipt; S'_5 — FS transition $S_3 \rightarrow S_5$; S_5 — UP did not receive the 2nd packet retry; S_6 — the packet was not delivered to the control unit within the specified number of repetitions; S_7 — the UP delivered the receipt to the UO, the message package was delivered

Рис. 3. ГСП ПКМЦ, описывающей процесс доставки однопакетного сообщения в СПД с СТТ методом ФС ($t_{\text{нод}} = 2$), при двух повторах пакета сообщения и одном повторе квитанции (ГСП-1)

Fig. 3. The GSP PKMC, describing the process of delivering a single-packet message to the SPD with STT using the FS method ($t_{\text{нод}} = 2$), with two repetitions of the message packet and one repetition of the receipt (GSP-1)



Состояния ГСП-2; S_0 — УП выдал 1-й повтор 1-го пакета; S_{01} — ФС перехода $S_0 \rightarrow S_1$; S_1 — УП получил 1-й повтор 1-го пакета и выдал квантитанцо; S_{a1} — ФС перехода $S_0 \rightarrow S_a$; S_{a2} — УП не получил 1-й повтор 1-го пакета; S_{a3} — 1-й пакет не доведен при 1-м повторе; S_{34} — ФС перехода $S_a \rightarrow S_3$; S_3 — УП получил 2-й повтор 1-го пакета и выдал квантитанцо; S_{35} — первое ФС перехода $S_3 \rightarrow S_5$; S_5 — УП не получил 2-й повтор 1-го пакета; S_6 — УП выдал 1-й повтор 2-го пакета; S'_{67} — ФС перехода $S_6 \rightarrow S'_7$; S'_7 — УП получил 1-й повтор 2-го пакета и выдал квантитанцо; S'_{88} — ФС перехода $S'_7 \rightarrow S'_8$; S'_8 — УП не получил 1-й повтор 2-го пакета; S_9 — 2-й пакет не доведен при 1-м повторе; S'_{910} — ФС перехода $S_9 \rightarrow S'_{10}$; S'_{10} — УП получил 2-й повтор 2-го пакета и выдал квантитанцо; S'_{911} — первое ФС перехода $S'_{10} \rightarrow S'_{11}$; S'_{11} — УП не получил 2-й повтор 2-го пакета; S_{12} — сообщение не доведено до УП за заданное число повторов; S_{13} — УП повел квантитанцо по УЮ, сообщив о завершении.

GSP-2 states: S_0 — the UO issued the 1st packet repetition; S'_0 — FS transition $S_0 \rightarrow S_1; S_1 \rightarrow$ UP received the 1st repeat of the package and issued the receipt; S'_{02} — FS transition $S_0 \rightarrow S_2; S_2 \rightarrow$ UP did not receive the 1st repeat of the 1st packet; S_3 — the 1st packet is not completed on the 1st repeat; S'_{34} — FS transition $S_3 \rightarrow S_4$; $S_4 \rightarrow$ UP received the 2nd repeat of the 1st package and issued a receipt; S'_{35} — the first FS transition $S_3 \rightarrow S_5$; $S_5 \rightarrow$ UP did not receive the 2nd repetition of the 1st packet; S'_6 — UO issued the 1st repeat of the 2nd packet; S'_{67} — FS transition $S_6 \rightarrow S_7; S_7 \rightarrow$ UP received the 1st repeat of the 2nd package and issued the receipt; S'_{68} — FS transition $S_6 \rightarrow S_8; S_8 \rightarrow$ UP did not receive the 1st repeat of the 2nd packet; S_9 — the 2nd packet is not completed on the 1st repeat; S'_{910} — FS transition $S_9 \rightarrow S_{10}; S_{10} \rightarrow$ UP received the 2nd repetition of the 2nd package and issued a receipt; S'_{911} — first FS transition $S_9 \rightarrow S_{11}; S_{11} \rightarrow$ UP did not receive the 2nd repeat of the 2nd packet; S_{12} — the message was not delivered to the control unit within the specified number of repetitions; $S_{13} \rightarrow$ UP forwarded the receipt to the UO.

On September 13 the C.I.A. message was forwarded

Рис. 4. ГСП ПКМЦ, описывающей процесс доставки двухпакетного сообщения в СПД с СТГ методом ФС ($t_{\text{НОП}} = 2$), при двух повторах пакета сообщения и одном повторе квитанции (ГСП-2)

Fig. 4. The GSP PKMC, describing the process of delivering a two-packet message in the SPD with STT by the FS method ($t_{\text{НОП}} = 2$), with two repetitions of the message packet and one repetition of the receipt (GSP-2)

A.A. Moskvin

On Improving the Synthesis of the Transition Probability Matrix of the Finite Markov Chain Describing the Process of Information Exchange in the Point-to-Point Connection by the Method of Fictitious States

4) пакет сообщения, выдаваемый УО m раз, также может быть доведен или не доведен по тем же причинам. Число ФС ПКМЦ (Y_{m_c}), образуемых на этой фазе процесса (включая доведение квитанций о получении пакета), составляет:

$$Y_{m_c} = 2t_{c_НОД} + n(3t_{kv_НОД} - 1) - 1, \quad (6)$$

а размеры сегмента МПВ ПКМЦ, образуемого при доведении пакета сообщения:

$$Y_G = m(2t_{c_НОД} + n(3t_{kv_НОД} - 1) - 1) = mY_{m_c}. \quad (7)$$

Следует отметить, что процесс ИО многопакетными сообщениями характеризуется по сравнению с процессом ИО однопакетными сообщениями следующими особенностями: 1) в случае доведения любого повтора пакета (кроме последнего пакета,) процесс переходит в состояние, соответствующее началу передачи следующего пакета (S_6 на рис. 4); 2) при недоведении последнего повтора пакета выполняются переходы в состояние, соответствующее не доведению сообщения за заданное число повторов (S_{12} на рис. 4).

Обоснование правил синтеза МПВ КМЦ методом ФС для процесса доведения многопакетных сообщений в СПД с СТТ при любом количестве повторов пакетов и квитанций

Учитывая изложенное, размерность МПВ ПКМЦ определяется выражением:

$$D = G_{nc} m(2t_{c_НОД} + 3nt_{kv_НОД} - n - 1) + 2, \quad (8)$$

где D — число строк и столбцов МПВ, равное количеству состояний процесса ИО; G_{nc} — количество пакетов в сообщении. Строки и столбцы МПВ нумеруются по порядку от 1 до D . Индексы строк МПВ, характеризующие переходы ИО в поглощающие состояния, будут равны D ($p_{D, D} = 1$) для состояния доведения сообщения (S_{13} на рис. 4) и $D - 1$ ($p_{D-1, D-1} = 1$) для состояния его недоведения за определенное количество повторов (S_{12} на рис. 4).

С учетом (5), (6) и (7) выражение для определения размерности МПВ ПКМЦ (8) может быть представлено в виде:

$$D = G_{nc} Y_G + 2. \quad (9)$$

Для описания правил формирования МПВ введем параметры g, i, j, k и h , через которые выразим текущие состояния номера пакета сообщения (G_{nc}), его повтора (m), повтора квитанции (n), длительность шагов пере-

ходов процесса при передаче пакетов ($t_{c_НОД}$) и квитанций ($t_{KB_НОД}$) соответственно.

Из анализа ГСП ПКМЦ на рис. 4 и аналогичных ему следует, что при выдаче УО повтора пакета сообщения выполняется переход процесса ИО в состояние выдачи УП квитанции о получении пакете с переходной вероятностью $P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+Y_G(g-1)+1}{(i-1)Y_{m_c}+Y_G(g-1)+2}} = p_i$ либо переход в состояние повторной

выдачи пакета или при исчерпании числа возможных повторов в состояние недоведения сообщения до УП $P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+Y_G(g-1)+1,}{(i-1)Y_{m_c}+nY_{n_KB}+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+1}} = q_{ii}$ при $1 \leq i \leq m$,

$1 \leq g \leq G_{nc}$. При этом процесс переходит через ФС, полученные путем нормирования времени доведения пакета временными отрезками $t_{НОД}$ с переходной вероятностью, равной 1: $P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+Y_G(g-1)+k+1}{(i-1)Y_{m_c}+Y_G(g-1)+k+2}} = 1$, при $1 \leq i \leq m$,

$1 \leq k \leq t_{c_НОД}$ и $1 \leq g \leq G_{nc}$. В случае недоведения последнего из m повторов ($i = m$) непоследнего пакета сообщения ($g < G_{nc}$) происходит переход исследуемого процесса в состояние недоведения сообщения:

$P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+Y_{n_KB}+Y_G(g-1)+2t_{c_НОД}, D-1}{(i-1)Y_{m_c}+Y_{n_KB}+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+k}} = 1$ и $P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+Y_{n_KB}+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+k,}{(i-1)Y_{m_c}+Y_{n_KB}+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+k+1}} = 1$, если

$t_{KB_НОД} = 1$, при $1 \leq k \leq t_{c_НОД} - 1$. Приведенные значения индексов элементов МПВ обусловлены количеством состояний ПКМЦ в циклах, характеризующих выдачу пакетов сообщения УО и передачу квитанций УП. Как было показано выше, это количество равно Y_{m_c} . Из структуры ГСП ПКМЦ следует, что в случае недоведения повтора пакета, индекс столбца переходной вероятности (элемента МПВ) увеличивается на $t_{c_НОД} + n(2t_{KB_НОД} - 1)$, что обусловлено характером ИО.

Выдача УП в адрес УО повтора квитанции характеризуется переходами ПКМЦ в состояния доведения пакета сообщения ($S_1 \rightarrow S_6, S_4 \rightarrow S_6$ на рис. 4) с вероятностью p_{KB} , следующей выдачей повтора пакета сообщения ($S_1 \rightarrow S_3, S_7 \rightarrow S_9$ на рис. 4), квитанции (при необходимости) или недоведения сообщения ($S_4 \rightarrow S_{12}, S_{10} \rightarrow S_{12}$ на рис. 4) с вероятностью q_{KB} . Индексы таких переходов принимают вид:

1) если $t_{KB_НОД} > 1$, то $P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{KB_НОД}-1)+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+1,}{(i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{KB_НОД}-1)+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+2}} = P_{KB}$,

$P_{\binom{(i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{KB_НОД}-1)+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+1,}{(i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{KB_НОД}-1)+Y_G(g-1)+t_{c_НОД}+t_{KB_НОД}+1}} = q_{KB}$ при $1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n$

и $1 \leq g \leq G_{nc}$;

2) если $t_{\text{кв_НОД}} = 1$, то для $1 \leq g < G_{\text{nc}}$

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + j(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + t_{\text{кв_НОД}}, Y_Gg + 1)} = p_{\text{кв}} \text{ при } 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \text{ или}$$

$$\text{для } g = G_{\text{nc}} \quad P_{((i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + t_{\text{кв_НОД}}, D)} = p_{\text{кв}};$$

3) если $t_{\text{кв_НОД}} = 1$, то для $g < G_{\text{nc}}, m = 1$

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}}, D-1)} = q_{\text{кв}}, \text{ а для } g < G_{\text{nc}}, 1 \leq i < m$$

$$P_{((i+1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}}, (i+2)Y_{m_c} + Y_G(g-1) + 1)} = q_{\text{кв}}.$$

Переходы к выдаче очередного повтора сообщения через ФС, образованные при нормировании времени доведения квитанции временными отрезками $t_{\text{НОД}}$, имеют индексы:

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 2t_{\text{с_НОД}} + h, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 2t_{\text{с_НОД}} + h+1)} = 1 \text{ при } 1 \leq i < m, 1 \leq g \leq G_{\text{nc}},$$

$$1 \leq h \leq nt_{\text{кв_НОД}} - 1, \text{ для } g < G_{\text{nc}} \text{ и } i < m \quad P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k+1)} = 1;$$

$$\text{для } g = G_{\text{nc}} \text{ и } 1 \leq i \leq m \quad P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k+1)} = 1 \text{ при } 1 \leq k \leq t_{\text{с_НОД}} - 1,$$

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + h + t_{\text{с_НОД}} + 1, (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + h + t_{\text{с_НОД}} + 2)} = 1 \text{ при } i < m, 1 \leq g \leq G_{\text{nc}}, 1 \leq j \leq n,$$

$$1 \leq h \leq t_{\text{кв_НОД}} - 2. \text{ Если при этом } i = m, g < G_{\text{nc}}, \text{ то } P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 2t_{\text{с_НОД}} + h, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 2t_{\text{с_НОД}} + h+1)} = 0,$$

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 2t_{\text{с_НОД}} + h, D-1)} = 1 \text{ при } h > nt_{\text{кв_НОД}} - 2.$$

Аналогичные переходы процесса ИО к состоянию недоведения сообщения имеют индексы: $P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}}, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 1)} = 1$ для $t_{\text{кв_НОД}} > 1, g < G_{\text{nc}}$

$$\text{при } 1 \leq i < m \text{ и } P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{п_НОД}}, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + 1)} = 0, \quad P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}}, D)} = 1$$

для $t_{\text{кв_НОД}} > 1, g < G_{\text{nc}}$ при $i = m$. Индексы переходов через ФС к состояниям выдачи очередного повтора квитанции равны

$$P_{((i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + t_{\text{кв_НОД}}, Y_G(g-1) + 1)} = 1 \text{ для } g < G_{\text{nc}} \text{ при } 1 \leq i \leq m,$$

$$1 \leq j \leq n; \quad P_{((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k, (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_кв} + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + k+1)} = 1 \text{ для } g < G_{\text{nc}} \text{ при } i = m, 1 \leq j \leq n,$$

$1 \leq k \leq t_{\text{с_НОД}}$; а индексы переходов через ФС к состоянию доведения сообщения — $P_{((i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{\text{кв_НОД}} - 1) + Y_G(g-1) + t_{\text{с_НОД}} + t_{\text{кв_НОД}}, D)} = 1$ для $g = G_{\text{nc}}$ при

$1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n$. При этом $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD}, \\ (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_KB} + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + 1 \end{array}\right)} = 0$

при $1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n, 1 \leq g \leq G_{nc}$, а для $1 \leq h \leq t_{KB_HOD} - 1$

$P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + t_{KB_HOD} + h, \\ (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + t_{KB_HOD} + h + 1 \end{array}\right)} = 1$ при $1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n,$

$1 \leq g \leq G_{nc}$.

Таким образом, получены все выражения, позволяющие автоматизировать синтез МПВ, полученной по ГСП ПКМЦ с ФС, для произвольного количества повторов пакетов сообщения и квитанций в протоколах ИО в СПД с СТТ.

Правила синтеза МПВ ПКМЦ методом ФС

Для описания правил формирования МПВ введем параметры i, j, h и k . Выразим через них текущие состояния количества повторов пакетов (m), квитанций (n), а также длительность шагов переходов рассматриваемого процесса при передаче пакетов (t_{c_HOD}) и квитанций (t_{KB_HOD}).

Строки и столбцы МПВ нумеруются по порядку от 1 до D. Ненулевые элементы МПВ ПКМЦ вычисляются по правилам 1–11.

Правило 1: $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + Y_G(g-1)+1, \\ (i-1)Y_{m_c} + Y_G(g-1)+2 \end{array}\right)} = P_c, P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + Y_G(g-1)+1, \\ (i-1)Y_{m_c} + Y_{n_KB} + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + 1 \end{array}\right)} = q_c$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq g \leq G_{nc}$.

Правило 2: если $t_{KB_HOD} > 1$, то $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + 1, \\ (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + 2 \end{array}\right)} = P_{KB}$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq g \leq G_{nc} \wedge 1 \leq j \leq n$.

Если $t_{KB_HOD} = 1$, то $P_{\left((i-1)Y_{m_c} + j(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + t_{KB_HOD}, Y_Gg+1\right)} = P_{KB}$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq j \leq n \wedge 1 \leq g < G_{nc}$ и

$P_{\left((i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + t_{KB_HOD}, D\right)} = P_{KB} \quad \forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq j \leq n \wedge g = G_{nc}$.

Правило 3: $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + 1, \\ (i-1)Y_{m_c} + (j-1)(2t_{KB_HOD}-1) + Y_G(g-1) + t_{c_HOD} + t_{KB_HOD} + 1 \end{array}\right)} = q_{KB}$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq g \leq G_{nc} \wedge 1 \leq j \leq n$.

Если $t_{KB_HOD} = 1$, то $P_{\left((i-1)Y_{m_c} + Y_{n_KB} + Y_G(g-1) + t_{c_HOD}, D-1\right)} = q_{KB} \quad \forall i = m \wedge g < G_{nc}$,

$P_{\left(\begin{array}{c} (i+1)Y_{m_c} + Y_{n_KB} + Y_G(g-1) + t_{c_HOD}, \\ (i+2)Y_{m_c} + Y_G(g-1) + 1 \end{array}\right)} = q_{KB} \quad \forall 1 \leq i < m \wedge g < G_{nc}$.

Правило 4: $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c} + Y_G(g-1)+k+1, \\ (i-1)Y_{m_c} + Y_G(g-1)+k+2 \end{array}\right)} = 1 \quad \forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq k \leq t_{c_HOD} \wedge 1 \leq g \leq G_{nc}$.

Правило 5: если $t_{\text{KB_НОД}} > 1$, то:

a) $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}, \right)} = 1$

$$\begin{cases} i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+1 \\ (i+1)(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+z_p(g_p-1)+1 \end{cases}$$

$\forall 1 \leq i < m \wedge 1 \leq g \leq G_{\text{nc}}$;

б) $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}, \right)} = 0,$

$$\begin{cases} i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+1 \\ (i+1)(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+z_p(g_p-1)+1 \end{cases}$$

$P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}, D \right)} = 1 \quad \forall i = m \wedge g < G_{\text{nc}}$;

в) $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+j(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}+t_{\text{KB_НОД}}, z_p(g_p-1)+1 \right)} = 1$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge g < G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq j \leq n$;

г) $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+j(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}+t_{\text{KB_НОД}}, D \right)} = 1$

$\forall 1 \leq i \leq m \wedge g = G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq j \leq n$;

д) $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}+k, \right)} = 1$

$$\begin{cases} i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}+k, \\ i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+n(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+t_{\text{II_НОД}}+k+1 \end{cases}$$

$\forall i = m \wedge g < G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq j \leq n \wedge 1 \leq k \leq t_{\text{c_НОД}}$.

Правило 6: если $t_{\text{KB_НОД}} = 1$, то:

a) $P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}, D-1 \right)} = 1 \quad \forall i = m \wedge g < G_{\text{nc}}$;

б) $P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+t_{\text{c_НОД}}+k, \right)} = 1 \quad \forall i = m \wedge g < G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq k \leq t_{\text{c_НОД}} - 1$.

Правило 7: $P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+t_{\text{c_НОД}}+k, \right)} = 1$

$$\begin{cases} (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+t_{\text{c_НОД}}+k, \\ (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+t_{\text{c_НОД}}+k+1 \end{cases}$$

$\forall i < m \wedge g < G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq k \leq t_{\text{c_НОД}} - 1$;

$P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+t_{\text{c_НОД}}+k, \right)} = 1 \quad \forall 1 \leq i \leq m \wedge g = G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq k \leq t_{\text{c_НОД}} - 1$.

Правило 8: $P_{\left(i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+j(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+h+t_{\text{II_НОД}}+1, \right)} = 1$

$$\begin{cases} i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+j(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+h+t_{\text{II_НОД}}+1, \\ i(2t_{\text{II_НОД}}+n(3t_{\text{KB_НОД}}-1)-1)+j(2t_{\text{KB_НОД}}-1)+z_p(g_p-1)+h+t_{\text{II_НОД}}+2 \end{cases}$$

$\forall 1 \leq i < m \wedge 1 \leq j \leq n \wedge 1 \leq g \leq G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq h \leq t_{\text{KB_НОД}} - 1$.

Правило 9: $P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h, \right)} = 1$

$$\begin{cases} (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h, \\ (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h+1 \end{cases}$$

$\forall 1 \leq i < m \wedge 1 \leq g \leq G_{\text{nc}} \wedge 1 \leq h \leq t_{\text{KB_НОД}} - 1$. Если $i = m \wedge g < G_{\text{nc}}$, то

$P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h, \right)} = 0, \quad P_{\left((i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h, D-1 \right)} = 1$

$$\begin{cases} (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h, \\ (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_kb}+Y_G(g-1)+2t_{\text{c_НОД}}+h+1 \end{cases}$$

при $h > nt_{\text{KB_НОД}} - 2$.

Правило 10: $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{\text{кв_НОД}}-1)+Y_G(g-1)+t_{\text{с_НОД}}, \\ (i-1)Y_{m_c}+Y_{n_кв}+Y_G(g-1)+t_{\text{с_НОД}}+1 \end{array}\right)} = 0$

 $\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq g \leq G_{\text{иц}} \wedge 1 \leq h \leq t_{\text{кв_НОД}} - 1, \text{ а при } 1 \leq h \leq t_{\text{кв_НОД}} - 1$
 $P_{\left(\begin{array}{c} (i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{\text{кв_НОД}}-1)+Y_G(g-1)+t_{\text{с_НОД}}+t_{\text{кв_НОД}}+h, \\ (i-1)Y_{m_c}+(j-1)(2t_{\text{кв_НОД}}-1)+Y_G(g-1)+t_{\text{с_НОД}}+t_{\text{кв_НОД}}+h+1 \end{array}\right)} = 1$
 $\forall 1 \leq i \leq m \wedge 1 \leq g \leq G_{\text{иц}} \wedge 1 \leq h \leq t_{\text{кв_НОД}} - 1.$

Правило 11: $p_{(D, D)} = p_{(D-1, D-1)} = 1.$

Правило 12: Все остальные элементы МПВ равны 0.

На рис. 5 показано размещение переходных вероятностей в МПВ ПКМЦ, описывающей процесс доставки двухпакетного сообщения в СПД с СТТ методом ФС, на основе правил 1–12. Правила 1–3 описывают закономерности заполнения строк 1, 3, 6, 8, 11, 13, 16 и 18 ненулевыми элементами ($p_c, q_c, p_{\text{кв}}, q_{\text{кв}}$). Из выражений (3) и (4) следует, что сумма элементов этих строк равна 1. В строках 21 и 22 размещены ненулевые элементы матрицы, обозначающие переход процесса ИО из поглощающих состояний в эти же состояния, равные 1. Остальные ненулевые элементы строк МПВ ПКМЦ, выражающие вероятность перехода из одного ФС в другое ФС, а также из последнего ФС в не фиктивное состояние процесса располагаются по одному в строке и равны 1. Таким образом, сумма элементов каждой строки МПВ ПКМЦ равна 1, из чего следует, что матрица, сформированная по изложенным правилам, содержит в каждой строке вероятности переходов,

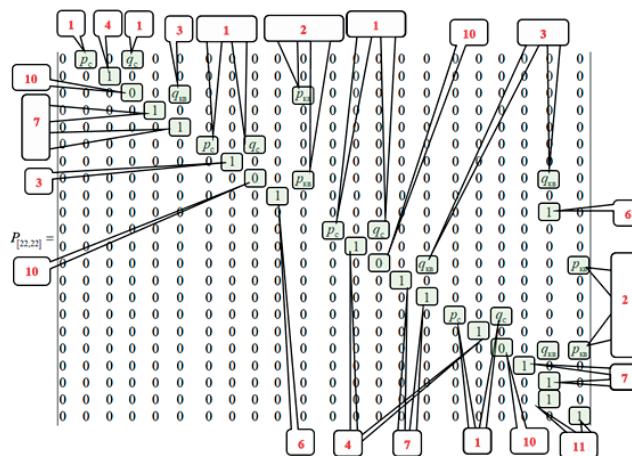


Рис. 5. МПВ ПКМЦ, описывающая процесс доставки двухпакетного сообщения в СПД с СТТ методом ФС ($t_{\text{НОД}} = 2$), при двух повторах пакета сообщения и одном повторе квитанции

Fig. 5. MPV PKMC, describing the process of delivering a two-packet message in the SPD with STT by the FS method ($t_{\text{НОД}} = 2$), with two repetitions of the message packet and one repetition of the receipt

образующие полную группу событий. Это подтверждает адекватность сформированной МПВ.

Проведем сравнение ранее описанного в [13] подхода к формированию МПВ ПКМЦ при оценке ВВХ ИО однопакетными сообщениями, с изложенным в настоящем исследовании. Для этого выполним расчет ВВХ доставки сообщений из одного ($G = 1$) и трех ($G = 3$) пакетов сообщения в СПД с СТТ с использованием метода ФС при $V_{\text{пр}} = V_{\text{обр}} = 1200$ бит/с, $m = 3$, $n = 1$, $p_0 = 0,002$ для размеров: 1) L_c , бит: вариант 1 — 120, вариант 2 — 240, вариант 3 — 600; 2) L_{KB} , бит: вариант 1 — 60, вариант 2 — 120, вариант 3 — 300.

Из анализа зависимостей, представленных на рис. 6, следует полная идентичность результатов расчетов, полученных с применением подходов, изложенных в [13] и в настоящей работе. Таким образом, результаты проведенных исследований не противоречат ранее обоснованным положениям теории КМЦ [1, 7, 10, 12, 13] и дополняют их в части доработки правил синтеза МПВ КМЦ методом фиктивных состояний для случая доведения до получателя сообщений, состоящих из неограниченного количества пакетов при произвольном числе повторов пакетов и квитанций.

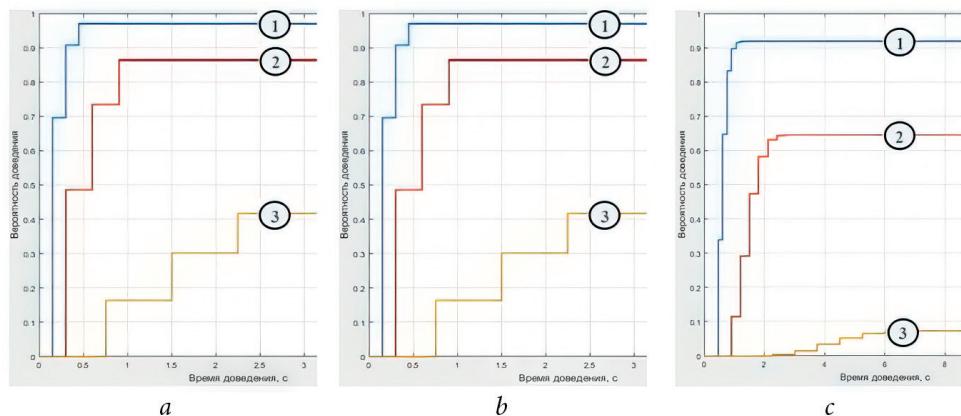


Рис. 6. Зависимости вероятности доведения информации от времени, полученные с применением метода ФС для случаев доведения сообщения:

a — при $G = 1$ в соответствии с [13];

b — при $G = 1$ в соответствии с правилами 1–12;

c — при $G = 3$ в соответствии с правилами 1–12

Fig. 6. Dependences of the probability of information delivery on time, obtained using the FS method for cases of message delivery:

a — for $G = 1$ in accordance with [13]; *b* — for $G = 1$ in accordance with rules 1–12;

c — for $G = 3$ in accordance with rules 1–12

Разработанные правила применимы к синтезу МПВ при математическом моделировании на базе теории КМЦ процесса доведения пакета в СПД с СТТ, использующей протокол типа X.25. Использование изложенного в статье подхода позволяет при нахождении ВВХ формировать МПВ без разработки таблиц состояний и построения ГСП КМЦ, что упрощает его программную реализацию на ЭВМ и, соответственно, процесс расчета.

Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что:

1. Актуальность научной задачи разработки правил синтеза МПВ для метода ФС обусловлена потребностью адекватного описания с его помощью реальных случайных процессов с дискретным временем и счетным числом состояний.
2. Синтез правил формирования МПВ с использованием метода ФС базируется на выявленных в настоящем исследовании закономерностях, что позволило разработать инвариантные правила для сообщений, состоящих из неограниченного количества пакетов при любом количестве повторов пакета и квитанции, а также при произвольном соотношении их размеров.
3. Изложенный подход к расчету ВВХ ИО дополняет положения теории КМЦ и позволяет автоматизированно формировать МПВ, что способствует нахождению характеристик доведения информации на ЭВМ.

Список литературы / References

1. Цимбал В. А. *Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход*. М.: Вузовская книга; 2014. 144 с.
2. Олифер В. Г., Олифер Н. А. *Основы сетей передачи данных*. М.: ИНТУИТ.РУ «Интернет-Университет Информационных Технологий»; 2003. 248 с.
3. Цимбал В. А. Определение вероятностно-временных характеристик доведения сообщений на основе конечных марковских цепей. *Измерительная техника*. 2001;(12):53–57.
4. Tsymbal V. A. Definition of probabilistic-temporal characteristics of message delivery based on finite Markov chains. *Izmeritel'naya tekhnika*. 2001;(12):53–57. (In Russ.)
5. Kemeny J. G., Snell J. L. *Finite Markov chains*. Princeton, N.J.: D. Van Nostrand Company, Inc.; 1960. 210 p.
6. Выгодский М. Я. *Справочник по высшей математике*. М.: Наука; 1976. 872 с.

6. Цимбал В. А., Шиманов С. Н., Потапов С. Е.,トイскин В. Е., Лягин М. А. Особенности моделирования информационного обмена в СПД с протоколом X.25 на основе поглощающих конечных марковских цепей и его приложение. *Инфокоммуникационные технологии*. 2019;17(3):282–293. DOI 10.18469/ikt.2019.17.3.04.
- Tsymbal V.A., Shimanov S.N., Potapov S.E., Toiskin V.E., Lyagin M.A. Features of modelling of the information exchange in STI with report X.25 on the basis absorbing final markovsky chains and its appendix. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2019;17(3):282–293. DOI 10.18469/ikt.2019.17.3.04. (In Russ.)
7. Цимбал В. А., Потапов С. Е.,トイскин В. Е., Лягин М. А. Приложение теории конечных марковских цепей к анализу протоколов информационного обмена и оптимизации их параметров. В: *Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (РЭУС-2018)*. Доклады международной конференции. 30 мая — 01 июня 2018. Москва, Россия. М.: РНТОRES им. А. С. Попова; 2018. С. 5–17.
- Tsymbal V.A., Potapov S.E., Toiskin V.E., Lyagin M.A. Application of the theory of finite Markov chains to the analysis of information exchange protocols and optimization of their parameters. In: *The Radioelectronic devices and systems for infocommunication technologies (REDS-2018)*. Proceedings of the International Conference. 30 May — 01 June 2018. Moscow, Russia. M.: RNTORES im. A.S. Popova; 2018. С. 5–17. (In Russ.)
8. Цимбал В. А. Нахождение характеристик реальных процессов на основе метода фиктивных состояний. *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 1997;40(5):11–15.
- Tsymbal V.A. Finding the characteristics of real processes based on the fictitious state method. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie*. 1997;40(5):11–15. (In Russ.)
9. Попов М. Ю., Якимова И. А., Панченко С. А. Нахождение характеристик конечных марковских цепей на основе метода фиктивных состояний и его приложение к анализу процесса передачи данных. *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2012;3(7):69–72.
- Popov M. Yu., Yakimova I. A., Panchenko S. A. Finding of finite Markov chains characteristics on the basis of a method of fictitious conditions and its application to the analysis of data transmission process. *Radio engineering and telecommunication systems*. 2012;3(7):69–72. (In Russ.)
10. Цимбал В. А.,トイскин В. Е., Лягин М. А. Математическая модель доставки многопакетных сообщений на сеанс связи в проключенном декаметровом радиоканале передачи данных направления «точка-точка» с типовыми про-

токолами информационного обмена. *Проектирование и технологии электронных средств*. 2018;(4):44–50.

Tsymbal V. A., Toiskin V. E., Lyagin M. A. Mathematical model for the delivery of multi-packet messages on a communication session in the connected decameter radio channel of data transmission direction «pointtopoint» with the typical protocols of information exchange. *Design and technology of electronic means*. 2018;(4):44–50. (In Russ.).

11. Цимбал В. А., Тойскин В. Е., Шиманов С. Н. Нахождение характеристик конечных марковских цепей при произвольных шагах переходов. Международный научно-исследовательский журнал. 2015;9–2(40):110–113.

Tsymbal V. A., Toiskin V. E., Shimanov S. N. Finding of characteristics of finite markov circuits at the arbitrary steps of passages. *International research journal*. 2015;9–2(40):110–113. (In Russ.)

12. Москвин А. А. Правила синтеза поглощающих конечных марковских цепей, описывающих процесс информационного обмена в рамках протоколов типа X.25 в соединении «точка — точка» при произвольном числе повторов пакетов и квитанций и произвольной задержке в петле обратной связи. *Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии*. 2018;1(41):40–55.

Moskvin A. A. Rules for the synthesis of absorbing finite Markov chains describing the process of information exchange within the framework of X.25 protocols in a point-to-point connection with an arbitrary number of packet and receipt repetitions and an arbitrary delay in the feedback loop. *Caspian Journal: Control and High Technologies*. 2018;1(41):40–55. (In Russ.)

13. Тойскин В. Е., Москвин А. А. Синтез матрицы переходных вероятностей конечной марковской цепи, описывающей процесс информационного обмена в соединении «точка — точка» методом фиктивных состояний. *Инфокоммуникационные технологии*. 2021;19(3):336–345. DOI 10.18469/ikt.2021.19.3.11.

Toiskin V. E., Moskvin A. A. Synthesis of the matrix of transitional probabilities of the final Markov chain describing process of information exchange in the point-to-point connection of method of fictitious states. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2021;19(3):336–345. DOI 10.18469/ikt.2021.19.3.11. (In Russ.)

Информация об авторе

Москвин Александр Анатольевич, кандидат технических наук, начальник отдела АО «Корпорация «Комета», г. Москва.

Information about the author

Alexander A. Moskvin, Candidate of Technical Sciences, Head of the Department of Kometa Corporation JSC, Moscow.

Поступила / Received 17.06.2025

Принята в печать / Accepted 06.08.2025

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.004**УДК** 621.391

Методический подход к обоснованию основных проектных параметров низкоорбитальной спутниковой системы связи с гибкой цифровой полезной нагрузкой с учетом влияния интерференции в абонентских лучах

М. Ю. Воронин¹, И. А. Бойченко¹✉,**Т. К. Кривоклякин¹, П. А. Диптан²**¹АО «Центральный научно-исследовательский институт машиностроения»,

141070, Российская Федерация, Московская область,

г. Королёв, ул. Пионерская, 4

²ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет»,

Российская Федерация, 355029, г. Ставрополь, пр-т Кулакова, 2, корп. 9

✉ edembuss@mail.ru

Аннотация. Представлен методический подход к определению основных проектных параметров низкоорбитальной спутниковой системы связи с гибкой цифровой полезной нагрузкой в составе космических аппаратов для предоставления услуг высокоскоростного доступа к информационным сетям. Отличительной особенностью представленной методики является учет влияния интерференции между абонентскими лучами смежных космических аппаратов, которые могут пересекаться во время движения по баллистическим траекториям. Сформулирована многокритериальная оптимизационная задача с целевыми функциями максимизации пропускной способности и зоны обслуживания при ограничениях по энергопотреблению и уровню внутрисистемной интерференции. Для решения задачи применяется метод Парето-оптимизации, позволяющий найти множество недоминируемых решений без необходимости априорного взвешивания критерии. Проведен сравнительный анализ трех вариантов конфигурации антенных устройств с гибкими цифровыми полезными нагрузками на примере орбитальной группировки из 252 спутников на высоте 680 километров для обслуживания территории России и акватории Северного морского пути. Практическая значимость заключается в создании инструментария для обоснованного выбора технических характеристик национальной низкоорбитальной группировки, включая эквивалентную изотропно излучаемую мощность, добротность приемного

тракта, ширину диаграммы направленности абонентских лучей и количество лучей на космический аппарат. Полученные результаты демонстрируют практическую применимость методики для обоснования выбора архитектурных решений низкоорбитальной спутниковой системы связи.

Ключевые слова: низкоорбитальная спутниковая система связи, гибкая цифровая полезная нагрузка, космический аппарат, пропускная способность, абонентские лучи, распределение ресурсов, интерференция

Для цитирования: Воронин М. Ю., Бойченко И. А., Кривоклякин Т. К., Диптан П. А. Методический подход к обоснованию основных проектных параметров низкоорбитальной спутниковой системы связи с гибкой цифровой полезной нагрузкой с учетом влияния интерференции в абонентских лучах. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):299–315. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.004.

Methodological Approach to Provision of the Main Parameters of the Project of the Low-orbit Satellite Communication System with the Flexible Digital Payload with Consideration to the Influence of Interference in User Beams

M. Y. Voronin¹, I. A. Boychenko¹✉,
T. K. Krivoklyakin¹, P. A. Diptan²

¹JSC «Central Research Institute for Machine Building»,

4 Pionerskaya Str., Korolev, Moscow Region, 141070, Russian Federation

²North Caucasian Federal University, 2 Kulakov Ave., 9 building, Stavropol, 355017, Russian Federation

✉ edembuss@mail.ru

Abstract. A methodological approach to determining the main design parameters of a low-orbit satellite communication system with a flexible digital payload as part of spacecraft for providing high-speed access to information networks is presented. The distinctive feature of the presented technique is the accounting of the influence of interference between subscriber beams of adjacent spacecraft, which can intersect while moving along ballistic trajectories. A multi-criteria optimization problem is formulated with target functions for maximizing throughput and coverage under power consumption restrictions and the level of intra-system interference. To solve the problem, the Pareto-optimization method is used, which allows finding many non-dominant solutions without the need for a priori weighting of criteria. The

comparative analysis of three configuration options of antenna devices with flexible digital payloads has been accomplished using the example of the orbital constellation of 252 satellites at the altitude of 680 kilometers to serve the territory of Russia and the water area of the Northern Sea Route. Practical importance is in the creation of tools for the reasonable choice of technical characteristics of the national low-orbit group, including equivalent isotropically radiated power, Q-factor of the receiving path, the width of the directional pattern of subscriber beams and the number of beams per spacecraft. The obtained results demonstrate the practical applicability of the technique for justifying the choice of architectural solutions of the low-orbit satellite communication system.

Keywords: low-orbit satellite communication system, flexible digital payload, spacecraft, throughput, user beams, resource allocation, interference.

For citation: Voronin M. Y., Boychenko I. A., Krivoklyakin T. K., Diptan P. A. Methodological approach to provision of the main parameters of the project of the low-orbit satellite communication system with the flexible digital payload with Consideration to the Influence of Interference in User Beams. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):299–315. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.004

Введение

Во всем мире стремительно набирают популярность низкоорбитальные спутниковые системы связи (НСС), в составе космических аппаратов (КА) которых применяются гибкие цифровые полезные нагрузки (ГЦПН). ГЦПН — это оборудование бортового ретрансляционного комплекса (БРК) КА, которое осуществляет программируемую маршрутизацию сигналов на борту КА [1]. Это позволяет гибко управлять характеристиками полезной нагрузки в ходе эксплуатации КА. Например, может меняться частотный план, зона обслуживания, распределение излучаемой по каждому лучу мощности, параметры связности и т. д.

С ростом числа спутников на орбите и повышения разнообразия их функциональных возможностей возникает потребность в эффективном управлении и планировании использования доступного орбитально-частотного ресурса [2].

В отличие от традиционных спутниковых систем связи на геостационарной орбите с фиксированными зонами обслуживания, для функционирования НСС требуется динамическое управление лучами антенн КА. Представленный методический подход позволяет оценить основные

проектные параметры НССС с учетом ограничения спутниковой платформы в части энергопотребления, выделяемого для функционирования ГЦПН при обслуживании заданной зоны обслуживания, а также выработать алгоритм для расчета пропускной способности системы связи в абонентских лучах с учетом влияния интерференции (пересечения) лучей смежных КА.

В настоящее время самая известная спутниковая группировка Starlink составляет уже более 8 000 КА, однако методы оптимизации орбитально-частотного ресурса охраняются как коммерческая тайна и в открытой печати не публикуются. Приведенный методический подход обладает новизной при создании национальной низкоорбитальной группировки.

Целью работы является разработка методического подхода к обоснованию основных проектных параметров низкоорбитальной спутниковой системы связи с гибкой цифровой полезной нагрузкой, обеспечивающего оптимальное распределение орбитально-частотного ресурса с учетом влияния интерференции в абонентских лучах смежных космических аппаратов.

1. Постановка задачи

Для НССС, предназначенных для предоставления услуг высокоскоростной передачи данных, важнейшим параметром зачастую указывается максимально достижимая пропускная способность. Однако данный параметр далеко не единственный и при проектировании систем связи более важным является отношение пропускной способности к затратам на создание орбитальной группировки (Мбит/Рубль). Затраты на создание, в свою очередь, могут быть представлены в виде требований к ресурсам, выделяемым для функционирования полезной нагрузки КА. Экономическая эффективность НССС с одинаковыми значениями пропускной способности, но построенных на спутниковых платформах среднего и малого класса будет отличаться.

Данный методический подход позволит определить оптимальные вариации основных проектных параметров НССС, таких как эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) на передачу, добротность (G/T) на прием, ширина диаграммы направленности абонентских лучей, количество лучей на КА, энергопотребление ГЦПН и другие, которые, в свою очередь, будут учитываться в комплексной методике оценки распределения орбитально-частотного ресурса НССС с ГЦПН. Этот методический подход предлагает решение многокритериальной задачи.

Примем в качестве основных целевых функций следующие:

1) W_1 — максимизация пропускной способности в абонентских лучах;

2) W_2 — максимизация мгновенной зоны обслуживания НССС в абонентских лучах.

В качестве ограничений выступают следующие целевые функции:

1) X_1 — ограничение по энергопотреблению ГЦПН;

2) X_2 — ограничение по пересечению абонентских лучей смежных КА для обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости.

Путем решения многокритериальной задачи осуществляется выбор наилучшего варианта НССС.

2. Методика решения задачи

2.1. Особенности ГЦПН

Концепция гибкой цифровой полезной нагрузки получила развитие благодаря внедрению цифровых решений, таких как активные фазированные антенные решетки (АФАР), системы с прыгающими лучами («beam hopping»), цифровые маршрутизаторы на базе DTP (Digital Transparent Processor).

ГЦПН могут использоваться для:

- поддержки пиковых скачков спроса на емкость — возможность менять пропускную способность в разных лучах в зависимости от спроса;
- перенацеливание лучей на область, в которой возникает повышенный спрос;
- бесшовная передача обслуживания подвижного объекта между лучами и КА.

Рассматриваемая в настоящем методическом подходе полезная нагрузка НССС должна обладать свойствами гибкости в части:

- динамического изменения положения точек прицеливания абонентских лучей;
- изменения видов модуляции для адаптации к изменяющейся помеховой обстановке, влиянию осадков в радиолинии.

В качестве антенных устройств ГЦПН рассматриваются АФАР, которые позволяют практически мгновенно изменять точку прицеливания абонентского луча. Данная технология также называется «beam hopping» [3–5]. Главным ограничивающим фактором применения АФАР является высокое энергопотребление, что ведет к ужесточению требований к спутниковой платформе.

Еще важной особенностью АФАР является зависимость ширины диаграммы направленности луча, ЭИИМ на передачу, добротности G/T на прием от количества элементарных излучателей в решетке. С ростом количества

элементарных излучателей коэффициент усиления АФАР растет, а ширина диаграммы направленности уменьшается. Таким образом, возникает противоречие, вызванное тем, что, с одной стороны, увеличение коэффициента усиления выгодно с точки зрения увеличения пропускной способности в лучах (W_1), а с другой — уменьшается мгновенная зона обслуживания КА (W_2). Поэтому и вводится ограничение по энергопотреблению ГЦПН (X_1). В случае же увеличения мгновенной зоны обслуживания КА могут возникнуть пересечения абонентских лучей смежных КА и, как следствие, возникновение интерференции, что приведет к возникновению дополнительных внутрисистемных помех в каналах связи (X_2), тем самым не будет обеспечена электромагнитная совместимость.

2.2. Алгоритм решения задачи

Алгоритм решения многокритериальной задачи следующий:

- а) формирование исходных данных (системные характеристики НССС, моделирование характеристик антенных устройств и формирование требований к зоне обслуживания КА);
- б) моделирование баллистического построения орбитальной группировки;
- в) моделирование и расчет многолучевой зоны обслуживания для различных конфигураций ГЦПН с учетом влияния интерференции;
- г) расчет пропускной способности для различных конфигураций ГЦПН;
- д) решение многокритериальной задачи и выбор наилучшего варианта НССС.

2.3. Формирование исходных данных

В качестве примера определим исходные данные для формирования облика орбитальной группировки НССС, приведенные в табл. 1.

В качестве примера антенных устройств ГЦПН в абонентской радиолинии рассмотрим результаты расчета их характеристик для трех вариантов, приведенных в табл. 2.

Исходя из ограничения по энергопотреблению ГЦПН КА, принятому в табл. 1, количество абонентских лучей на прием и на передачу выбрано:

- 16 передающих и 8 приемных лучей для варианта № 1 с суммарным энергопотреблением 4 640 Вт;
- 8 передающих и 4 приемных луча для варианта № 2 с суммарным энергопотреблением 4 720 Вт;
- 16 передающих и 16 приемных лучей для варианта № 3 с суммарным энергопотреблением 4 880 Вт.

Таблица 1. Исходные данные для формирования облика орбитальной группировки НССС
Table 1. Initial data for formation of the NSSS orbital constellation

№ п/п	Наименование параметра	Значение параметра
1	Высота орбиты	680 км
2	Зона обслуживания	Территория Российской Федерации, включая акваторию Северного морского пути
3	Угол места абонентского терминала	Не менее 25 градусов
4	Ограничение по энергопотреблению ГЦПН	Не более 5 000 Вт в течение 10 минут на витке
5	Частотно-поляризационный план	С частотно-поляризационным разделением в абонентских лучах по четырехцветной схеме
6	Диапазон частот на передачу (линия КА — Земля)	от 19,3 до 19,7 ГГц
7	Диапазон частот на прием (линия Земля — КА)	от 29,1 до 29,5 ГГц

Таблица 2. Варианты антенных устройств ГЦПН
Table 2. Variants of RCP antenna devices

№ Варианта	Тип антенного устройства	Ширина диаграммы направленности, градус	Минимальный коэффициент усиления апертуры, дБ	ЭИИМ, дБВт	Добротность G/Γ , дБ/К	Потребляемая мощность, Вт
1	Передающая АФАР	6,63	23,0	34,1	—	200
	Приемная АФАР	6,63	22,0	—	минус 5,7	180
2	Передающая АФАР	4,50	26,0	40,2	—	400
	Приемная АФАР	4,50	25,0	—	минус 2,7	340
3	Передающая АФАР	8,83	20,5	29,1	—	125
	Приемная АФАР	6,63	22,0	—	минус 5,7	180

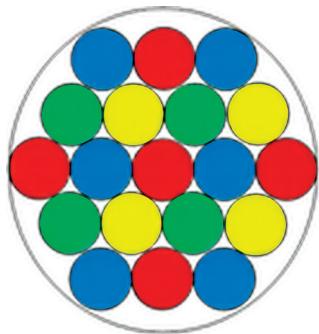


Рис. 1. Изображение зоны обслуживания КА с «четырехцветной» схемой переиспользования ресурса
Fig. 1. Image of AC service area with «four-color» resource reuse diagram

Для распределения орбитально-частотного ресурса чаще всего используется «четырехцветная» схема с частотно-поляризационной связью [6]. Четыре соседних луча работают на разных частотах либо разных поляризациях множественное количество раз, но за счет пространственного разнесения не пересекаются между собой. На рис. 1 представлен пример «четырехцветной» схемы.

Следует также отметить, что в данном подходе рассматривается расчет пропускной способности в абонентских лучах, а фидерный луч не рассматривается.

2.4. Моделирование баллистического построения орбитальной группировки

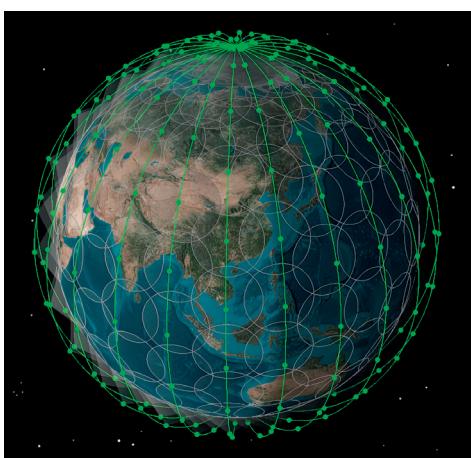


Рис. 2. Орбитальное построение на высоте 680 км

Fig. 2. Orbital formation at the altitude of 680 km

Количество КА в орбитальной группировке напрямую влияет на значение максимально достижимой пропускной способности НССС. Определим сначала орбитальное построение НССС исходя из приведенных требований к высоте орбиты и углу места абонентских терминалов. Моделирование орбитального построения группировки КА НССС на высоте 680 км было выполнено с помощью специального программного обеспечения Systems Tool Kit [7], а результаты приведены на рис. 2, 3.

Характеристики орбитального построения для группировки на высоте 680 км приведены в табл. 3.



Рис. 3. Двумерный вид орбитального построения на высоте 680 км

Fig. 3. Two-dimensional view of the orbital formation at an altitude of 680 km

Таблица 3. Характеристики орбитальной группировки на высоте 680 км

Table 3. Characteristics of the orbital constellation at the altitude of 680 km

Характеристика	Значение
Количество КА, шт.	252
Количество плоскостей, шт.	12
Количество КА в плоскости, шт.	21
Наклонение, градус	90
Угол между плоскостями, градус	15
Угол межплоскостного смещения КА, градус	8,58
Угол места абонента, градус	25

Особенностью обслуживания территории Российской Федерации является необходимость построения орбитальной группировки с наклонением орбиты, близким к 90 градусов, что обеспечивает наименьшее количество КА. Данное орбитальное построение, как видно на рис. 2 и 3, имеет высокую плотность КА в северных широтах и наименьшую плотность на экваторе. В северных широтах наблюдается множественное перекрытие зон обслуживания соседними спутниками.

2.5. Моделирование и расчет многолучевой зоны обслуживания для различных конфигураций ГЦПН с учетом влияния интерференции

Использование на спутнике антенн, обслуживающих всю видимую область на поверхности Земли, нецелесообразно, что связано с невозможностью получения требуемого энергопотенциала радиолинии. Необходим переход

к многолучевому принципу покрытия поверхности Земли. Однако нужно сформулировать принцип формирования зоны на поверхности Земли.

С целью обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости множественное перекрытие абонентских лучей не допустимо, так как при этом будут возникать помехи для абонентов, работающих на совпадающих поляризациях и частотах. Также сами КА, зоны обслуживания которых пересекаются, окажутся восприимчивы к излучению абонентских терминалов, которые по распределению должны обслуживаться различными КА. Для обеспечения частотно-поляризационной развязки и снижения влияния интерференции между соседними лучами должна применяться сегментация абонентских лучей.

При многолучевом обслуживании требуемое количество ячеек для покрытия заданной территории размером $\alpha \times \beta$ градусов возможно получить, применяя выражение:

$$N = K_B \frac{S}{S_B}, \quad (1)$$

где N — количество ячеек для покрытия заданной территории; S — размеры общей зоны обслуживания, км^2 ; K_B — коэффициент перекрытия лучей; S_B — площадь одного луча, км^2 .

Найдем диаметр покрытия одного луча D_B на поверхности Земли при высоте орбиты $h = 680$ км и ширине диаграммы направленности $\theta = 6,63^\circ$:

$$D_B = h \cdot \tan(\theta) = 680 \cdot \tan(6,63^\circ) \approx 79 \text{ км}. \quad (2)$$

Площадь луча S_B в надире (диаметр 79 км) составляет 4900 км^2 , но для запаса возьмем луч под наклоном, пусть пятно растянется в два раза, тогда площадь луча станет 19600 км^2 . Площадь территории Российской Федерации составляет $17,1$ млн км^2 , а площадь акватории Северного морского пути составляет $1,2$ млн км^2 [8]. Итого для сплошного покрытия требуется около 940 лучей без учета перекрытия лучей.

Учтем также допустимый коэффициент перекрытия лучей K_B из формулы (1). Предположим, что лучи перекрываются по уровню минус 3 дБ соседними лучами на 20 % от площади на поверхности Земли. Таким образом, $K_B = 1,2$. Итого для сплошного покрытия заданной зоны обслуживания необходимо количество лучей N около 1120.

Результаты моделирования орбитальной группировки с КА для варианта № 1 с 16 абонентскими лучами по $6,63^\circ$ представлены на рис. 4 и 5. Можно отметить, что уже в южных регионах Российской Федерации во избежание наложения лучей смежных КА необходимо осуществлять планирование

по обслуживанию ячеек зоны обслуживания с использованием технологии «beam hopping».

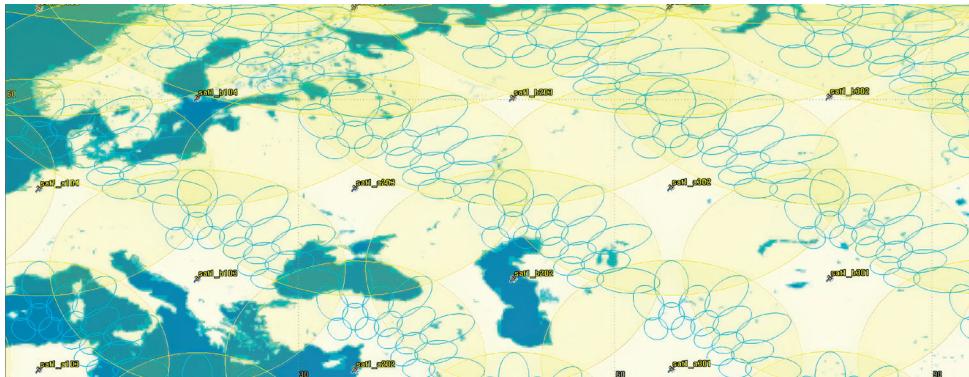


Рис. 4. Двумерный вид для 16 абонентских лучей с шириной диаграммы направленности $6,63^{\circ}$ для южных и центральных широт РФ

Fig. 4. Two-dimensional view of 16 subscriber beams with the beam width of 6.63° the southern and central latitudes of Russian Federation

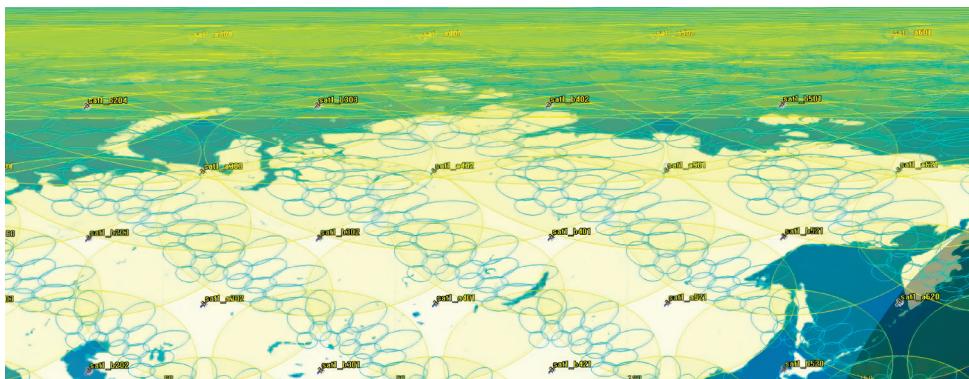


Рис. 5. Двумерный вид для 16 абонентских лучей с шириной диаграммы направленности $6,63^{\circ}$ для северных широт РФ и акватории Северного морского пути

Fig. 5. Two-dimensional view of 16 subscriber beams with the beam width of 6.63° of northern latitudes of Russian Federation and the waters of the Northern Sea Route

На рис. 5 видно, что в северных широтах РФ, и особенно в акватории Северного морского пути, наблюдается значительное перекрытие абонентских лучей смежных КА. Перекрытия настолько существенные, что найти свободные ячейки на зоне обслуживания КА не представляется возможным и большую часть лучей придется отключать. Таким образом, конфигурация с 16 абонентскими лучами с шириной диаграммы направленности $6,63^{\circ}$

хороша по критерию максимизации мгновенной зоны обслуживания W_2 для южных широт, но избыточна для северных широт РФ.

Для варианта № 2 с 8 лучами по $4,5^\circ$ интерференция начинает сказываться только при обслуживании акватории Северного морского пути, таким образом, можно условно обозначить интерференцию незначительной.

Для варианта ГЦПН № 3 с 16 лучами по $8,83^\circ$ интерференция еще более значительная.

В дальнейшем при разработке комплексной методики могут быть добавлены результаты математического моделирования антенных устройств и введены числовые значения для таких параметров, как уровень боковых лепестков диаграммы направленности, угловое разнесение смежных КА при обслуживании ячеек зоны обслуживания с пересекающимися лучами и т. д. В данной статье упрощенно рассмотрим влияние интерференции по классификации — незначительное, среднее, высокое, значительное влияние. В дальнейшем возможно введение новых критериев при решении математической задачи для более точного учета влияния помех от пересекающихся лучей на величину пропускной способности НСС.

2.6. Расчет пропускной способности

1. Выполним расчет пропускной способности в абонентских лучах для варианта № 1 (16 лучей на передачу ($n_F = 16$) и 8 лучей на прием ($n_R = 8$)).

2. Рабочая полоса каждого абонентского луча составляет $\Delta F_{beam_F} = 200$ МГц на передачу, $\Delta F_{beam_R} = 100$ МГц на прием.

3. Пропускная способность в общем виде рассчитывается по формуле:

$$T = \Delta F \cdot S_{eff}, \quad (3)$$

где T — пропускная способность в абонентских лучах; ΔF — ширина рабочей полосы частот, МГц; S_{eff} — спектральная эффективность выбранной сигнально-кодовой конструкции.

4. Общая пропускная способность одного КА (T_{SC} , Мбит/с) рассчитывается по формуле:

$$T_{SC} = n_F \cdot \Delta F_{beam_F} \cdot S_{eff_F} + n_R \cdot \Delta F_{beam_R} \cdot S_{eff_R}, \quad (4)$$

где T_{SC} — пропускная способность КА, Мбит/с; n_F — количество лучей КА в прямых каналах (на передачу); n_R — количество лучей КА в обратных каналах (на прием); ΔF_{beam_F} — ширина рабочей полосы одного луча в прямых каналах, МГц; ΔF_{beam_R} — ширина рабочей полосы одного луча в обратных каналах, МГц; S_{eff_F} — спектральная эффективность выбранной сигнально-кодовой конструкции в прямых каналах, бит/Гц; S_{eff_R} — спек-

тральная эффективность выбранной сигнально-кодовой конструкции в обратных каналах, бит/Гц.

5. Результаты расчета пропускной способности «прямых каналов»:

$$T_{SC_F} = 16 \cdot 200 \cdot 1,98 = 6336 \text{ Мбит/с}$$

(DVB-S2X, 8PSK 2/3, ROF 5 %, $S_{eff_F} = 1,98 \text{ бит/Гц}$).

6. Результаты расчета пропускной способности «обратных каналов»:

$$T_{SC_R} = 16 \cdot 100 \cdot 0,8 = 1280 \text{ Мбит/с}$$

(MF-TDMA, QPSK 1/2, ROF 20 %, $S_{eff_R} = 0,8 \text{ бит/Гц}$).

7. Таким образом, суммарная пропускная способность одного КА в абонентских лучах составляет $T_{SC} = 7616 \text{ Мбит/с}$.

Максимальная теоретическая пропускная способность НССС, состоящей из 252 КА с глобальной зоной обслуживания, будет составлять 1 919,2 Гбит/с. Однако это значение недостижимо в реальной системе связи, так как получено без учета влияния интерференции перекрывающихся абонентских лучей от соседних КА. Теоретическое значение часто используется в рекламных целях. С одной стороны, данный подход позволяет быстро рассчитать потенциальную экономическую эффективность системы связи на этапе привлечения инвестиций в проект, но на этапе ввода системы в эксплуатацию значение пропускной способности системы окажется меньше заявленного.

Когда заданной зоной обслуживания является территория Российской Федерации, то пропускная способность составит около 150 Гбит/с, так как при выбранном орбитальном построении над этой зоной находится порядка 20 КА.

2.7. Решение многокритериальной задачи и выбор наилучшего варианта

Для решения многокритериальной задачи из области системного анализа можно применить несколько методов [9]. Выбор метода зависит от специфики задачи, предпочтений лица, принимающего решения и требуемой точности.

В наиболее простом случае подходит метод взвешенных сумм, если можно задать весовые коэффициенты для каждого критерия (W_1, W_2, X_1, X_2) на основе экспертных оценок. Данный подход позволяет преобразовать многокритериальную задачу в однокритериальную:

$$F = \alpha_1 \cdot W_1 + \alpha_2 \cdot W_2 - \alpha_3 \cdot X_1 - \alpha_4 \cdot X_2 \rightarrow \{\max\},$$

где $\alpha_1 \dots \alpha_4$ — веса нормированные.

Может показаться, что можно воспользоваться данным методом, но его недостатком является требование к точному заданию весовых коэффициентов, а с учетом внесения новых коэффициентов или изменения исходных данных постоянное изменение весовых коэффициентов приведет к невозможности автоматизации расчетов.

Метод Парето-оптимизации [10] лучше подходит для решения приведенной многокритериальной задачи, когда нужно найти множество недоминируемых решений (улучшение одного критерия ухудшает другой). К плюсам метода можно отнести отсутствие требований во взвешивании критериев, он дает множество вариантов для выбора, возможно добавление новых критериев и динамическое изменение исходных данных. К минусам метода можно отнести необходимость дополнительного выбора из множества Парето и более сложные вычисления, чем для метода взвешенных сумм, а также наличие эксперта для оценки результатов вычислений.

Рассмотрим, описанные выше три варианта ГЦПН спутниковой системы по методу Парето-оптимизации, приведенные в табл. 4.

Таблица 4. Три варианта ГЦПН спутниковой системы по методу Парето-оптимизации

Table 4. Three variants of the satellite system RCPN using the Pareto optimisation method

Номер варианта ГЦПН	Пропускная способность (W_1), Гбит/с	Зона обслуживания одного КА (W_2), тыс. км ²	Энергопотребление (X_1), Вт	Интерференция (X_2)
1	150	314	4640	Высокая
2	180	72	4720	Низкая
3	120	560,9	4880	Очень высокая

Краткий анализ результатов:

- все три варианта практически одинаковы по критерию энергопотребления X_1 ;
- вариант 1 лучше варианта 2 по W_2 , но хуже по W_1, X_2 ;
- вариант 2 лучше варианта 1 по W_1, X_2 , но хуже по W_2 ;
- вариант 3 лучше вариантов 1 и 2 по W_2 , но хуже по W_1, X_2 . По критерию интерференции X_2 , создаваемой широкими лучами вариант 3 в проигрыше.

Парето-фронт: {вариант 1, вариант 2} два решения недоминируемые.

Варианты выбора:

- если важна максимальная пропускная способность, то это вариант 2;

- если важна энергоэффективность, то это могут быть вариант 1 и вариант 3 с уменьшенным количеством лучей;
- если нужен некий баланс, то это скорее вариант 1, хотя и вариант 2 можно считать весьма удачным, если задержка, вызванная ожиданием связи на сканирование лучами, окажется не сильно важна при формировании бизнес-требований к системе связи.

Метод Парето-оптимизации хорошо подходит для решения много-критериальной задачи, так как позволяет учесть все критерии без свертки в один, дает набор вариантов для инженерного анализа.

В дальнейшем будет разработана комплексная методика оценки распределения орбитально-частотного ресурса НССС с учетом влияния как фактора многолучевой зоны обслуживания, так и ограничений спутниковой платформы. Предлагается учитывать планирование при формировании зоны обслуживания абонентских лучей и сеансный режим работы ГЦПН для сбережения энергетических ресурсов спутниковой платформы КА.

Заключение

Представленный методический подход позволяет определить оптимальные варианты основных проектных параметров НССС, которые в последующем будут применены в комплексной методике оценки распределения орбитально-частотного ресурса НССС с ГЦПН.

Для оценки распределения ресурсов НССС необходимо обоснованно выбрать весовые коэффициенты для целевых функций оценки (W_1, W_2, X_1, X_2) таким образом, чтобы они не приводили к противоречивым результатам. При таком подходе исключается необходимость в обязательном наличии бизнес требований для проектирования НССС. В результате применения предложенного методического подхода в дальнейшем будет разработана комплексная методика оценки распределения орбитально-частотного ресурса НССС с ГЦПН, которая позволит осуществлять обоснованный выбор одного или нескольких наиболее эффективных вариантов реализации.

Список литературы / References

1. Макаренко С. И. *Системы спутниковой связи общего пользования и специального назначения. Монография.* СПб.: Наукоемкие технологии; 2025. 222 с.
Makarenko S. I. *Satellite communication systems for general and specific purposes.* Saint Petersburg: Naukoemkie Tehnologii Publ.; 2025. 222 p. (In Russ.)

2. Рекомендация МСЭ-R S.1782-1 (09/2019). Руководящие указания, касающиеся глобального широкополосного доступа в интернет через системы фиксированной спутниковой службы. Женева: МСЭ; 2020. 12 с. (Серия S. Фиксированная спутниковая служба).
- Recommendation ITU-R S.1782-1 (09/2019). Guidelines on global broadband Internet access by fixed-satellite service systems.* Geneva: ITU; 2019. 11 p. (S Series. Fixed-satellite service).
3. Deng H., Ying K., Feng D., Gui L., He Y., Xia X. -G. Satellites Beam Hopping Scheduling for Interference Avoidance. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.* 2024;42(12):3647–3658. DOI 10.1109/JSAC.2024.3459083.
4. Li X., Zhang X., Chang J. Dynamic low earth orbit multi satellite hopping beam resource allocation considering load and dynamic coverage balance (LDCB-MSHBRA). *Discover Space.* 2024;128:3. DOI <https://doi.org/10.1007/s11038-024-09557-5>.
5. Zhao Q., Hu Y., Pang Z., Ren D. Beam Hopping for LEO Satellite: Challenges and Opportunities. *2022 International Conference on Culture-Oriented Science and Technology (CoST).* 18–21 August 2022. Lanzhou, China. IEEE; 2022. P. 319–324. DOI 10.1109/CoST57098.2022.00072.
6. Ben Yahia O., Garroussi Z., Bélanger O., Sanso B., Frigon J.-F., Martel S., Lesage-Landry A., Karabulut-Kurt G. Evolution of High Throughput Satellite Systems: Vision, Requirements, and Key Technologies. Technical report. *Les Cahiers du GERAD.* Oct. 2023. G-2023-44. P. 1–35. (ISSN 0711-2440).
7. *Systems Tool Kit: описание программного обеспечения.* URL: <https://www.ansys.com/products/missions/ansys-stk> (accessed: 23.09.2025).
8. Северный морской путь. Атомный ледокольный флот — ключевое звено в обеспечении геополитических интересов России в Арктике. *Rosatomflot.* URL: <https://rosatomflot.ru/o-predpriyatiu/severnyy-morskoy-put/?sysclid=mfxoj8hduw657894569> (дата обращения: 23.08.2025).
9. Del Portillo I., Cameron, B. G., Crawley E. F. A technical comparison of three low earth orbit satellite constellation systems to provide global broadband. *Acta Astronautica.* 2019;159:123–135. DOI <https://doi.org/10.1016/j.actaastro.2019.03.040>.
10. Подиновский В. В., Ногин В. Д. *Парето-оптимальные решения многокритериальных задач.* 2-е изд. М.: Физматлит, 2007. 256 с.

Информация об авторах

Воронин Михаил Юрьевич, главный специалист АО «ЦНИИмаш», Королев, Российская Федерация

Бойченко Игорь Анатольевич, кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник АО «ЦНИИмаш», Королев, Российская Федерация

Кривоклякин Тимофей Кириллович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник АО «ЦНИИмаш», Королев, Российская Федерация

Диптан Павел Анатольевич, аспирант кафедры вычислительной математики и кибернетики, ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет», Ставрополь, Российская Федерация

Information about the authors

Michael Y. Voronin, main expert, JSC «TSNIImash», Korolev, Moscow Region, Russian Federation

Igor A. Boychenko, Candidate of Technical Sciences, leading researcher, JSC «TSNIImash», Korolev, Moscow Region, Russian Federation

Timofey K. Krivoklyakin, Candidate of Technical Sciences, senior researcher leading researcher of JSC «TSNIImash», Korolev, Moscow Region, Russian Federation

Pavel A. Diptan, Graduate Student, Department of Computational Mathematics and Cybernetics, North Caucasian Federal University, Stavropol, Russian Federation

Поступила / Received 01.09.2025

Принята в печать / Accepted 30.09.2025

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.005**УДК** 621.396

Синтез квадратурных ответвителей с LC-фильтрами различного порядка

Б. В. Гусев¹, Д. А. Летавин²✉, А. А. Пятышин²¹Свободный ученый, г. Екатеринбург, Российская Федерация²Уральский федеральный университет имени первого Президента

России Б. Н. Ельцина, 620062, Российская Федерация,

г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ d.a.letavin@urfu.ru

Аннотация. Статья посвящена исследованию замены четвертьволновых отрезков в двухшлейфных направленных ответвителях или квадратурных мостах (КМ) на LC-элементы со структурой фильтров нижних частот (LC-элементы ФНЧ) различных порядков. Основная цель работы заключается в анализе влияния порядка фильтра на частотные характеристики КМ. Сопоставляя ABCD-матрицу LC-элементов ФНЧ с матрицей четвертьволнового отрезка, удалось вывести формулы для расчета значений индуктивностей и емкостей LC-элементов. Сравнение фильтров 3-го, 5-го, 7-го и 9-го порядков показало, что увеличение порядка ФНЧ расширяет полосу рабочих частот устройства, но усложняет схемно-конструктивную реализацию. Результаты работы предоставляют инженерам методику проектирования СВЧ-устройств с улучшенными массогабаритными показателями.

Ключевые слова: направленный ответвитель, фильтр нижних частот, квадратурный мост, ABCD-матрица.

Для цитирования: Гусев Б. В., Летавин Д. А., Пятышин А. А. Синтез квадратурных ответвителей с LC-фильтрами различного порядка. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):316–339. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.005.

Synthesis of Quadrature Couplers with LC filters of Different Orders

B. V. Gusev¹, D. A. Letavin²✉, A. A. Pyatyshin²

¹Freelance scientist, Ekaterinburg, Russian Federation

²Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin,
32 Mira Str., Ekaterinburg, 620062, Russian Federation

✉ d.a.letavin@urfu.ru

Abstract. The research is devoted to the study of replacing quarter-wave sections in dual-stub directional couplers with low-pass filters (LPF) of different orders. The purpose of the work is to miniaturize the device without significantly degrading their characteristics. It has become possible to derive formulas for calculating the values of the filter inductances and capacitances by comparing the matrices ABCD of the low-pass filter and the $\lambda/4$ segment. The comparison of filters of the 3rd, 5th, and 7th orders has revealed that the increase in the LPF order expands the operating frequency band of the device, but complicates the circuit and design implementation. The results of the research provide engineers with the methodology of designing compact microwave devices with improved weight and size indicators, relevant for modern communication and radar systems.

Keywords: directional coupler, low-pass filter, phase stability, ABCD matrices.

For citation: Gusev B. V., Letavin D. A., Pyatyshin A. A. Synthesis of quadrature couplers with LC filters of different orders. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):316–339. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.005

Введение

Делители мощности являются ключевыми компонентами в современных радиочастотных и СВЧ-системах, обеспечивая распределение сигналов в устройствах связи, радиолокации, измерительных приборах и антенных решетках. Среди множества конструкций, таких как ответвители на связанных линиях, ответвители Ланге и кольцевые делители, особое место занимают двухшлейфные направленные ответвители или квадратурные мосты (КМ) [1–8]. Их популярность в СВЧ-технике обусловлена простотой реализации, обеспечением разности фаз 90° между выходными сигналами и возможностью интеграции в другие схемы и устройства. Однако классические реализации, основанные на четвертьволновых отрезках линий

передачи, требуют значительной площади подложки, что ограничивает их применение в устройствах, где критичны массогабаритные характеристики.

Современные методы миниатюризации направленных ответвителей включают использование изогнутых линий передачи, фрактальных структур, многослойных подложек, а также замену распределенных элементов сосредоточенными компонентами, такими как катушки индуктивности и конденсаторы со структурой фильтров низких частот (ФНЧ). Некоторые методы миниатюризации имеют недостатки: например, многослойные структуры усложняют производство, а фрактальные геометрии ограничены практической реализуемостью. Применение *LC*-элементов ФНЧ, имитирующих работу четвертьвольновых отрезков, выглядит перспективным, однако большинство исследований не учитывают влияние порядка фильтра на итоговые параметры ответвителя. Это создает пробел в понимании того, какая комбинация параметров ФНЧ обеспечивает оптимальный баланс между компактностью, широкополосностью и сохранением характеристик.

В данной работе исследуется замена четвертьвольновых отрезков в КМ на *LC*-элементы ФНЧ 3-го, 5-го, 7-го и 9-го порядков. Далее для сокращения записей вместо *LC*-элементы ФНЧ будем использовать аббревиатуру ФНЧ. Ниже рассмотрены КМ с Т-образной схемой ФНЧ, фильтры которых начинающиеся и заканчивающиеся с продольной индуктивности. Однако, используя соотношения дуальности, все результаты, полученные в работе, могут быть применены для КМ с П-образной схемой ФНЧ.

Основная цель — анализ влияния порядка ФНЧ на характеристики квадратурного моста: рабочую полосу ($\pm 0,5$ дБ дисбаланса), фазовый сдвиг 90° и развязку (-15 дБ).

Результаты работы предоставляют инженерам методику выбора параметров *L*-, *C*-элементов ФНЧ для проектирования КМ без существенного ухудшения их эксплуатационных показателей.

Схема квадратурного моста

Квадратурный мост (КМ) — это устройство, состоящее из двух параллельных шлейфов (отрезков линий передачи), подключенных к основной линии передачи. На рис. 1 показана классическая реализация выполняется на микрополосковой технологии, где шлейфы ($l_1 - l_2$) имеют длину, равную четверти длины волны ($\lambda/4$) на центральной частоте КМ.

Основные элементы схемы КМ при сонаправленном типе направленности (ответвленный сигнал распространяется в том же направлении, что и основной):

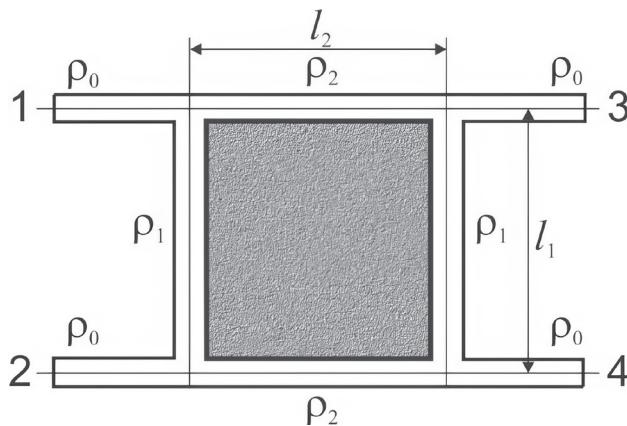


Рис. 1. Классическая схема КМ
Fig. 1. Standard circuit of a quadrature directional coupler

1. Основная линия передачи, которая соединяет входной порт (Port 1) и прямой выходной порт (Port 3). Сигнал, проходящий через шлейфы, приобретает фазовый сдвиг 90° из-за их длины ($\lambda/4$). Это обеспечивает разность фаз 90° между Port 1 и Port 3.

2. Два шлейфа, которые подключены параллельно к основной линии на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга.

3. Связанный порт (Port 4) — это выход, куда направляется часть мощности сигнала.

4. Развязанный порт (Port 2), который в идеальном случае не получает мощности, поскольку в него приходят два сигнала с фазовым сдвигом 180° .

Для 3-дБ КМ (равное деление мощности $k = 1$) волновое сопротивление шлейфов (ρ_1) и основной линии (ρ_2) связано соотношениями:

$$k = \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2}, \quad |S_{31}|^2 = |S_{41}|^2, \quad (1)$$

$$\rho_1 = \rho_0 \sqrt{k}, \quad \rho_1 = \rho_0, \quad (2)$$

$$\rho_2 = \rho_0 \sqrt{\frac{k}{k+1}}, \quad \rho_2 = \rho_0 / \sqrt{2}, \quad (3)$$

где k — коэффициент деления, определяемый как отношение мощностей на выходах КМ или отношение квадратов коэффициентов передачи КМ, ρ_0 — волновое сопротивление подводящих линий передачи КМ.

Графики, характеризующие основные зависимости классического КМ для $\rho_1 = 50$ Ом и $\rho_2 = 35,35$ Ом, представлены на рис. 2, 3.

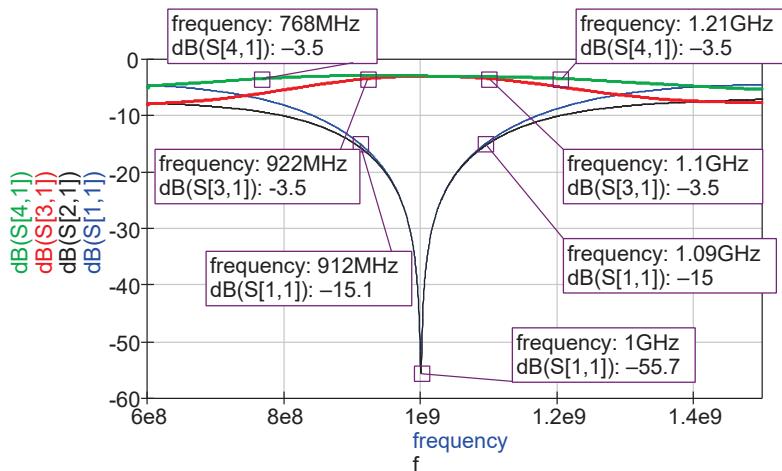


Рис. 2. Частотные зависимости S -параметров классического КМ

Fig. 2. Frequency dependences of the S-parameters of a standard directional coupler

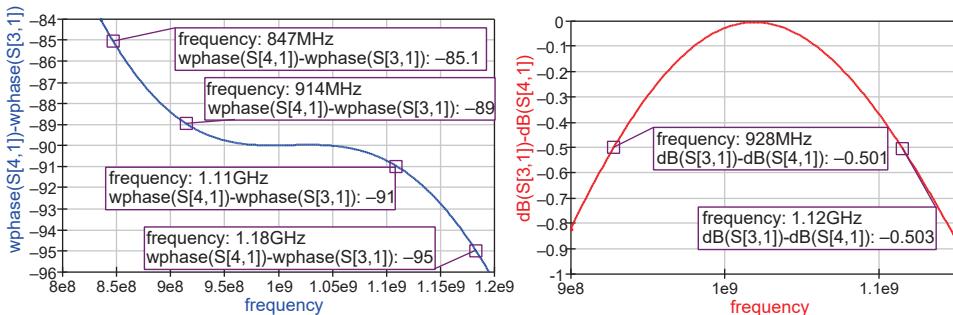


Рис. 3. Частотные зависимости фазоразностной характеристики и дисбаланса коэффициентов передачи классического КМ

Fig. 3. Frequency dependences of the phase-difference characteristic and the imbalance of the transmission coefficients of a standard directional coupler

Использование элементов ФНЧ вместо $\lambda/4$ -шлейфов

Теория длинных линий — это раздел электротехники и радиотехники, который описывает поведение электромагнитных волн в линиях передачи, таких как коаксиальные кабели, микрополосковые линии или двухпроводные линии. Она учитывает распределенные параметры линии: индуктивность (L'), емкость (C'), активное сопротивление (R') и проводимость (G') утечки на единицу длины. В отличие от коротких цепей, где эти параметры можно считать сосредоточенными (например, в резисто-

рах, конденсаторах и катушках индуктивности), в длинных линиях они распределены по всей длине.

Теория длинных линий позволяет связать характеристики микрополосковой линии с заменяющей ее L - C -схемой. Для идеальной линии без потерь $R' = 0$ и $G' = 0$, микрополосковая линия передачи эквивалентна бесконечной цепочке последовательных индуктивностей (L') и параллельных емкостей (C'). Это похоже на структуру фильтра нижних частот, который также состоит из индуктивностей и емкостей.

Достоинством замены четвертьволнового отрезка на ФНЧ является уменьшение площади КМ особенно заметное на частотах в десятки и сотни МГц.

Четвертьволновой отрезок линии передачи создает фазовый сдвиг 90° на центральной частоте. Фильтр нижних частот необходимо рассчитать так, чтобы он обеспечивал фазовый сдвиг 90° на той же частоте. Обозначим центральную частоту, на которой фазовый сдвиг равен 90° , как частоту с индексом f_{90} . В окрестности центральной частоты f_{90} амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики ФНЧ будут близки к характеристикам четвертьволнового отрезка. В составе КМ должны использоваться два ФНЧ, заменяющие отрезки ρ_1 и, соответственно, рассчитанные на сопротивление нагрузки $R = 50$ Ом, а также два ФНЧ, заменяющие отрезки ρ_2 и рассчитанные на сопротивление нагрузки $R = 35,35$ Ом. Поскольку значения элементов ФНЧ при этом изменяются пропорционально отношению сопротивлений, достаточно рассчитать ФНЧ, для сопротивления нагрузки 50 Ом.

Таким образом, существуют две возможности использования LC -элементов со структурой ФНЧ вместо четвертьволновых отрезков линий передачи:

- рассчитать стандартный ФНЧ таким образом [5, 8], чтобы на центральной частоте фазовые сдвиги ФНЧ и отрезка совпадали. При этом АЧХ и ФЧХ ФНЧ сохраняются, но его частота среза не совпадает с центральной частотой КМ;
- выбрать ФНЧ таким образом, чтобы на частоте f_{90} ABCD-матрица четвертьволнового отрезка совпадала с ABCD-матрицей ФНЧ.

Ниже проанализирован второй способ расчета ФНЧ.

Таким образом, замена четвертьволнового отрезка на ФНЧ возможна благодаря совпадению ключевых параметров (фазового сдвига, импеданса и ABCD-матриц) на центральной частоте. Это делает ФНЧ удобной альтернативой для миниатюризации устройств и упрощения их конструкции.

Формулы для расчета ФНЧ 3-го порядка

Вывод формул для расчета элементов Т-образной схемы ФНЧ, устанавливаемой вместо четвертьвольновых отрезков КМ, основан на приравнивании их ABCD-матриц.

Для линии передачи длиной $\theta = 90^\circ$ ($\pi/2$ радиан) с волновым сопротивлением ρ , ABCD-матрица имеет вид:

$$ABCD_{\lambda/4} = \begin{pmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 0 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Т-образная схема ФНЧ состоит из двух последовательных индуктивностей (L) и параллельной емкости (C) (рис. 4). ABCD-матрица такого фильтра равна произведению матриц L --, C -элементов.

$$ABCD_{\Phi_{\text{НЧ},3}} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (5)$$

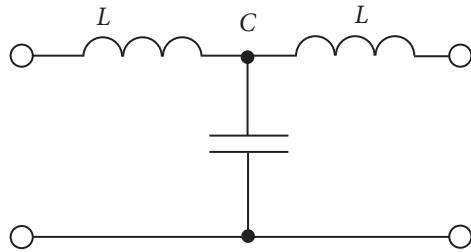


Рис. 4. Т-образная схема ФНЧ 3-го порядка

Fig. 4. T-shaped circuit of the 3rd order low-pass filter

Последовательное умножение матрицы индуктивности на матрицу емкости определяется соотношением (6):

$$\begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega_{90}^2 LC & j\omega_{90}L \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Умножив соотношения (6) на третью матрицу — матрицу индуктивности, получим ABCD-матрицу Т-образной схемы ФНЧ:

$$\begin{pmatrix} 1 - \omega_{90}^2 LC & j\omega_{90}L \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega_{90}^2 LC & j\omega_{90}L(2 - \omega_{90}^2 LC) \\ j\omega_{90}C & 1 - \omega_{90}^2 LC \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Приравняем матрицу четвертьволнового отрезка к матрице ФНЧ:

$$\begin{pmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \omega_{90}^2 LC & j\omega L(2 - \omega_{90}^2 LC) \\ j\omega_{90} C & 1 - \omega_{90}^2 LC \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Обозначая $\omega_{90}^2 LC = x$ и приравнивая одинаковые члены матриц из соотношения (8), получаем:

$$1 - x = 0, \quad (9)$$

$$\omega_{90} L (2 - x) = \omega_{90} L (1 + (1 - x)) = \omega_{90} L = \rho, \quad (10)$$

$$\omega C = 1/\rho. \quad (11)$$

Из соотношений (10), (11) следует, что сопротивления индуктивности ωL и емкости $1/\omega C$ равны друг другу, а их перемножение — квадрату волнового сопротивления:

$$\omega_{90} L = 1/\omega_{90} C = \rho, \quad \frac{L}{C} = \rho^2. \quad (12)$$

В итоге получаем выражения для определения L и C ФНЧ 3-го порядка:

$$L = \frac{\rho}{\omega_{90}}, \quad C = \frac{L}{\rho^2}. \quad (13)$$

Таким образом, зная значения индуктивности (емкости) и волнового сопротивления, можно вычислить значение емкости (индуктивности). Такой подход позволяет, зная значение одного из элементов, рассчитать второй с помощью соотношения (12).

КМ с применением ФНЧ 3-го порядка

Рассчитаем с помощью соотношений (10), (12) значения LC -элементов Т-образной схемы для центральной частоты 1 ГГц и волнового сопротивления 50 Ом.

$$L = \frac{50}{2 \cdot 3,14 \cdot 1 \cdot 10^9} = 7,957 \text{ нГн},$$

$$C = \frac{7,957 \cdot 10^{-9}}{(50)^2} = 3,1831 \text{ пФ}.$$

Схема ФНЧ и рассчитанные в программе «QUCS» частотные характеристики фильтра (АЧХ и ФЧХ) приведены на рис. 5. Значение частоты и фазового сдвига в пределах точности установки значений элементов и вычислений в программе «QUCS» соответствуют заданным требованиям.

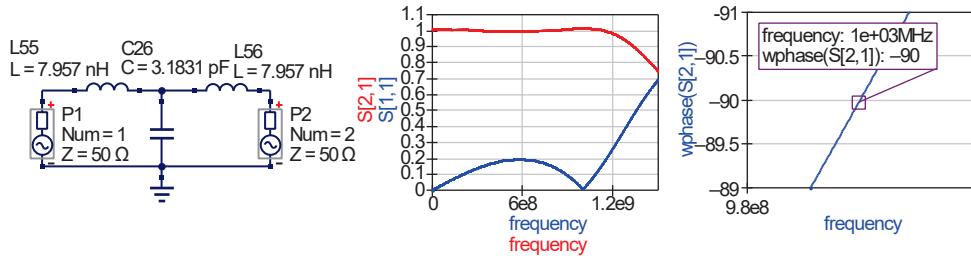


Рис. 5. Т-образная схема ФНЧ 3-го порядка и ее частотные характеристики

Fig. 5. T-shaped 3rd order low-pass filter circuit and its frequency characteristics

Схема КМ с использованием ФНЧ с сопротивлениями 50 и 35,35 Ом и частотные зависимости ее S-параметров приведены на рис. 6. Частотные зависимости дисбаланса и фазоразностной характеристики КМ показаны на рис. 7.

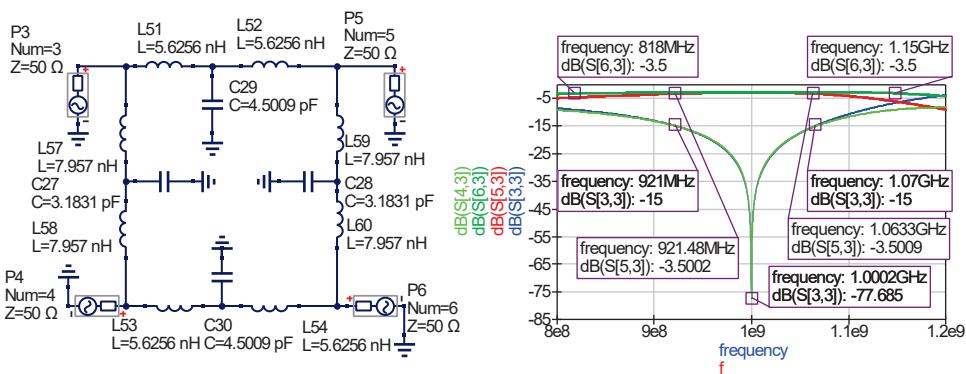


Рис. 6. Схема КМ с ФНЧ 3-го порядка и частотные зависимости его S-параметров

Fig. 6. Schematic diagram of a directional coupler with the 3rd order low-pass filter and frequency dependences of its S-parameters

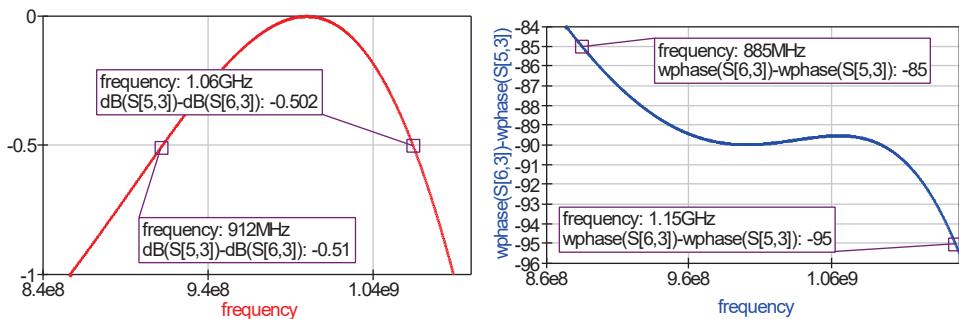


Рис. 7. Частотные зависимости дисбаланса и фазоразностной характеристики КМ

Fig. 7. Frequency dependencies of the imbalance and phase-difference characteristics of the directional coupler

Формулы для расчета ФНЧ 5-го порядка

Вывод формул для расчета элементов L и C ФНЧ 5-го порядка аналогичен расчету L и C ФНЧ 3-го порядка. Для замены четвертьволнового отрезка на Т-образный ФНЧ 5-го порядка (рис. 8) также приравниваем их ABCD-матрицы. Из соображений симметрии все индуктивности, а также емкости равны друг другу.

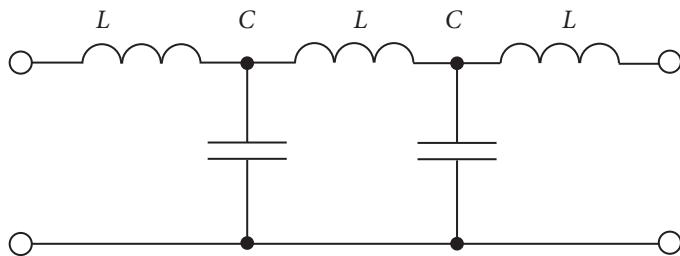


Fig. 8. Т-образная схема ФНЧ 5-го порядка

Fig. 8. T-shaped circuit of the 5th order low-pass filter

$ABCD$ матрица ФНЧ 5-го порядка состоит из произведения пяти матриц элементов

$$ABCD_{\Phi\text{НЧ}_5} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega_{90}L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Перемножаем матрицы последовательно. Используя готовую матрицу передачи ФНЧ 3-го порядка — соотношение (8), умножим ее на матрицу емкости и получим матрицу ФНЧ 4-го порядка:

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} 1 - \omega_{90}^2 LC & j\omega_{90} L(2 - \omega_{90}^2 LC) \\ j\omega_{90} C & 1 - \omega_{90}^2 LC \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90} & 1 \end{pmatrix} = \\ & = \begin{pmatrix} 1 - 3\omega_{90}^2 LC + \omega_{90}^4 L^2 C^2 & j\omega_{90} L(2 - \omega_{90}^2 LC) \\ j\omega_{90} C(2 - \omega_{90}^2 LC) & 1 - \omega_{90}^2 LC \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Матрицу ФНЧ 4-го порядка умножаем на матрицу передачи индуктивности и приравниваем матрицу передачи ФНЧ 5-го порядка к матрице четвертьволнового отрезка:

$$\begin{pmatrix} 1 - 3\omega_{90}^2 LC + \omega_{90}^4 L^2 C^2 & j\omega_{90} L(3 - 4\omega_{90}^2 LC + \omega_{90}^4 L^2 C^2) \\ j\omega_{90} C(2 - \omega_{90}^2 LC) & 1 - 3\omega_{90}^2 LC + \omega_{90}^4 L^2 C^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 0 \end{pmatrix}.$$

Для сокращения преобразований обозначим $\omega^2 LC = x$ и перепишем равенство:

$$\begin{pmatrix} 1 - 3x + x^2 & j\omega_{90} L(3 - 4x + x^2) \\ j\omega_{90} C(2 - x) & 1 - 3x + x^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 0 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Приравнивая последовательно элементы матриц передач ФНЧ 5-го порядка и четвертьволнового отрезка, получаем уравнения:

$$1 - 3x + x^2 = 0, \quad (15)$$

$$\omega_{90} L(3 - 4x + x^2) = \rho, \quad (16)$$

$$\omega_{90} C(2 - x) = 1/\rho. \quad (17)$$

Преобразуем (16) и затем подставим в него (15):

$$\omega_{90} L(3 - 4x + x^2) = \omega_{90} L \left[(1 - 3x + x^2) + (2 - x) \right] = \omega_{90} L(2 - x) = \rho. \quad (18)$$

Поделим почленно (18) на (17):

$$\frac{L}{C} = \rho^2. \quad (19)$$

Соотношение (19) совпадает с соотношением (12) для КМ с ФНЧ 3-го порядка.

Из решения уравнения (15) выбираем корень, не нарушающий соотношений (18), (19):

$$x_2 = \frac{3 - \sqrt{5}}{2}. \quad (20)$$

Подставив (20) в (18), получим:

$$\omega_{90} L (2 - x) = \omega_{90} L \left(2 - \frac{3 - \sqrt{5}}{2} \right) = \omega_{90} L \left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \right) = \rho. \quad (21)$$

Заметим, что $\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \right) \approx 1,618$ определяет так называемое «золотое сечение».

Из (21) и (19) получаем соотношения для расчета элементов ФНЧ:

$$L = \frac{\rho}{1,618 \omega_{90}} = \frac{0,618 \rho}{\omega_{90}}, \quad (22)$$

$$C = \frac{L}{\rho^2}. \quad (23)$$

Зная значения индуктивности (емкости) и волнового сопротивления, можно вычислить значение емкости (индуктивности). Такой подход позволяет, зная значение одного из элементов, рассчитать второй с помощью соотношения (23).

КМ с применением ФНЧ 5-го порядка

Проверим корректность формул для расчета индуктивности L и емкости C фильтра нижних частот (ФНЧ) пятого порядка, реализованного по Т-образной схеме. Для этого рассчитаем номиналы L , C -элементов для центральной частоты 1 ГГц и волнового сопротивления 50 Ом.

$$L = \frac{0,618 \cdot 50}{2 \cdot 3,14 \cdot 1 \cdot 10^9} = 4,92 \text{ нГн},$$

$$C = \frac{4,92 \cdot 10^{-9}}{50^2} = 1,968 \text{ пФ}.$$

Схема ФНЧ с частотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ) промоделирована в программе «QUCS» и приведена на рис. 9. Судя по характеру пульсаций функций передачи и коэффициента отражения ФНЧ 5-го порядка,

нельзя классифицировать ни как чебышевский, ни как баттервортовский или иной.

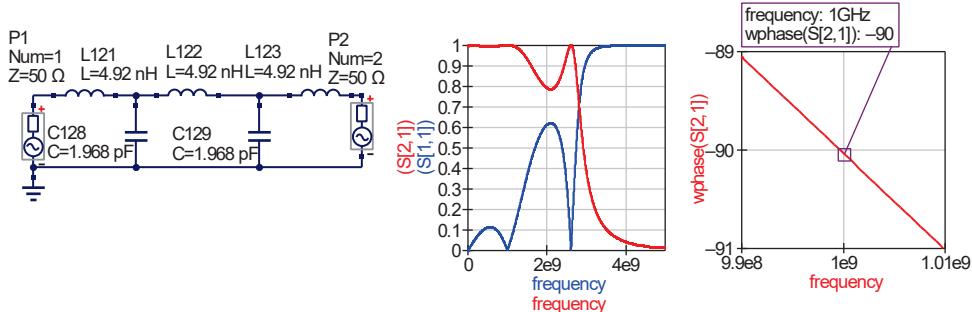


Рис. 9. Т-образная схема ФНЧ 5-го порядка и ее частотные характеристики
Fig. 9. T-shaped 5th order low-pass filter circuit and its frequency characteristics

Фазовый сдвиг функции передачи ФНЧ на частоте $f_{90} = 1$ ГГц равен 90° . Это доказывает правильность расчетов и возможность использовать ФНЧ вместо четвертьволновых отрезков, входящих в состав КМ. Далее был собран КМ с использованием ФНЧ с сопротивлениями 50 и 35,35 Ом (рис. 10). Также в программе «QUCS» были промоделированы частотные характеристики КМ: графики S-параметров (рис. 11), разности фаз и дисбаланса (рис. 11).

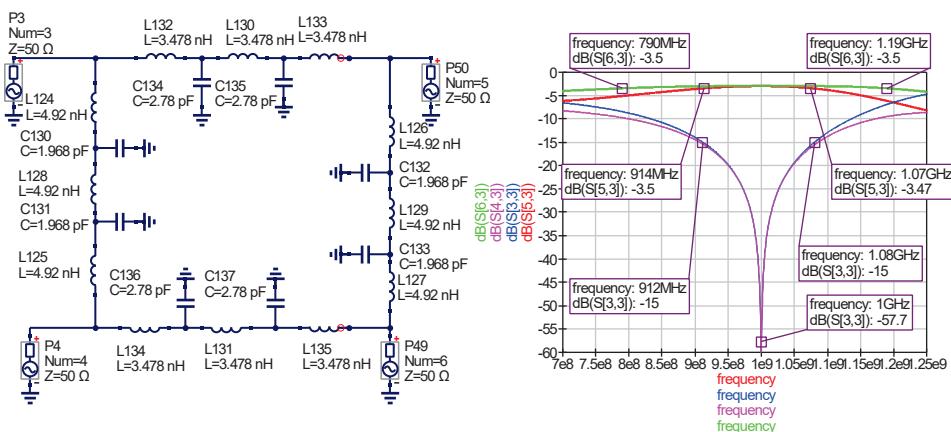


Рис. 10. Схема КМ с применением ФНЧ 5-го порядка и частотные зависимости S-параметров
Fig. 10. Schematic diagram of the directional transponder using the 5th-order low-pass filter and frequency dependences of S-parameters

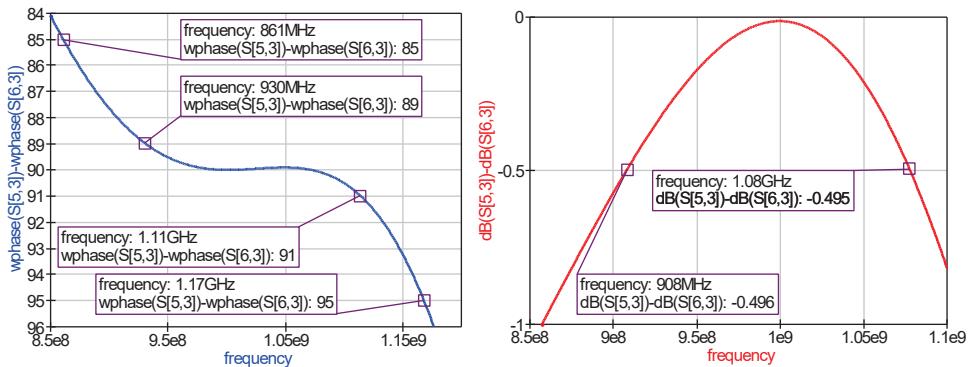


Рис. 11. Частотные зависимости фазо-разностной характеристики и дисбаланса

Fig. 11. Frequency dependences of the phase-difference characteristic and imbalance

Формулы для расчета ФНЧ 7-го порядка

Т-образная схема ФНЧ 7-го порядка приведена на рис. 12.

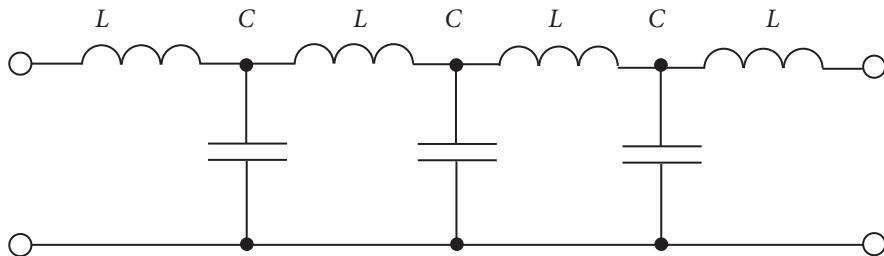


Рис. 12. Т-образная схема ФНЧ 7-го порядка

Fig. 12. T-shaped circuit of the 7th order low-pass filter

Так же, как и ранее, записываем ABCD-матрицу ФНЧ 7-го порядка и, используя методику, отработанную для ФНЧ 3-го и 5-го порядков, рассчитаем элементы ФНЧ 7-го порядка.

$$ABCD_{\Phi\text{НЧ}_7} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega_0 L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_0 C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega_0 L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_0 C & 1 \end{pmatrix} \times \\ \times \begin{pmatrix} 1 & j\omega_0 L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_0 C & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega_0 L \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Приравнивая матрицы передачи ФНЧ 7-го порядка и матрицу передачи четвертьволнового отрезка с учетом подстановки $\omega^2 LC = \rho$, получаем уравнения:

$$1 - 6x + 5x^2 - x^3 = 0, \quad (24)$$

$$\omega_{90} L (4 - 10x + 6x^2 - x^3) = \omega_{90} L (3 - 4x + x^2) = \rho, \quad (25)$$

$$\omega_{90} C (3 - 4x + x^2) = 1/\rho. \quad (26)$$

Если поделить почленно (25) на (26), получим:

$$\frac{L}{C} = \rho^2. \quad (27)$$

Из (25)

$$L = \frac{\rho}{\omega_{90} (3 - 4x + x^2)}. \quad (28)$$

Из корней уравнения (24) $x_1 = 0,19806$; $x_2 = 1,5549$; $x_3 = 3,24697$ выбираем корень $x_1 = 0,19806$, имеющий физическое значение (неотрицательные элементы ФНЧ). При подстановке этого корня в (27), (28) получаем соотношения для расчета значений L , C :

$$L = \frac{0,445 \cdot \rho}{\omega_{90}}, \quad (29)$$

$$C = \frac{L}{\rho^2} = \frac{0,445}{\omega_{90} \rho}. \quad (30)$$

Сравнивая соотношения (13) и (22), (23), (29), (30), замечаем, что они отличаются только множителем перед волновым сопротивлением ρ для расчета индуктивности L . Используя эти решения можно попытаться ввести приближенные соотношения для расчета элементов многоэлементной L -, C -структурь:

$$L \approx \frac{3,09\rho}{n\omega_{90}}, \quad (31)$$

$$C \approx \frac{L}{\rho^2}. \quad (32)$$

Здесь n — число элементов L -, C -структурь. Замечаем, что соотношения для расчета емкости остается неизменным для структуры с любым количеством элементов n .

КМ с применением ФНЧ 7-го порядка

Схема ФНЧ с частотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ) промоделирована в программе «QUCS» и приведена на рис. 13. Значения элементов вычислены по соотношениям (29), (30). ФНЧ 7-го порядка также нельзя классифицировать ни как чебышевский, ни как баттервортовский. Схема КМ, частотные характеристики ее S-параметров, разности фаз и дисбаланса промоделированы в программе «QUCS» и представлены на рис. 14–16.

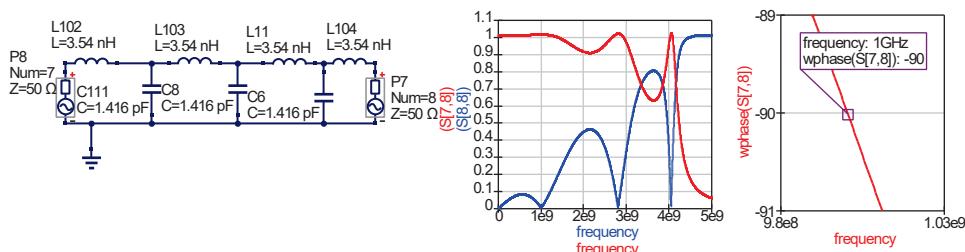


Рис. 13. Т-образная схема ФНЧ 7-го порядка и ее частотные зависимости

Fig. 13. T-shaped the 7th-order low-pass filter circuit and its frequency dependences

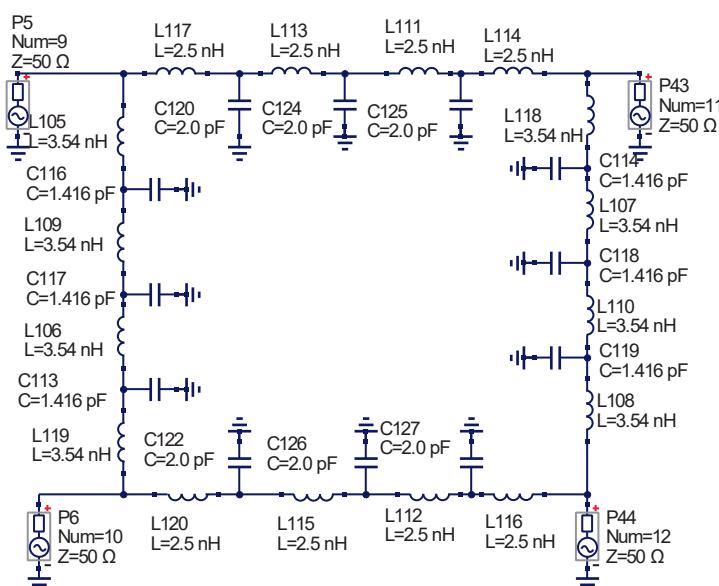


Рис. 14. КМ с ФНЧ 7-го порядка

Fig. 14. Directional coupler with the 7th order low-pass filter

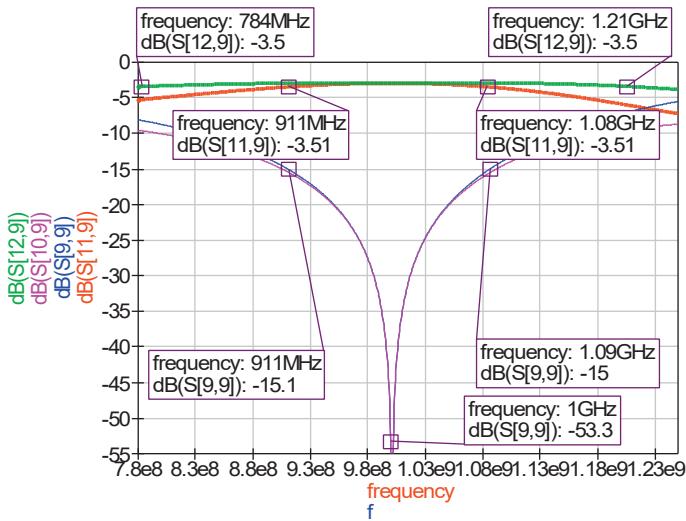
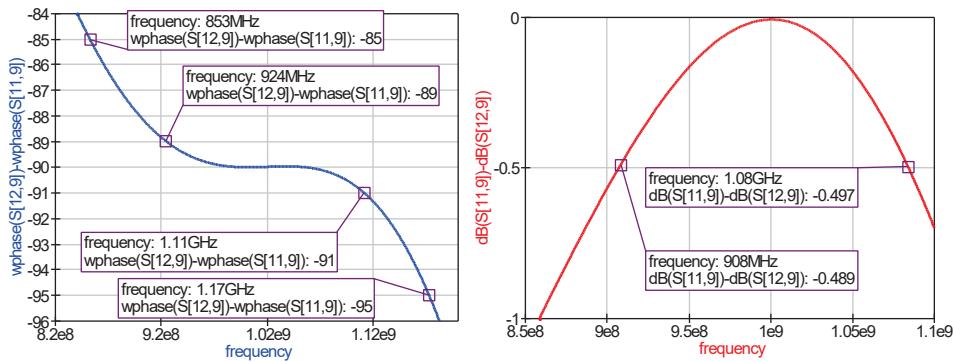


Рис. 15. Частотные зависимости S-параметров КМ

Fig. 15. Frequency dependences
of S-parameters of the directional couplerРис. 16. Частотные зависимости фазоразностной характеристики и дисбаланса
Fig. 16. Frequency dependencies of the phase-difference characteristic and imbalance

Формулы для расчета ФНЧ 9-го порядка

Т-образная схема ФНЧ 9-го порядка приведена на рис. 17.

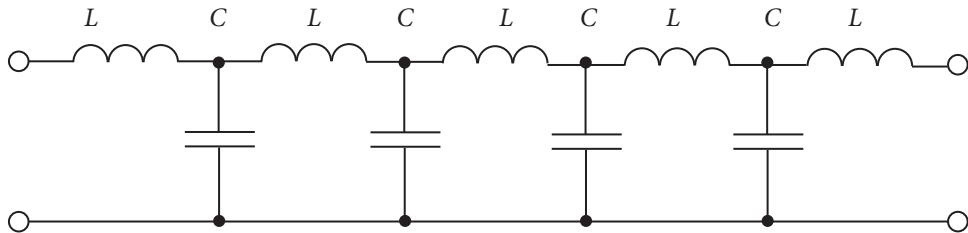


Рис. 17. Т-образная схема ФНЧ 9-го порядка

Fig. 17. T-shaped circuit of the 9th order low-pass filter

Так же, как и ранее, используя методику, отработанную для ФНЧ 3-го, 5-го и 7-го порядков, рассчитаем элементы ФНЧ 9-го порядка.

Умножим ABCD-матрицу ФНЧ 9-го порядка на матрицу емкости

$$\begin{pmatrix} 1 - 6x + 5x^2 - x^3 & j\omega_{90}L(4 - 10x + 6x^2 - x^3) \\ j\omega_{90}C(3 - 4x + x^2) & 1 - 6x + 5x^2 - x^3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega_{90}C & 1 \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 & j\omega_{90}L(4 - 10x + 6x^2 - x^3) \\ j\omega_{90}C(4 - 10x + 6x^2 - x^3) & 1 - 6x + 5x^2 - x^3 \end{pmatrix}. \quad (33)$$

Полученную матрицу 8-го порядка умножим на матрицу индуктивности

$$\begin{pmatrix} 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 & j\omega_{90}L(4 - 10x + 6x^2 - x^3) \\ j\omega_{90}C(4 - 10x + 6x^2 - x^3) & 1 - 6x + 5x^2 - x^3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j\omega L \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 & j\omega_{90}L(5 - 20x + 21x^2 - 8x^3 + x^4) \\ j\omega_{90}C(4 - 10x + 6x^2 - x^3) & 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 \end{pmatrix}. \quad (34)$$

Приравнивая матрицы передачи ФНЧ 9-го порядка и матрицу передачи четвертьвольнового отрезка, получаем уравнения:

$$\begin{pmatrix} 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 & j\omega_{90}L(5 - 20x + 21x^2 - 8x^3 + x^4) \\ j\omega_{90}C(4 - 10x + 6x^2 - x^3) & 1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 1 \end{pmatrix}.$$

$$1 - 10x + 15x^2 - 7x^3 + x^4 = 0, \quad (35)$$

$$j\omega_{90}L(5 - 20x + 21x^2 - 8x^3 + x^4) = j\rho, \quad (36)$$

$$j\omega_{90}C(4 - 10x + 6x^2 - x^3) = j/\rho. \quad (37)$$

Если из уравнения (36) вычесть (35), получим

$$j\omega_{90}L(4 - 10x + 6x^2 - x^3) = j\rho. \quad (38)$$

Поделив (38) на (37), получим соотношение аналогичное соотношениям (12), (19), (27):

$$\frac{L}{C} = \rho^2.$$

Вычисляя корни уравнения (35) $x_1 = 2,3473$; $x_2 = 1,0000$; $x_3 = 3,5321$; $x_4 = 0,1206$, выбираем корень, не противоречащий физической реализуемости элементов $x_4 = 0,1206$.

Подстановка этого корня в соотношение (38) позволяет вычислить значения индуктивности L и емкости C .

$$L = \frac{\rho}{\omega_{90}(4 - 10x + 6x^2 - x^3)} = \frac{0,3473\rho}{\omega_{90}}, \quad (39)$$

$$C = \frac{L}{\rho^2} = \frac{0,3473}{\omega_{90}\rho}. \quad (40)$$

В общем случае формулы (39), (40) могут быть записаны в более общем виде:

$$L = \frac{\alpha_n \rho}{\omega_{90}}, \quad C = \frac{\alpha_n}{\omega_{90}\rho},$$

где α_n — нормированное значение элемента ФНЧ, $n = 3, 5, 7, 9$ и т. д. число элементов или порядок ФНЧ. Таким образом, $\alpha_3 = 1$, $\alpha_5 = 0,618$, $\alpha_7 = 0,445$, $\alpha_9 = 0,3473$.

КМ с применением ФНЧ 9-го порядка

Схема ФНЧ с частотными характеристиками (АЧХ и ФЧХ) промоделирована в программе «QUCS» и приведена на рис. 18. Значения элементов вычислены по соотношениям (39), (40). ФНЧ 9-го порядка также нельзя классифицировать ни как чебышевский, ни как баттервортовский. Схема КМ, его частотные характеристики, графики S-параметров, разности фаз и дисбаланса промоделированы в программе «QUCS» и приведены на рис. 19–21.

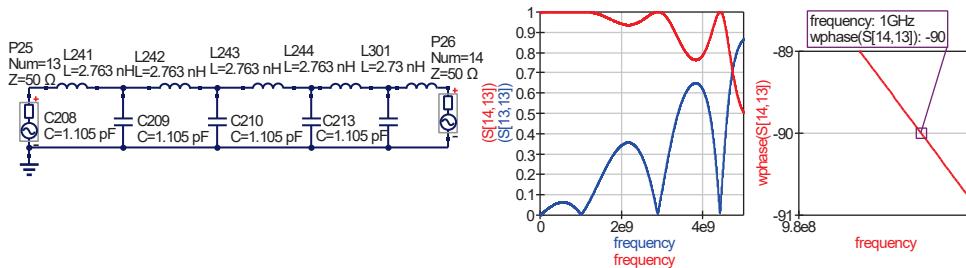


Рис. 18. Т-образная схема ФНЧ 9-го порядка и ее частотные характеристики

Fig. 18. T-shaped the 9th-order low-pass filter circuit and its frequency characteristics

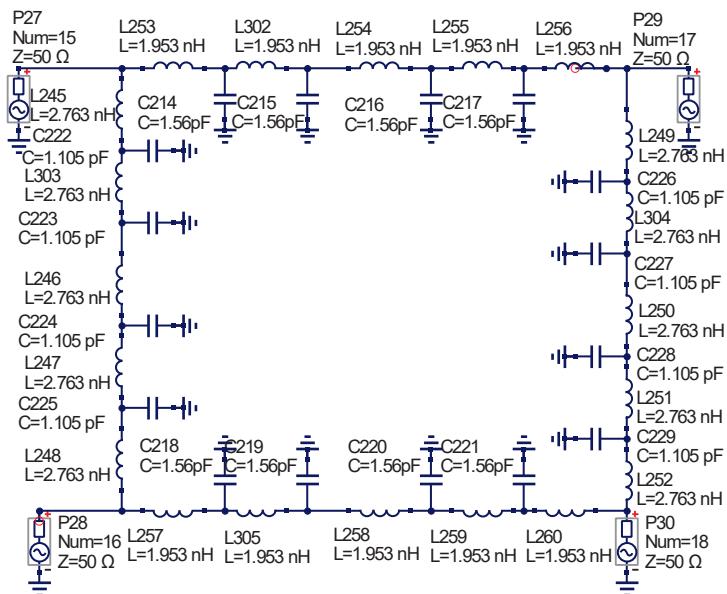


Рис. 19. КМ с ФНЧ 9-го порядка

Fig. 19. Directional coupler with the 9th order low-pass filter

Некоторое представление о характеристиках КМ, четвертьволновые отрезки которых заменены стандартными ФНЧ, и о характеристиках КМ, четвертьволновые отрезки которых заменены L - C -элементы со структурой ФНЧ, можно получить из табл. 1.

Сравнение точных и приближенных коэффициентов и величин элементов ФНЧ представлено в табл. 2.

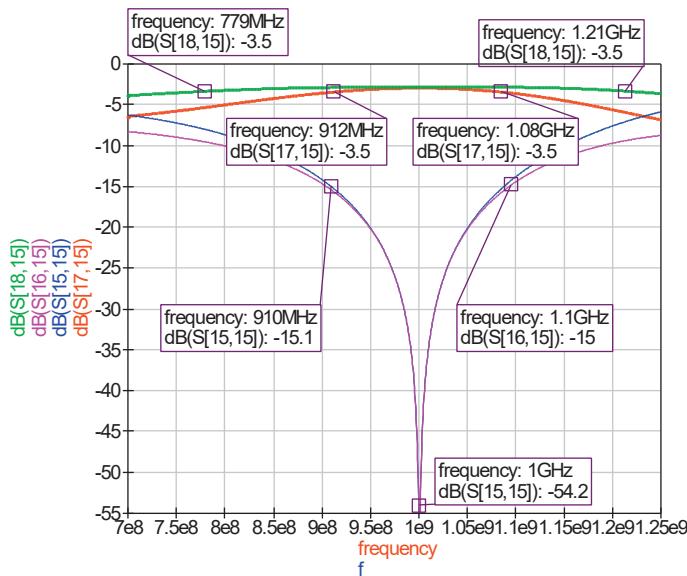
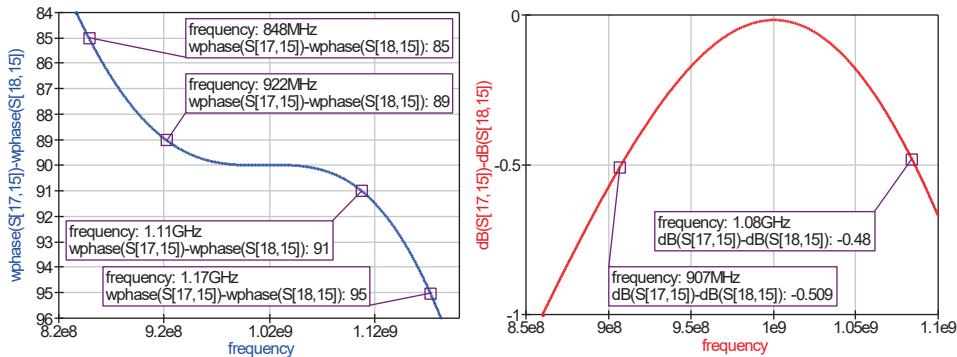
**Рис. 20.** Частотные зависимости S-параметров КМ**Fig. 20.** Frequency dependences of S-parameters of the directional coupler**Рис. 21.** Частотные зависимости фаза-разностной характеристики и дисбаланса**Fig. 21.** Frequency dependences of the phase-difference characteristic and imbalance

Таблица 1. Сравнение КМ реализованных на разных ФНЧ
Table 1. Comparison of directional couplers implemented on different low-pass filters

КМ на фильтрах разного порядка	Полоса $ S_{31} $ по уровню 0,5 дБ	Полоса $ S_{41} $ по уровню 0,5 дБ	Полоса разности фаз по уровню $90 \pm 5^\circ$	Полоса дисбаланса по уровню 0,5 дБ	Полоса по уровню развязки 15 дБ
КМ на отрезках	0,178	0,422	0,333	0,192	0,178
КМ 3Т	0,139	0,322	0,266	0,148	0,149
КМ 5Т	0,156	0,400	0,309	0,172	0,168
КМ 7Т	0,168	0,426	0,318	0,174	0,179
КМ 9Т	0,168	0,431	0,322	0,173	0,190

Таблица 2. Значения коэффициентов α_n и элементов LC-структур

Table 2. Values α_n of coefficients and elements of LC structures

Число элементов n	α_n точно	α_n приближенно	L , нГ точно	L , нГ приближенно	$\Delta L/L$ приближенно	C , пФ точно	C , пФ приближенно	$\Delta C/C$ приближенно
3	1	1,030	7,957	8,196	-1,8 %	3,1828	3,278	-3 %
5	0,618	0,618	4,918	4,918	0	1,967	1,967	0
7	0,445	0,441	3,541	3,509	0,09 %	1,416	1,405	0,07 %
9	0,3473	0,343	2,732	2,729	0,1 %	1,0928	1,0916	0,1 %
11		0,2809		2,235			0,8942	

При предварительных исследованиях вполне возможно использовать приближенные соотношения для расчета элементов LC-структур высоких порядков.

Заключение

Использование L -, C -элементов со структурой ФНЧ позволяет создавать компактные КМ с характеристиками, близкими к характеристикам КМ на четвертьволновых отрезках. На основе приравнивания ABCD-матриц LC-элементов со структурой ФНЧ и четвертьволнового отрезка на центральной частоте f_{90} получены соотношения для расчета LC-элементов со структурой ФНЧ 3-го, 5-го, 7-го и 9-го порядков. Соотношения для структур 3-го, 5-го, 7-го и 9-го порядков были проверены и подтверждены с высокой точностью. Также получена аппроксимирующая функция,

с помощью которой можно определить номиналы L -, C -элементов для фильтров нижних частот любого порядка. Таким образом, материал статьи представляет собой основу для проектирования КМ ФНЧ, четвертьволновые отрезки которых заменены на L -, C -элементы со структурой ФНЧ, и может быть использован в практических приложениях.

Список литературы / References

1. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. *Устройства СВЧ*. Под ред. Д. М. Сazonova. М.: Высшая школа; 1981. 295 с.
2. Малорашкий Л. Г., Явич Л. Р. *Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях*. М.: Советское радио; 1972. 232 с.
3. Кац Б. М., Мещанов В. П., Карамзина В. В. *Делители мощности СВЧ: по данным отечественной и зарубежной печати за 1960–1987 гг.* М.: ЦНИИ Электроника; 1988. 36 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ. Вып. 6(1363)).
4. Гвоздев В. И., Нефёдов Е. И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. М.: Наука; 1985. 256 с.
5. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. *Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи*. Т. 1. М.: Связь; 1971. 493 с.
Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. New York: McGraw-Hill Book Company, Inc.; 1964. 1096 p.
6. Kong W., Li P., Chang M., Yang G. Miniaturization design of 3dB directional coupler applied to balanced power amplifier in WLAN system. *2016 IEEE International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*. 20–22 August 2016. Harbin, China. IEEE; 2016. P. 571–573. DOI 10.1109/ICEICT.2016.7879770.
7. Tang C. W., Chen M. G., Tsai C. H. Miniaturization of microstrip branch-line coupler with dual transmission lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2008;18(3):185–187. DOI 10.1109/LMWC.2008.916798.
8. Ханзел Г. Е. *Справочник по расчету фильтров*. М.: Советское Радио; 1974. 288 с.
Hansell G. E. *Filter design and evaluation*. New York: Van Nostrand Reinhold Co; 1969. 203 p.

Информация об авторах

Гусев Борис Владимирович, кандидат технических наук, доцент, свободный учёный, г. Екатеринбург.

Летавин Денис Александрович, кандидат технических наук, доцент, доцент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург.

Пятышин Артем Андреевич, магистрант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий, Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург.

Information about the authors

Boris V. Gusev, Candidate of Technical Sciences, Freelance scientist, Ekaterinburg.

Denis A. Letavin, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Communications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg.

Artem A. Pyatyshin, Master's student, Department of Radioelectronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg.

Поступила / Received: 13.05.2025

Принята в печать / Accepted: 14.08.2025

Оригинальная статья / Original Article

DOI 10.15826/urej.2025.9.3.006

УДК 621.317.7.023

Векторный анализ цепей в микрополосковых линиях передачи

А. А. Терентьев^{1,3}, Е. А. Лупанова²,**С. М. Никулин^{2,3}✉, В. В. Петров²**

¹ Институт прикладной физики имени А. В. Гапонова-Грехова РАН, 603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, ул. Ульянова, 46

² Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, 603600, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24

³ ООО «Скоростные системы связи», 603081, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, ул. Нартова, 6

✉ nikulin-serg2006@yandex.ru

Аннотация. В работе обсуждаются перспективы векторного анализа цепей в микрополосковых линиях на основе принципа «измерение за одно подключение». Предлагаемое решение, в отличие от известных, ориентировано на измерения контролируемых объектов в специальной оснастке во всем частотном диапазоне векторного анализатора цепей с единственной микрополосковой калибровочной мерой, не требующей предварительной аттестации. Оригинальная калибровочная процедура исключает ошибки повторяемости разъемных соединений. Векторный анализ SMD-электронных компонентов и монолитных интегральных схем удается проводить в линиях передачи, изготовленных из различных материалов: ламинатов RT и RO, углеводородной керамики, а также на основе кварцевого стекла, керамики и стеклокерамики. В работе продемонстрирована реализация предложенного принципа векторного анализа на примере контроля параметров мер короткого замыкания и холостого хода, а также SMD-резистора, установленного в микрополосковую линию. Проведены калибровочная и измерительная процедуры, восстановлены собственные параметры объектов в широком диапазоне частот, предложены схемные модели контролируемых объектов по результатам измерения их параметров.

Ключевые слова: микрополосковая линия, характеристический импеданс, коаксиально-полосковый переход, воздушный коаксиальный волновод, четырехполюсник ошибок

Для цитирования: Терентьев А. А., Лупанова Е. А., Никулин С. М., Петров В. В. Векторный анализ цепей в микрополосковых линиях передачи. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):340–355. DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.006.

Vector Analysis of Circuits in Microstrip Transmission Lines

A. A. Terentyev^{1,3}, E. A. Lupalova²,

S. M. Nikulin^{2,3}✉, V. V. Petrov²

¹Federal Research Center A.V. Gaponov-Grekhov Institute

of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences,

46 Ulyanov Str., Nizhny Novgorod, 603950, Russian Federation.

²Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev,

24 Minin Str., Nizhny Novgorod, 603600, Russian Federation

³LLC "High-Speed Communication Systems",

6 Nartova St., Nizhny Novgorod, 603081, Russian Federation

✉ nikulin-serg2006@yandex.ru

Abstract. The paper discusses the prospects of vector analysis of circuits in microstrip lines using the principle of “One-junction-measurement” (or “One-probe-measurement”). The proposed solution, unlike available ones, is focused on measurements in special equipment in the entire frequency range of a vector network analyser with a minimum set of microstrip calibration standards that do not require preliminary certification. It is significant that the additional procedure of calibrating the equipment used by the Lt-method is not associated with major repeatability errors of detachable connections in a standard coaxial channel. Vector analysis of the parameters of SMD electronic components and integrated circuits is conducted in various (strip, coplanar) microstrip guide systems made of various materials — RT and RO laminates, hydrocarbon ceramics, as well as quartz glass, ceramics and glass ceramics. The paper demonstrates the implementation of the proposed vector analysis principle using the example of monitoring the parameters of short-, open-circuits and SMD resistor installed in a microstrip line. The calibration and measurement procedures are performed, the inherent parameter of the objects are restored in a wide frequency range, schematic models of controlled objects based on the results of measuring their parameters are proposed.

Keywords: microstrip line, characteristic impedance, coaxial-to-strip junction, air coaxial waveguide, two-port error network

For citation: Terentyev A. A., Lulanova E. A., Nikulin S. M., Petrov V. V. Vector analysis of circuits in microstrip transmission lines. *Ural Radio Engineering Journal*. 2025;9(3):340–355. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2025.9.3.006.

1. Введение

Векторный анализ SMD-электронных компонентов и монолитных интегральных схем в микрополосковых направляющих системах выполняют анализаторами цепей с коаксиальными соединителями в специальной оснастке — контактных устройствах, обеспечивающих переходы с коаксиальных линий в микрополосковую линию, в которую поджимом или пайкой устанавливают контролируемое изделие. Волновые параметры рассеяния (S -параметры) электронных компонентов $S_{ik}^{Z_0}(f)$, $i, k = 1, 2$ в микрополосковой линии с частотно-зависимым характеристическим импедансом $Z_0(f)$ определяют процедурой экстракции окружающих электрических цепей. Полученную измерительную информацию для работы с ней в системах автоматизированного проектирования следует преобразовать к стандартному характеристическому импедансу 50 Ом с помощью соотношений:

$$\begin{aligned} S_{11}^{50} &= S_{11}^r + \frac{\left(S_{21}^r\right)^2 \left(S_{11}^{Z_0} - S_{11}^r \det S^{Z_0}\right)}{\left(1 - S_{11}^r \left(S_{11}^{Z_0} + S_{22}^{Z_0}\right) + \left(S_{11}^r\right)^2 \det S^{Z_0}\right)}, \\ S_{21}^{50} &= \frac{\left(S_{21}^r\right)^2 S_{21}^{Z_0}}{\left(1 - S_{11}^r \left(S_{11}^{Z_0} + S_{22}^{Z_0}\right) + \left(S_{11}^r\right)^2 \det S^{Z_0}\right)}, \\ S_{12}^{50} &= \frac{\left(S_{21}^r\right)^2 S_{12}^{Z_0}}{\left(1 - S_{11}^r \left(S_{11}^{Z_0} + S_{22}^{Z_0}\right) + \left(S_{11}^r\right)^2 \det S^{Z_0}\right)}, \\ S_{22}^{50} &= S_{11}^r + \frac{\left(S_{21}^r\right)^2 \left(S_{22}^{Z_0} - S_{11}^r \det S^{Z_0}\right)}{\left(1 - S_{11}^r \left(S_{11}^{Z_0} + S_{22}^{Z_0}\right) + \left(S_{11}^r\right)^2 \det S^{Z_0}\right)}. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $S_{11}^r = \frac{R-1}{R+1}$ и $S_{21}^r = \frac{2\sqrt{R}}{R+1}$ — соответственно коэффициент отражения и коэффициент передачи скачка волновых сопротивлений $R = Z_0(f)/50$ [1], а $\det S^{Z_0} = S_{11}^{Z_0} S_{22}^{Z_0} - S_{21}^{Z_0} S_{12}^{Z_0}$ — определитель матрицы рассеяния [S^{Z_0}].

Контролируемые изделия устанавливают на расстояниях порядка 20 мм и более от областей контактов коаксиальных и полосковой линии, чтобы избежать негативного воздействия высших типов электромагнитных волн, возникающих вблизи границ полосковой линии [2, 3]. Для определения точного положения физических границ контролируемых объектов в оснастке необходимо знать длины входных и выходных отрезков микрополосковых линий, а также фазовую скорость $v(f)$ и коэффициент затухания $\alpha(f)$ распространяющихся в них электромагнитных волн.

Таким образом, для реализации векторного анализа объектов в микрополосковых направляющих системах анализаторами цепей с коаксиальными соединителями необходимо определить $Z_0(f)$, $v(f)$, $\alpha(f)$ и S-параметры окружающих коаксиально-полосковых электрических цепей.

Широко известен ряд решений задачи векторного анализа объектов в микрополосковых трактах как в частотной области [4–6], так и во временной области [7]. Все они, однако, одинаково подвержены влиянию неповторяемости соединений во время калибровки, которая в случае коаксиально-полосковых переходов оказывает значительное влияние на результаты восстановления параметров. В работе предлагается альтернативное решение задачи векторного анализа объектов в микрополосковых линиях на основе принципа «измерение за одно подключение».

2. Контактное устройство и его виртуальная модель

Микрополосковые линии с контролируемыми изделиями электронной техники предлагается устанавливать в оснастку с регулируемым расстоянием между двумя коаксиально-полосковыми переходами компании Southwest Microwave 292-04A-5, в которых заменен механизм поджима полосковой линии. Оригинальные прижимные устройства обеспечивают быстрое контактирование коаксиальных волноводов с микрополосковой линией. Внешний вид контактного устройства с отрезком электрически длинной заземленной слабосвязанной копланарной линии толщиной 0,508 мм и длиной $L = 120$ мм, изготовленный из углеродистой керамики R04350B, показан на рис. 1.

Контактное устройство позволяет устанавливать в него отрезки печатных и гибридных микрополосковых линий, изготовленных из различных материалов разной длины и толщины, как с контролируемыми объектами, так и без них.

В контактном устройстве происходит трансформация плоской электромагнитной волны, распространяющейся в коаксиальном волноводе,

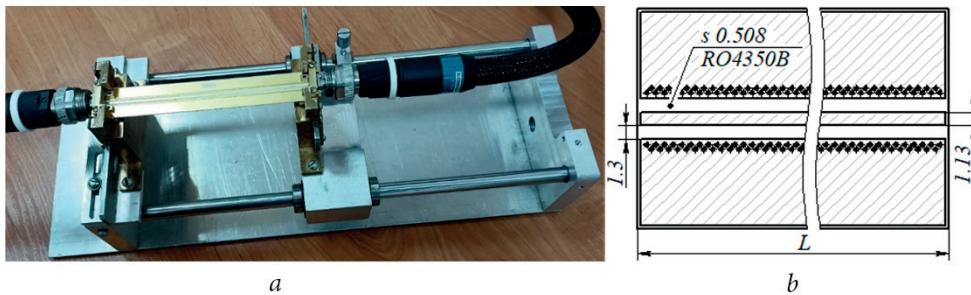


Рис. 1. Оснастка для проведения измерений:

a — внешний вид контактного устройства;

b — размеры копланарной линии

Fig. 1. Test equipment:

a — external appearance of the contact device,

b — dimensions of the coplanar line

в квази-плоскую волну в микрополосковой линии и наоборот при распространении волны в обратном направлении. Явление трансформации электромагнитных волн сопровождается возбуждением нераспространяющихся электромагнитных волн высших типов в локальных областях коаксиально-полосковых переходов. Области существования высших типов волн занимают некоторое пространство как в микрополосковой линии, так и в коаксиальных волноводах. Особенность предлагаемой виртуальной модели контактного устройства, показанной на рис. 2, состоит в том, что в ней процесс трансформации электромагнитных волн формально отнесен к коаксиально-полосковым переходам и представлен четырехполюсниками с S-параметрами e'_{ik} , $i, k = 0, 1$ и e'_{ik} , $i, k = 2, 3$.

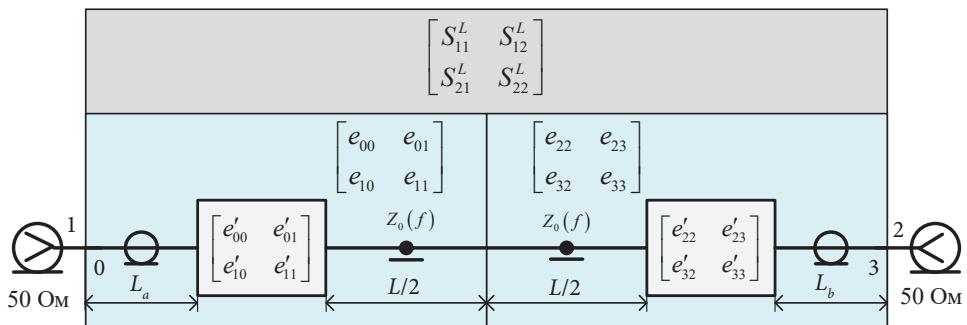


Рис. 2. Виртуальная модель контактного устройства

Fig. 2. Virtual model of the contact device

Микрополосковая линия в модели характеризуется своей физической длиной L , коэффициентом затухания $\alpha(f)$, фазовой скоростью $v(f)$ квази-

плоской электромагнитно волны и характеристическим импедансом $Z_0(f)$. Коаксиальные части переходов моделируют отрезки идеальных 50-омных воздушных линий длиной L_a и L_b . Модель контактного устройства с S-параметрами $S_{ik}^L(f)$ $i,k=1,2$ состоит из двух коаксиально-микрополосковых четырехполюсников ошибок, выделенных на рисунке голубым цветом и соединенных навстречу друг другу своими микрополосковыми портами 1 и 2 с внешними коаксиальными соединителями 0 и 3*.

$$\begin{aligned} S_{11}^L &= e_{00} + S_{21}^L \frac{e_{01}}{e_{32}} e_{22}, \quad S_{21}^L = \frac{e_{10} e_{32}}{1 - e_{11} e_{22}}, \\ S_{22}^L &= e_{33} + S_{12}^L \frac{e_{32}}{e_{01}} e_{11}, \quad S_{12}^L = \frac{e_{01} e_{23}}{1 - e_{11} e_{22}}. \end{aligned} \quad (2)$$

В начале частотного диапазона f_0 области контакта коаксиальных волноводов с микрополосковой линий представляют собой последовательные импедансы $Z_a(f)$ и $Z_b(f)$ [4], что позволяет определить $Z_0(f \rightarrow f_0)$ из соотношения:

$$\begin{aligned} Z_0(f \rightarrow f_0) &= 25 \left(\frac{1 - e'_{11}(f \rightarrow f_0)}{1 - e'_{00}(f \rightarrow f_0)} + \frac{1 - e'_{22}(f \rightarrow f_0)}{1 - e'_{33}(f \rightarrow f_0)} \right), \\ e'_{00}(f) &= e_{00}(f) / \exp(-i4\pi f L_a / v_0), \quad e'_{11}(f) = e_{11}(f) / \exp(-i\gamma L), \\ e'_{33}(f) &= e_{33}(f) / \exp(-i4\pi f L_b / v_0), \quad e'_{22}(f) = e_{22}(f) / \exp(-i\gamma L). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $\gamma = 2\pi f / v(f) - i\alpha(f)$ — постоянная распространения электромагнитной волны в микрополосковой линии, v_0 — скорость электромагнитной волны в свободном пространстве. Как показывают соотношения (2), (3), измерения S-параметров контактного устройства с отрезком микрополосковой линии не позволяют определить всю совокупность искомых параметров, однако, если в качестве калибровочной меры взять отрезок электрически длинной линии и выполнить с ней еще два измерения коэффициентов отражения, поставленная задача может быть корректно решена.

3. Определение параметров контактного устройства

Параметры контактного устройства определяются методом, реализующим принцип «измерение за одно подключение». Метод основан на выполнении такой последовательности измерений коэффициентов отражения

* Здесь использованы общепринятые обозначения четырехполюсников ошибок [2, 3].

$S_{11}^R(f)$, $S_{22}^R(f)$ и S-параметров $S_{ik}^L(f)$ контактного устройства с отрезком электрически длинной микрополосковой линии, которая исключает погрешности повторяемости разъемных соединений за счет их однократного подключения, и позволяет определить всю совокупность искомых параметров.

Суть предлагаемого решения состоит в следующем. Вначале к левому коаксиально-полосковому переходу подключают, как показано на рис. 3a, отрезок микрополосковой линии и измеряют коэффициент отражения $S_{11}^R(f)$ от этой электрической цепи. Затем ко второму концу линии подключают правый коаксиально-полосковый переход и измеряют S-параметры соединения с двумя коаксиальными разъемами $S_{i,k}^L(f)$, $i, k = 1, 2$ (рис. 3b). После чего, в соответствии с рис. 3c, отсоединяют левый переход и измеряют коэффициент отражения $S_{22}^R(f)$ двухполюсной цепи.

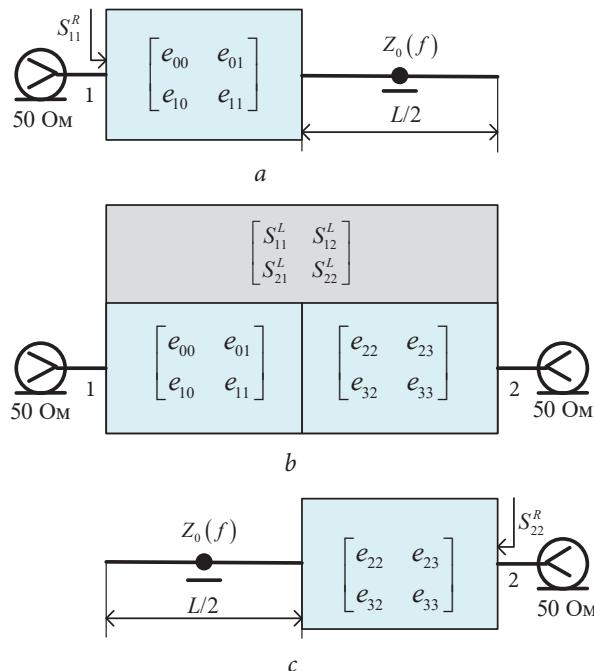


Рис. 3. Соединения коаксиально-полосковых переходов с отрезком микрополосковой линии

Fig. 3. Coaxial-strip junctions with the section of the microstrip line

Использование отрезка электрически длинной микрополосковой линии в качестве меры волнового сопротивления позволяет определить поправки

на направленность $e_{00}(f)$, $e_{33}(f)$ и отношение $e_{01}/e_{32} = k(f)$ как средние линии квазипериодических комплексных функций частоты f :

$$\begin{aligned} e_{00}(f) &\rightarrow \tilde{S}_{11}^L(f), e_{33}(f) \rightarrow \tilde{S}_{22}^L(f), \\ e_{01}/e_{32} = k(f) &\rightarrow \tilde{K}(f) = \sqrt{\left(S_{11}^R(f) - e_{00}(f)\right)/\left(S_{22}^R(f) - e_{33}(f)\right)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Математическую операцию поиска средних линий следует выполнить адаптивным фильтром типа скользящее окно [8]. Существенно, что эти три параметра четырехполюсников ошибок получают не решением калибраторочных уравнений, а математической процедурой фильтрации, используя эффект электрически длинной линии.

Согласование источников e_{11} , e_{22} и поправки на прохождение $e_{10}e_{32}$, $e_{01}e_{32}$ определяют из соотношений (2):

$$\begin{aligned} e_{11}(f) &= k(f)(S_{22}^L(f) - e_{33}(f))/S_{12}^L(f), \\ e_{22}(f) &= (S_{11}^L(f) - e_{00}(f))/(S_{21}^L(f)k(f)), \\ e_{10}e_{32} &= (1 - e_{11}(f)e_{22}(f))S_{21}^L(f), \\ e_{01}e_{23} &= (1 - e_{11}(f)e_{22}(f))S_{12}^L(f), \end{aligned} \quad (5)$$

а поправки на отражение $e_{10}e_{01}$, $e_{23}e_{32}$

$$\begin{aligned} e_{10}e_{01} &= (1 - e_{11}(f)e_{22}(f))k(f)S_{21}^L(f), \\ e_{23}e_{32} &= (1 - e_{11}(f)e_{22}(f))S_{12}^L(f)/k(f). \end{aligned} \quad (6)$$

Предлагаемый метод является развитием LR-метода [9], не требует выполнения итерационной процедуры поиска решений и свободен от погрешности повторяемости разъемных соединений.

4. Определение параметров микрополосковой линии

Коэффициент передачи $t(f)$ отрезка микрополосковой линии длиной L , $v(f)$ и $\alpha(f)$ в соответствии с предлагаемым методом, в отличие от фазоразностного метода [8], определяют из результата измерений коэффициента отражения $S_{11}^R(f)$ или $S_{22}^R(f)$:

$$\begin{aligned} t(f) &= \exp(-i\gamma L) = (S_{11}^R(f) - e_{00}(f))/(e_{10}(f)e_{01}(f) + S_{11}^R(f) - e_{00}(f)e_{11}(f)), \\ v(f) &= -2\pi fL/(\arg(t(f)) - n\pi), n = 0, 1, 2, \dots \quad \alpha(f) = -\ln|t(f)|/L. \end{aligned} \quad (7)$$

Для получения оценки $Z_0(f)$ и на нижней границе частотного диапазона (3) длины L_a и L_b воздушных коаксиальных линий в виртуальной модели контактного устройства, представленной на рис. 2, определяют из соотношений:

$$\begin{aligned} \left| \operatorname{Im}(s_{11}^L(f, L_a)) \right| &\rightarrow |S_{11}^L(f)|, s_{11}^L(f, L_a) = S_{11}^L(f) \exp\left(4\pi f L_a / v_0\right), \\ \left| \operatorname{Im}(s_{22}^L(f, L_b)) \right| &\rightarrow |S_{22}^L(f)|, s_{22}^L(f, L_b) = S_{22}^L(f) \exp\left(4\pi f L_b / v_0\right). \end{aligned} \quad (8)$$

Предлагаемый критерий поиска L_a и L_b основан на предположении о пренебрежимо малых потерях энергии электромагнитной волны в коаксиально-полосковых переходах.

Аналитическую частотную зависимость $Z_0(f)$ во всем (либо заданном) частотном диапазоне работы векторного анализатора цепей предлагается получить по $Z_0^{\text{Line}}(f)$ схемного аналога микрополосковой линии, например GPW1LINE в системе автоматизированного проектирования AWR, с геометрией поперечного сечения, представленной на рис. 1, из соотношений (3) [10]:

$$\begin{aligned} Z_0(f) &= Z_0(f_0) \left\{ q(f) - \left[q(f) - 1 \right] \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{eff}}(f)}{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{eff}}(f_0)} \right\} = Z_0^{\text{Line}}(f), \\ Z_0^{\text{Line}}(f) &= 50 \frac{\left(1 + S_{11}^{\text{Line}}(f) - (S_{21}^{\text{Line}}(f))^2 \right)}{\left(1 - S_{11}^{\text{Line}}(f) - (S_{21}^{\text{Line}}(f))^2 \right)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь $\varepsilon_{\text{eff}}(f) = (\nu(f)/v_0)^2$ — относительная эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии, $q(f) < 1$ — степенная функция частоты f , определяемая по частотной зависимости характеристического импеданса $Z_0^{\text{Line}}(f)$, а ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость изоляционного основания схемного аналога, которую находят из условия $Z_0^{\text{Line}}(f \rightarrow f_0, \varepsilon_r) = Z_0(f \rightarrow f_0)$ (3). На рис. 4 представлены графики ча-

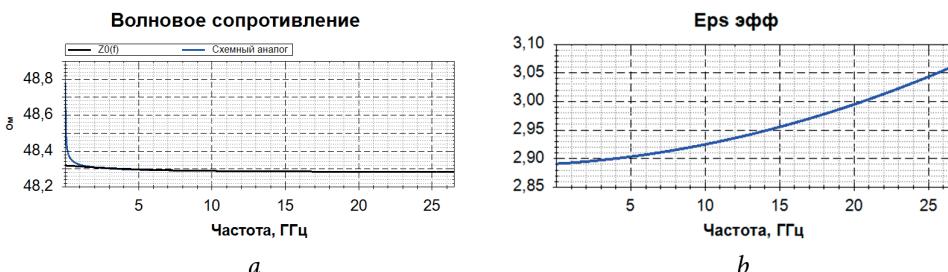


Рис. 4. Частотные зависимости: *a* — $Z_0(f)$ (линия черного цвета) и $Z_0^{\text{Line}}(f)$ (линия синего цвета) и *b* — $\varepsilon_{\text{eff}}(f)$

Fig. 4. Frequency dependencies: *a* — $Z_0(f)$ (black line) and $Z_0^{\text{Line}}(f)$ (blue line); *b* — $\varepsilon_{\text{eff}}(f)$

стотных зависимостей $Z_0(f)$, $Z_0^{Line}(f)$ и $\epsilon_{eff}^{''}(f)$, полученные из результатов измерений с копланарной линией из углеводородной керамики R04350B, показанной на рис. 1.

5. Векторный анализ изделий электронной техники в микрополосковых линиях

Векторный анализ изделий электронной техники в микрополосковых линиях предлагаемым методом поясняет схемная модель, показанная на рис. 5.

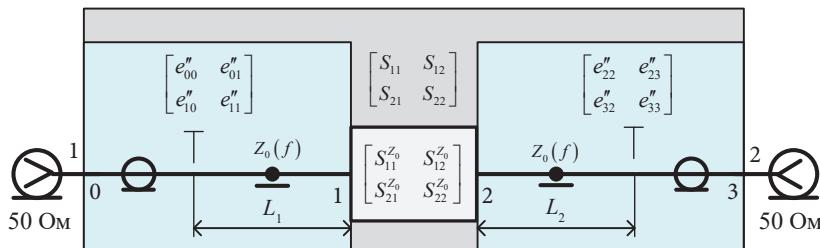


Рис. 5. Схемная модель контроля S-параметров электронного устройства
Fig. 5. Schematic model of controlling the S-parameters of an electronic device

Контролируемые объекты могут устанавливаться в копланарную линию поджимом в разрыве полоскового проводника или между полосковым проводником и экраном, как показано на рис. 6, или пайкой. Поскольку имеется погрешность позиционирования и геометрических размеров, следует определять расстояния L_1 и L_2 между коаксиально-полосковыми переходами и изделием, показанные на рис. 5.

Процедура экстракции четырехполюсников погрешности $e_{i,k}^{''}$, $i, k = 0, \dots, 3$ из S-параметров $S_{i,k}$, $i, k = 1, 2$, измеренных в стандартном коаксиальном канале, выполняется с помощью соотношений:

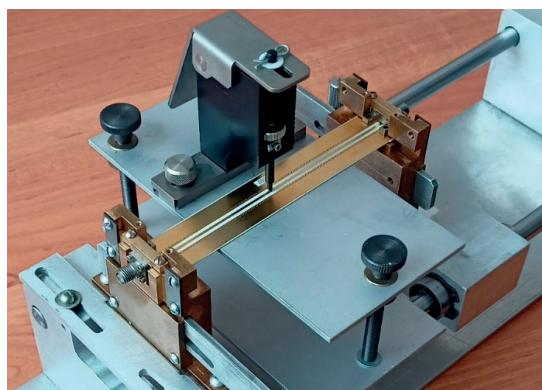


Рис. 6. Оснастка для контроля S-параметров SMD-компонентов с поджимом в микрополосковую линию
Fig. 6. S-Parameter testing tool of SMD components with microstrip fixing device

$$\begin{aligned}
 S_{11}^{Z_0} &= \frac{\left(\det S - e''_{00} S_{22}\right) e''_{22} - \left(S_{11} - e''_{00}\right) \det S^b \exp(-i2\tilde{a}l_1)}{e''_{11} \left(e''_{22} \det S - S_{11} \det S^b\right) + \left(\det S^b - S_{22} e''_{22}\right) \det S^a}, \\
 S_{21}^{Z_0} &= \frac{S_{21} e''_{01} e''_{23} \exp(-i\tilde{a}(l_1 + l_2))}{e''_{11} \left(e''_{22} \det S - S_{11} \det S^b\right) + \left(\det S^b - S_{22} e''_{22}\right) \det S^a}, \\
 S_{12}^{Z_0} &= \frac{S_{12} e''_{10} e''_{32} \exp(-i\tilde{a}(l_1 + l_2))}{e''_{11} \left(e''_{22} \det S - S_{11} \det S^b\right) + \left(\det S^b - S_{22} e''_{22}\right) \det S^a}, \\
 S_{22}^{Z_0} &= \frac{\left(\det S - e''_{33} S_{11}\right) e''_{11} - \left(S_{22} - e''_{33}\right) \det S^a \exp(-i2\tilde{a}l_2)}{e''_{11} \left(e''_{22} \det S - S_{11} \det S^b\right) + \left(\det S^b - S_{22} e''_{22}\right) \det S^a}, \\
 \det S^a &= e''_{00} e''_{11} - e''_{01} e''_{10}, \det S^b = e''_{22} e''_{33} - e''_{23} e''_{32}, \det S = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12},
 \end{aligned} \tag{10}$$

в которых $l_1 = L/2 - L_1$ и $l_2 = L/2 - L_2$ определяют $S_{i,k}^{Z_0}$ относительно фактических границ контролируемых объектов.

Если взять в (10) l_1 и l_2 равными нулю, а в качестве $S_{i,k}$ — результаты измерений соединения коаксиально-полосковых переходов отрезом линии длиной $L = 120$ мм: $S_{i,k}^L$, то процедура экстракции должна дать единичную

матрицу рассеяния: $\begin{bmatrix} S^{Z_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. На рис. 7 и 8 представлены графики

частотных зависимостей модулей $|S_{11}^{Z_0}|$, $|S_{22}^{Z_0}|$, $|S_{21}^{Z_0}|$ в логарифмическом масштабе и фазы $\arg(S_{21}^{Z_0})$ в градусах, показывающие весьма высокие результаты калибровки контактного устройства.

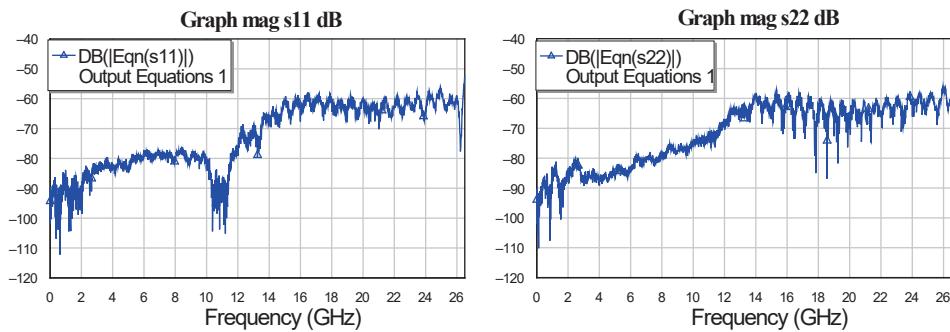


Рис. 7. Частотные зависимости: $|S_{11}^{Z_0}|$ и $|S_{22}^{Z_0}|$

Fig. 7. Frequency dependencies: $|S_{11}^{Z_0}|$ and $|S_{22}^{Z_0}|$

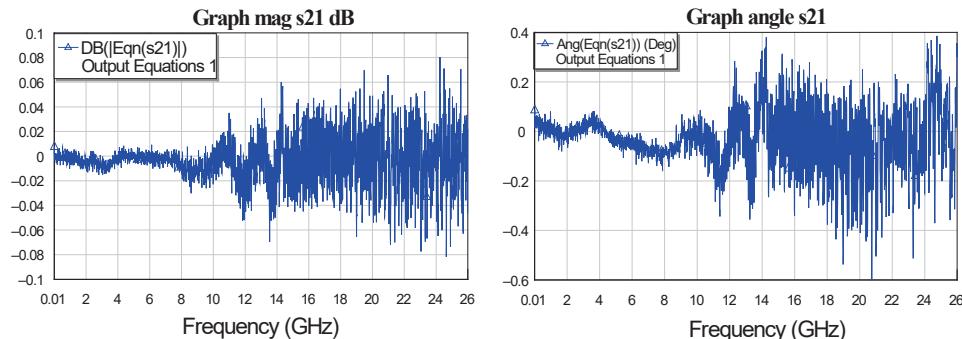


Рис. 8. Частотные зависимости: $|S_{21}^{Z_0}|$ и $\arg(S_{21}^{Z_0})$

Fig. 8. Frequency dependencies: $|S_{21}^{Z_0}|$ and $\arg(S_{21}^{Z_0})$

Преодоление проблемы повторяемости разъемных соединений при определении S-параметров четырехполюсников погрешности $e''_{ik}(f)$, $i, k = 0, 1, \dots, 3$ предлагаемым методом подтверждает и сравнение $|S_{11}^{Z_0}|$ и $|S_{22}^{Z_0}|$ с аналогичными частотными зависимостями, полученными с той же копланарной линией и в том же контактном устройстве иным способом, который показал максимальные значения модулей коэффициентов отражения лишь на уровне минус 25 дБ [8].

Важно отметить, что векторный анализ изделий электронной техники в микрополосковых линиях все же не свободен от негативного эффекта повторяемости разъемных соединений, к примеру при переходе от калибровочной платы к плате с тестируемым устройством. Поэтому параметры четырехполюсников погрешности $e''_{ik}(f)$ отличаются от $e'_{ik}(f)$ не только из-за L_1 и L_2 не равных $L/2$, но и ввиду плохой повторяемости S-параметров областей контакта $e'_{ik}(f)$ (см. рис. 2) коаксиальных волноводов с микрополосковой линией, в которую устанавливают контролируемое изделие. Однако при $L_{1,2}$, близких к $L/2$, проблему повторяемости удается преодолеть с помощью процедуры фильтрации результатов измерений в коаксиальном канале квазипериодических комплексных функций частоты f адаптивным фильтром типа скользящее окно.

Эффективность векторного анализа цепей в микрополосковых линиях подтверждают результаты измерений коэффициентов отражения от нагрузки короткого замыкания $S_{11}^{Z_0}$, холостого хода $S_{22}^{Z_0}$, окончной нагрузки $S_{11}^{RZ_0}$ — SMD-резистора типоразмера 0805 с номинальным сопротивлением 50 Ом и от контактной площадки $S_{22}^{KZ_0}$ микрополоскового проводника под резистором. На рис. 9а показан чертеж, поясняющий внешний вид контролируемых объектов с размерами отрезков полосковых линий L_1

и L_2 , определяющих положение их физических границ. Способ установки SMD-резистора — в качестве окончной нагрузки в зазор между линией и полигоном земли (рис. 9 b).

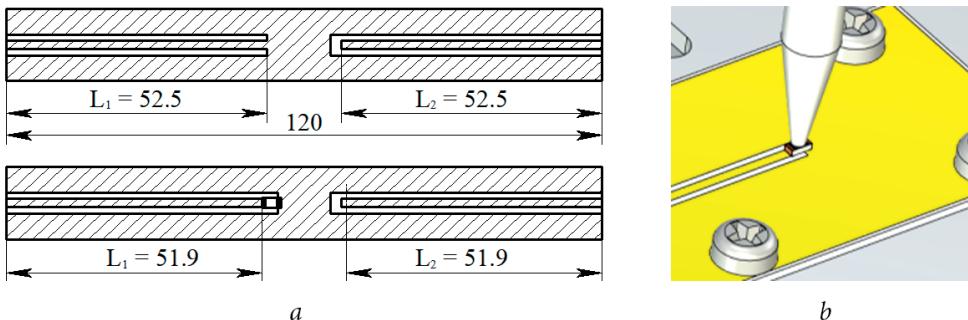


Рис. 9. Внешний вид контролируемых объектов:
a — измерительные платы; *b* — способ установки SMD-резистора

Fig. 9. Appearance of controlled objects:
a — measuring circuit boards; *b* — SMD resistor installation method

На рис. 10 на диаграмме полных сопротивлений приведены результаты определения импедансов контролируемых объектов, полученные в соответствии с (1) из S-параметров относительно стандартного волнового сопротивления 50 Ом.

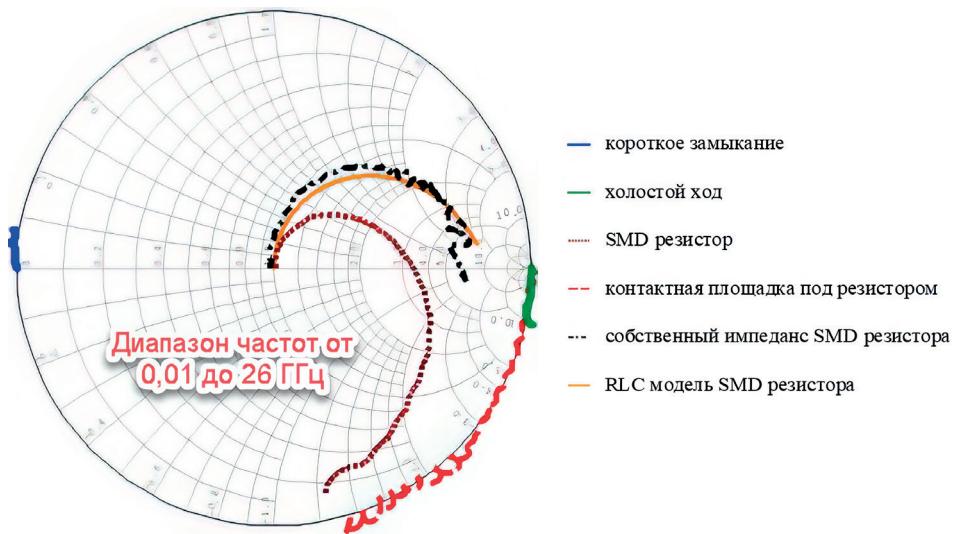


Рис. 10. Комплексные импедансы контролируемых объектов на диаграмме полных сопротивлений

Fig. 10. Complex impedances of controlled objects on the Smith chart

Полученным в ходе анализа импедансам можно поставить в соответствие эквивалентные схемы, представленные на рис. 11.

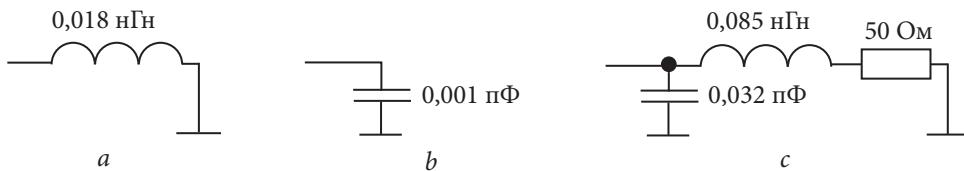


Рис. 11. Схемы замещения:

a — короткого замыкания; *b* — холостого хода; *c* — SMD-резистора

Fig. 11. Equivalent circuits:

a — short; *b* — open; *c* — SMD-resistor

6. Заключение

Предлагаемое в работе решение задачи векторного анализа цепей в микрополосковых линиях передачи можно назвать *Lr*-методом. Заглавная *L* указывает на использование единственной калибровочной меры волнового сопротивления — отрезка электрически длинной микрополосковой линии, а прописная *r* — на дополнительное измерение с этой мерой коэффициентов отражения в режимах холостого хода. Казалось бы, из-за недостатка измерительной информации невозможно определить шесть параметров четырехполюсников погрешности, постоянную распространения электромагнитной волны и волновое сопротивление микрополосковой линии. Однако использование процедуры фильтрации квазипериодических комплексных функций частоты адаптивным фильтром типа скользящее окно, позволяющее найти четыре неизвестных комплексных величины: e_{11} , e_{22} , e_{01}/e_{32} и γ , приводит к корректному решению поставленной задачи.

При этом реализация принципа «измерение за одно подключение» с использованием электрически длинных линий делает предлагаемое решение весьма привлекательным ввиду исключения погрешности, вызванной эффектом повторяемости разъемных соединений.

Список литературы / References

- Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. *Справочник по элементам волноводной техники*. 2-е изд. М.: Советское радио; 1967. 652 с.
- Хибелль М. *Основы векторного анализа цепей*. М: Издательский дом МЭИ; 2009. 500 с.

- Hiebel M. *Fundamentals of Vector Network Analysis*. 2nd ed. Munchen: Rohde and Schwarz; 2007. 419 p.
3. Дансмор Дж. П. *Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей*. М.: Техносфера; 2018. 736 с.
- Dunsmore J. P. *Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques*. John Wiley & Sons Ltd, Wiley; 2012. 640 p. DOI 10.1002/9781118391242.
4. Marks R. B. A multiline method of network analyzer calibration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1991;39(7):1205–1215. DOI 10.1109/22.85388.
5. Copper Mountain Technologies. Eliminating fixture effects from embedded measurements. *Microwave Journal*. 2025, April 15. URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/43672-eliminating-fixture-effects-from-embedded-measurements> (accessed 21.08.2025).
6. Савин А. *Оценка эффективных параметров векторного анализатора цепей на пластине: Алгоритмы верификации анализатора цепей и методы повышения точности измерений параметров полупроводниковых приборов*. LAP LAMBERT Academic Publishing; 2015. 225 с.
7. Савин А. А. *Методы и алгоритмы калибровки радиоизмерительных систем на основе моделей наблюдения с локальными спектрально-селективными составляющими*. Дис. ... д-ра техн. наук. Москва; Национальный исследовательский университет «МИЭТ»; 2019. 477 с.
8. Терентьев А. А., Лупанова Е. А., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров печатных полосковых линий в микроволновом диапазоне электромагнитных волн. *Измерительная техника*. 2024;73(6):55–61. DOI <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2024-6-55-61>.
- Terentyev A. A., Lupanova E. A., Nikulin S. M., Petrov V. V. Monitoring the parameters of printed strip lines in the microwave range of electromagnetic waves. *Izmeritel'naya Tekhnika*. 2024;73(6):57–63. DOI <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2024-6-55-61>. (In Russ.)
9. Евсеев В. И., Лупанова Е. А., Малышев И. Н., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров объектов в нестандартных волноведущих системах и в свободном пространстве. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):53–71. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.004.
- Evseev V. I., Lupanova E. A., Malyshev I. N., Nikulin S. M., Petrov V. V. Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in freespace. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):53–71. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.004. (In Russ.)
10. Лупанова Е. А., Никулин С. М. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи. *Измерительная техника*. 2021. № 5. С. 47–52. DOI <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-47-52>.

Lupanova E. A., Nikulin S. M. Method for determining the intrinsic parameters of strip transmission lines. *Izmeritel'naya Tekhnika*. 2021;(5):47–52. DOI <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-47-52>. (In Russ.)

Информация об авторах

Терентьев Андрей Александрович, кандидат технических наук, научный сотрудник ИПФ РАН, технический директор ООО «Скоростные системы связи», Н. Новгород, Российская Федерация.

Никулин Сергей Михайлович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Н. Новгород, Российская Федерация.

Лупанова Елена Александровна, кандидат технических наук, доцент кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Н. Новгород, Российская Федерация

Петров Виталий Владимирович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Н. Новгород, Российская Федерация.

Information about the authors

Andrey A. Terentyev, Research Professor at Federal Research Center A. V. Gaponov-Grekhov Institute of Applied Physics of the Russian Academy of Sciences, CTO at Rapid Telecom systems LLC, Nizhniy Novgorod, Russian Federation.

Sergey M. Nikulin, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhniy Novgorod, Russian Federation.

Elena A. Lupanova, Associate Professor, Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhniy Novgorod, Russian Federation.

Vitaliy V. Petrov, Associate Professor, Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhniy Novgorod, Russian Federation.

Поступила / Received 15.05.2025

Принята в печать / Accepted 18.08.2025

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2025, Vol. 9, No. 3

Responsible for the release N. V. Papulovskaya

Editor E. E. Kramarevskaya

Translator A. G. Kovaleva

Page layout by V. K. Matveev

Apparel design by S. G. Mezentseva

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

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Adress of Journal

Office 129a,32 Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russian Federation

Phone: +7 343 375-97-02

E-mail: urj@urfu.ru

Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70 × 100 ¼. Circulation 500 cop.

Publisher — Ural Federal University

Publishing Center

4, Turgenev st., 620083 Ekaterinburg, Russian Federation

Phone: +7 343 358-93-06, +7 343 350-58-20, +7 343 350-90-13

<http://print.urfu.ru>

Price is free

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2025, Т. 9, № 3

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 С. Г. Мезенцева

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:

Российская Федерация, 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 70 × 100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 9,07.
Дата выхода в свет 30.10.2025. Заказ № 182.

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

Для заметок



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING