

Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»

СИСТЕМЫ СВЯЗИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

Сборник тезисов

Под редакцией Б.А. Беляева

Красноярск

2023

УДК 621.396

С34

С34 Системы связи и радионавигации: сб. тезисов / науч. ред. Б.А. Беляев, д.т.н., профессор Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева; отв. за вып. Г.П. Лопардина. – Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2023. – 284 с.

Представлены тезисы докладов участников VII Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации», состоявшейся в г. Красноярске 25-27 октября 2023 г.

Отражены исследования и последние разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: системы связи; радионавигационные системы; радиолокационные системы; новые физические принципы обработки, передачи и хранения информации, современные технологии для радиоэлектронной аппаратуры.

Сборник предназначен для работников промышленных предприятий, научных сотрудников, аспирантов радиотехнического профиля.

Редакционная коллегия:

Р. Г. Галеев – д-р техн. наук, генеральный директор АО «НПП «Радиосвязь»;
В. М. Владимиров – д-р техн. наук, проф.; генеральный директор ООО НПФ «Электрон», Ю. П. Саломатов – канд. техн. наук, проф.; А. В. Гребенников – д-р техн. наук, доц.; начальник НТЦ 893 ФГУП ВНИИФТРИ, Ю.Ю. Логинов – д-р физ.-мат. наук; Е.В. Богатырев – к.т.н., заместитель генерального директора по НТР АО «НПП «Радиосвязь», А.А. Ларьков – заместитель генерального директора АО «НПП «Радиосвязь».

УДК 621.396

ISBN 978-5-9905691-5-7

© АО «НПП «Радиосвязь», 2023

© Коллектив авторов, 2023

Уважаемые участники конференции, коллеги, друзья!



Приветствую вас по случаю открытия VII Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации».

Для обсуждения актуальных проблем в области радионавигации, спутниковой и тропосферной связи, организации и внедрения новых технологий производства перспективных электронных изделий, аппаратуры, комплексов и систем, других важнейших вопросов, с которыми в настоящее время сталкивается наша страна, в Красноярске вновь встречаются представители Министерства обороны РФ, Главного управления связи Вооруженных сил РФ, органов власти Красноярского края, предприятий оборонно-промышленного комплекса, государственных корпораций, Российской академии наук, учреждений высшего профессионального образования.

Представительный состав участников конференции и насыщенная программа создают все условия для обстоятельного обсуждения вопросов организации и развития систем связи и навигационных систем для Вооруженных сил РФ, пути их совершенствования.

В рамках деловой программы предлагается заслушать и обсудить на круглых столах доклады представителей Министерства обороны РФ, предприятий оборонно-промышленного комплекса, государственных корпораций. В рамках научной площадки будут организованы секции по системам связи, радионавигационным и радиолокационным системам и секция по новым физическим принципам обработки, передачи и хранения информации, современным технологиям для радиоэлектронной аппаратуры с участием представителей Российской академии наук, учреждений высшего профессионального образования, Главного управления связи Вооруженных

сил РФ. В рамках конференции пройдет выставка инновационных проектов, современных систем и комплексов в радиоэлектронной отрасли.

В текущей геополитической и экономической ситуации разработка и внедрение новейших средств связи и навигации является важнейшей государственной задачей. Совместная работа предприятий и ученых в области разработки и производства средств связи важна в деле обеспечения боевой готовности Вооруженных сил РФ.

Отмечу, что прошедшие конференции неизменно пользовались заинтересованным вниманием в научных и экспертных кругах, среди предприятий оборонно-промышленного комплекса, а принятые на них решения сегодня успешно воплощаются в жизнь.

Уверен, что и нынешняя конференция пройдет в творческой атмосфере, будет содействовать наращиванию делового сотрудничества, а также широким возможностям для организации новых инновационных производств.

Желаю вам плодотворной работы и всего наилучшего!

Председатель организационного комитета,
доктор технических наук, генеральный
директор АО «НПП «Радиосвязь»
Р.Г. Галеев

СЕКЦИЯ «СИСТЕМЫ СВЯЗИ»

Исследование методов повышения энергетической эффективности портативных станций спутниковой связи

П.В. Луферчик¹, А.В. Архипов², А.А. Комаров³, А.М. Фоминых⁴

¹ Канд. техн. наук, начальник отдела разработки модемного оборудования;

² Инженер-конструктор 1 категории отдела разработки модемного оборудования; ³ Ведущий инженер-конструктор отдела разработки модемного оборудования; ⁴ Инженер-конструктор отдела разработки модемного оборудования

АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

¹ lrv@krtz.su, ² arhipov_av@krtz.su, ³ komarov_aa@krtz.su, ⁴ dsp@krtz.su

В настоящее время портативные станции спутниковой связи являются очень востребованными из-за своей мобильности. Одним из основных параметров портативных станций является время автономной работы от аккумуляторной батареи.

Увеличение требований к времени автономной работы портативных станций спутниковой связи является актуальной задачей и влечет за собой необходимость повышения энергетической эффективности[1]. Данную проблему можно решать за счет уменьшения объема передаваемой информации (использования современных вокодеров) и использования более совершенных видов кодирования. Данная работа посвящена исследованию современных видов кодирования[2].

Наиболее перспективным помехоустойчивым кодированием являются полярные коды. Полярное кодирование используется как метод повышения энергетической эффективности канала в 5G системах связи[3], которые в зависимости от длины блока данных показали себя лучше или сопоставимо с LDPC (Low-Density Parity-Check) и турбокодом. В отличие от LDPC и турбокодирования, полярное кодирование, как и сверточное кодирование способно работать с низкоскоростными потоками данных.

В целях оценки энергетического выигрыша между сверточным кодированием, которое используются на данный момент в портативных станциях спутниковой

связи, и полярным кодированием, в программной среде MATLAB/Simulink, была смоделирована схема приемопередатчика (рис. 1) с различными вариантами кодирования.

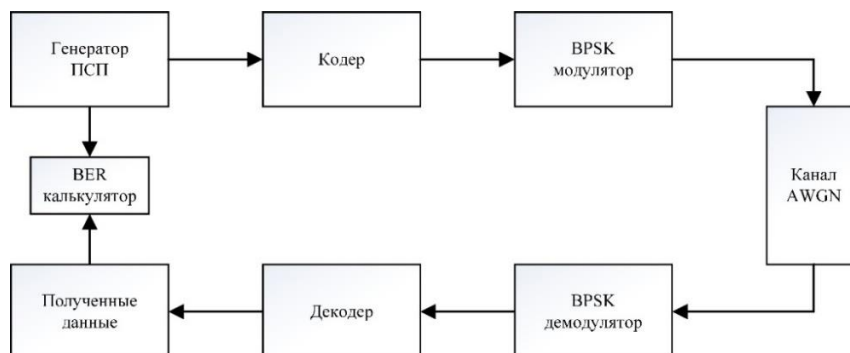


Рис. 1 – Структурная схема приемопередатчика, реализованная в MATLAB/Simulink

Подробные характеристики кодирования для различных вариантов моделирования представлены в таблице 1. Демодуляция для всех вариантов реализована на мягких решениях.

Таблица 1 – Характеристики кодирования для различных вариантов моделирования

Вид и скорость кодирования	Тип данных	Алгоритм кодирования	E_b/N_0 при $BER=10^{-5}$, дБ
Сверточное кодирование $\frac{1}{2}$	Потоковый	Полином 7 бит [171 133]	4,16
Полярное кодирование $\frac{1}{2}$	Пакетный, 64 бита в пакете	CRC 24A + PC K=88 E=128, нисходящее направление	3,84
Сверточное кодирование $\frac{1}{3}$	Потоковый	Полином 7 бит [171 165 133]	3,8
Полярное кодирование $\frac{1}{3}$	Пакетный, 64 бита в пакете	CRC 24A + PC K=88 E=192, нисходящее направление	1,4
Сверточное кодирование $\frac{1}{4}$	Потоковый	Полином 7 бит [117 127 155 171]	3,58
Полярное кодирование $\frac{1}{4}$	Пакетный, 64 бита в пакете	CRC 24A + PC K=88 E=256, нисходящее направление	-0,95

В ходе моделирования были получены графики BER (Bit Error Rate) при различных отношениях E_b/N_0 (отношение энергии сигнала, приходящейся на 1 бит принимаемого сообщения, к энергетической спектральной плотности шума) (рис. 2), полученный энергетический выигрыш полярного кодирования по отношению к сверточному кодированию с одинаковой кодовой скоростью при $BER=10^{-5}$ представлен в таблице 2. Так же в таблице приведена рассчитанная задержка для полярного кодирования при тактовой частоте блоков в 100 МГц и скоростью входного сигнала в 2400 бит/с.

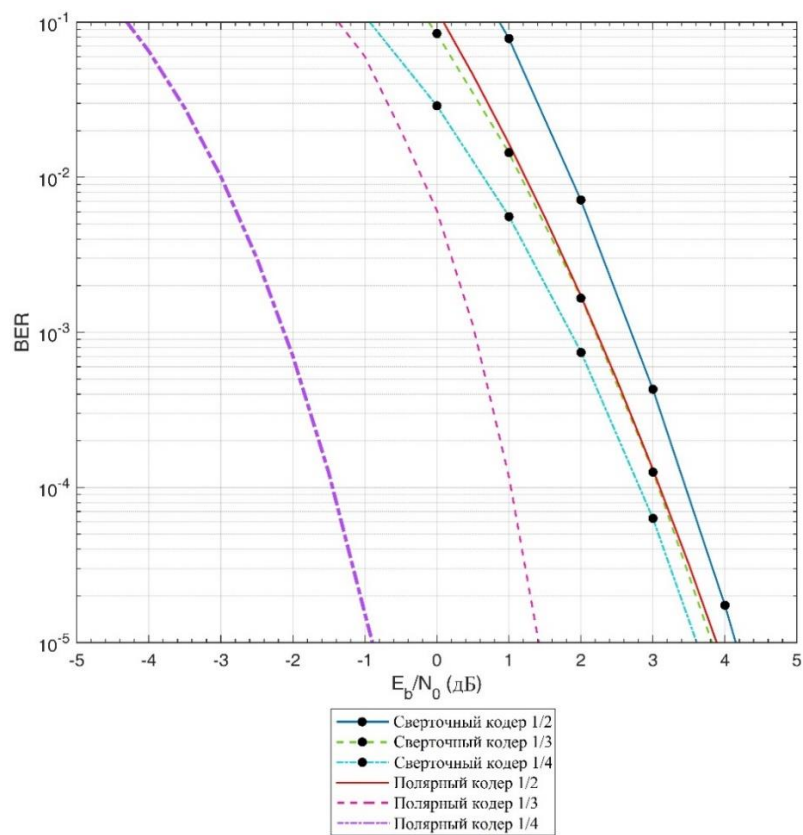


Рис. 2 – График зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения E_b/N_0 для кодовых скоростей $1/2$, $1/3$, $1/4$ сверточного и полярного кодирования

Таблица 2 – Энергетический выигрыш и задержка для полярного кодирования по отношению к сверточному кодированию при различных кодовых скоростях

Скорость кодирования	Энергетический выигрыш, дБ	Задержка на полярном кодировании при тактовой частоте 100 МГц, мс
1/2	0,32	53,3479
1/3	2,4	53,3579
1/4	4,53	53,3579

Подводя итог, можно сделать вывод что использование полярных кодов вместо сверточных кодов позволяет получить энергетический выигрыш до 4,53 дБ. Дальнейшее развитие портативных станций спутниковой связи возможно за счет использования современных вокодеров на скоростях от 600 бит/с, что позволит еще больше увеличить энергетический выигрыш, но приведет к большим задержкам на кодирование и декодирование (приблизительно 215 мс). На следующем этапе планируется интегрировать в модель вокодеры, реализовать систему в ПЛИС и проверить в реальном спутниковом канале.

ЛИТЕРАТУРА

- 1) П.В. Луферчик, П.В. Штро, А.Н. Конев, А.А. Комаров, Разработка энергетически эффективной системы связи в тропосферном радиоканале на базе OFDM-сигналов Известия ЮФУ. Технические науки. ISSN 1999-9429 с 251-256
- 2) Луферчик П.В., Комаров А.А., Конев А.Н., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В., Энергетически эффективный OFDM режим с возможностью адаптации к условиям распространения в каналах с многолучевостью // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 8. С. 122–131. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202208-13>
- 3) Арикан, Э., Поляризация каналов: метод построения кодов, обеспечивающих пропускную способность, для симметричных каналов без памяти с двоичным входом // IEEE Trans. Информация. Теория. – том. 55, 7 июля 2009г., стр. 3051-73.

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В КОЛЛЕКТОРНОМ ДВИГАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА МАЛОЙ МОЩНОСТИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ И ПОЛЫМ ЯКОРЕМ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ И ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

С.Н. Афанасьев – инженер-конструктор АО «НПП «Радиосвязь», 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19; магистрант 1 курса ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», Политехнический институт, Россия, 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, д. 26. Email: afanasev2000@bk.ru

А.А. Иконникова – инженер-конструктор АО «НПП «Радиосвязь», 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19; аспирант курса, Сибирского университета науки и технологий им. М. Ф. Решетнева, Россия, 660037, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», д. 31. Email: ikonnikovaaa@iss-reshetnev.ru

С.А. Встовский – канд. техн. наук, доцент кафедры «Электротехника», ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», Политехнический институт. Россия, 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, д. 26, ауд. Г33-04. Email: wstw2@mail.ru

В настоящее время вычислительные мощности ЭВМ сильно возросли, что привело к тенденции использования численных методов в решении таких инженерных задач, как проектирование электрических машин. С целью сократить сроки физического моделирования реальных объектов целесообразно переходить к созданию их цифровых двойников. Целью этой работе являлось создание таких цифровых двойников на примере коллекторного микродвигателя постоянного тока.

В качестве эталонного объекта взят микродвигатель *RE 35* компании *Maxon* мощностью 90 Вт [1].

Исследуемый коллекторный микродвигатель представляет собой двухполюсную электрическую машину, питаемую от источника постоянного напряжения 27 В, с возбуждением от постоянных магнитов, расположенных внутри якоря двигателя [2].

Для исследования процессов в коллекторном микродвигателе постоянного тока было проведено численное моделирование, выполненное в программе *Ansys Maxwell*.

Трехмерная модель, интегрированная в программу *Ansys Maxwell*, была спроектирована в *CAD*-системе *Solid Edge* (рисунок 1).

Расчет и анализ исследуемой электрической машины методом конечных элементов были выполнены в двумерной постановке задачи.

Моделирование процессов коммутации между ламелями и электрическими щетками в микродвигателе произведено по электрической схеме, часть которой показана на рисунке 2 [3].

Результаты моделирования представлены на рисунке 3 и в таблице 1.

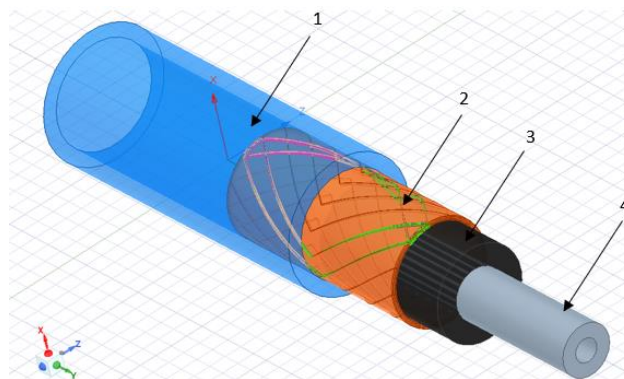


Рисунок 1 – Трехмерная модель исследуемого микродвигателя:
1 – корпус, 2 – якорная обмотка, 3 – постоянный магнит, 4 – втулка

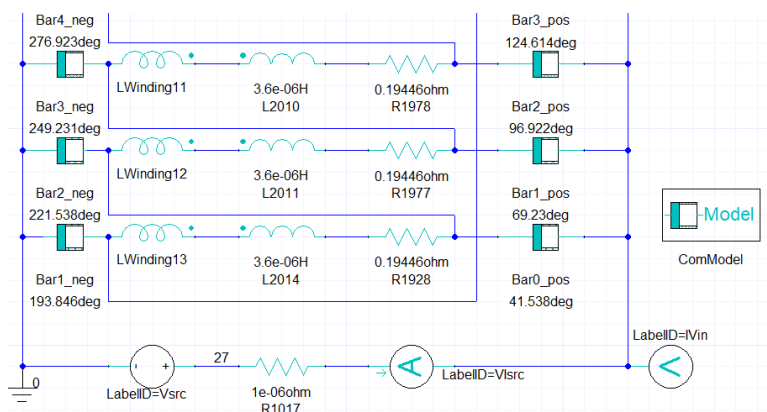


Рисунок 2 – Часть электрической схемы исследуемого микродвигателя

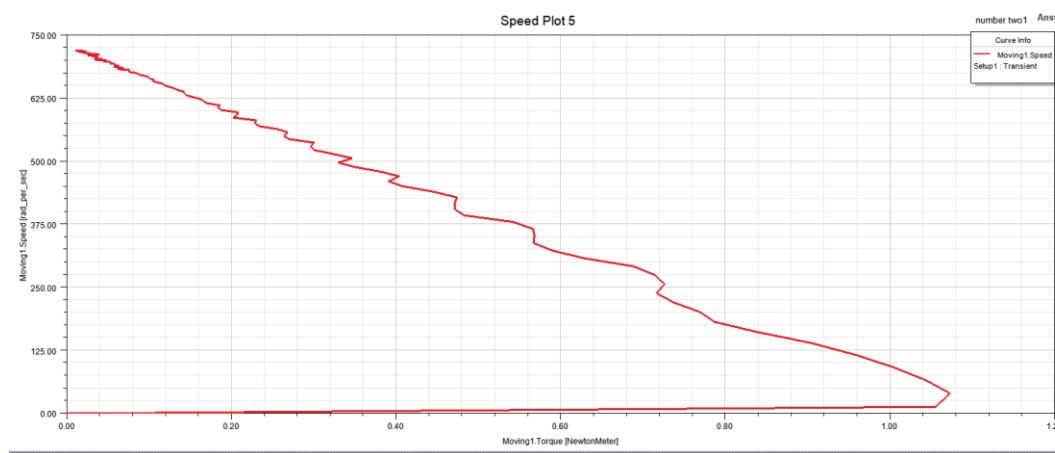


Рисунок 3 – Механическая характеристика исследуемого микродвигателя

1 Таблица – Результаты численного моделирования

Скорость холостого хода, об/мин	6905
Номинальная скорость, об/мин	6112
Сопrotивление якоря, Ом	0,632
Напряжение питания, В	27
Номинальный ток в якорной цепи, А	3,6
Противо-ЭДС, В	24,5
Номинальный момент, Нм	0,129
Полезная мощность на валу, Вт	82,8
КПД, %	90
Мощность, потребляемая из сети, Вт	92
Эквивалентная постоянная времени, мс	8,13

В результате проведенных исследований относительная погрешность по полезной мощности на валу между реальным двигателем и расчетным составила 8%, что является неплохим результатом.

По работе были сделаны следующие выводы:

- точность численного моделирования выше по сравнению с классическими методами расчета электродвигателей;
- упрощение автоматизированного проектирования электродвигателей любой конфигурации достигается с использованием программного обеспечения;
- методами численного моделирования, по сравнению с традиционными методами проектирования, можно в полной мере учесть все необходимые особенности двигателей разной конфигурации, которые влияют на характеристики машины.

Таким образом, представлены алгоритмы расчета и анализа электромашин любой конфигурации методом конечных элементов. Полученные знания в дальнейшем позволят более эффективно проектировать и оптимизировать электрические машины с учетом всех их особенностей.

Список литературы

- [1] Maxon motor 2022-2023. Промышленный каталог фирмы Maxon, Швейцария, 2023.
- [2] Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1989. - 184 с.
- [3] Bing Guo. Calculation of rated load voltage for permanent magnet motor by finite element method / Bing Guo, XinZhen Wu // Unifying Electrical Engineering and Electronics Engineering. – 2013 – P. 757–765. DOI: 10.1007/978-1-4614-4981-2_82

ВЛИЯНИЕ ДОМЕННОГО СОСТАВА СЕТЕВОГО ОПТИЧЕСКОГО ТРАКТА НА ДОЛГОВРЕМЕННЫЕ НОРМЫ ПАРАМЕТРОВ ОШИБОК

К. А. Батенков, профессор, д. т. н., доцент

МИРЭА – Российский технологический университет,

119454 Российская Федерация, г. Москва, пр-т Вернадского, 78

e-mail: pustur@yandex.ru

Рекомендация ITU-T G.8201 [1] определяет параметры ошибок и нормы для международных трактов блоков данных оптического канала ODU (optical channel data unit), транспортируемых посредством оптической транспортной сети (OTN – optical transport network) [2].

Для учета доменного состава сетевых трактов в данной рекомендации вводится понятие категорий длины L [3, 4, 5]. Они задаются интервалами, кратными 100 км, максимальной протяженностью 27 500 км. Коэффициент длины

$$k = \left[\frac{L}{0,1} \right],$$

где L – длина части, тыс. км.

Длина L домена любого оператора соответствует расчетной длине L домена, тыс. км

$$L = \begin{cases} 1,5L_a, L_a < 1, \\ 1,5, 1 \leq L_a < 1,2, \\ 1,25L_a, L_a \geq 1,2, \end{cases}$$

где L_a – длина воздушной трассы, тыс. км.

Длина L_a воздушной трассы (расстояние по прямой) определяется на основе координат объектов.

Каждому домену выделяется фиксированная доля нормы в размере 5 % для доменов магистральных и региональных операторов и 7,5 % для доменов локальных операторов [1, 6, 7, 8].

В результате коэффициент длины тракта

$$k = 0,25 + 0,05n + 0,002 \sum_{i=1}^{n+4} k_i,$$

где $n = 1, 2, 3, 4$ – число доменов магистральных операторов;

k_i – коэффициент длины i -го домена.

Долговременные нормы коэффициент r_s секунд с существенными ошибками SESR и коэффициент r_m блоков с фоновыми ошибками VBER определяются исходя из соотношений

$$r_s = kr'_s, r_m = kr'_m,$$

где r'_s – предельное значение коэффициента секунд с существенными ошибками SESR для международного эталонного оптического тракта протяженностью 27 500 км;

r'_m – предельное значение коэффициента блоков с фоновыми ошибками VBER для международного эталонного оптического тракта протяженностью 27 500 км.

Список литературы

1. Rec. G.8201. Error performance parameters and objectives for multi-operator international paths within optical transport networks. – 2011–04. – Geneva : ITU-T, 2012. – 24 p.
2. Rec. G.709/ Y.1331. Interfaces for the optical transport network. – 2020–06. – Geneva : ITU-T, 2020. – 280 p.
3. Rec. G.826. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections. – 2002–12. – Geneva : ITU-T, 2002. – 34 p.
4. Rec. G.828. Error performance parameters and objectives for international, constant bit rate synchronous digital paths. – 2000–03. – Geneva : ITU-T, 2001. – 24 p.
5. Батенков А. А. Методы формирования множеств состояний телекоммуникационных сетей для различных мер связности / А. А. Батенков, К. А. Батенков, А. Б. Фокин // Труды СПИИРАН. – 2020. – Т. 19. № 3. – С. 644–673.
6. Батенков К. А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний. Труды СПИИРАН. 2019;18(5):1093–1118. <https://doi.org/10.15622/sp.2019.18.5.1093-1118>.
7. Батенков К. А. Формирование сечений телекоммуникационных сетей для анализа их устойчивости с различными мерами связности. Информатика и автоматизация. 2021;20(2):371-406. <https://doi.org/10.15622/ia.2021.20.2.5>.
8. Батенков К. А. Вероятность связности телекоммуникационной сети на основе приведения нескольких событий несвязности к объединению независимых событий. Информационно-управляющие системы. 2021;6(115):53-63. <https://doi.org/10.31799/1684-8853-2021-6-53-63>.

МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Б.А. Беляев*, **С.А. Ходенков****, **Н.А. Шепета*****

*Профессор кафедры «Радиофизика и специальные устройства», д.т.н., профессор

Сибирский государственный университет науки и технологий

имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

**Заведующий кафедрой «Электронная техника и телекоммуникации», к.т.н.,

доцент

Сибирский государственный университет науки и технологий

имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск

E-mail: hsa1982sibsau@mail.ru

***Доцент кафедры «Электронная техника и телекоммуникации», к.ф.-м.н., доцент

Сибирский государственный университет науки и технологий

имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск

E-mail: nashka116@mail.ru

В настоящее время частотно-селективные СВЧ устройства, и в том числе фильтры [1, 2], широко используются в системах космической и тропосферной связи. К наиболее востребованным относятся полосно-пропускающие фильтры [3], однако разработки фильтров верхних частот (ФВЧ) [4], также как и фильтров нижних частот [5], остаются актуальными при решении определенных современных радиотехнических задач.

В настоящей работе представлена разработанная конструкция микрополоскового ФВЧ, параметрический синтез которой осуществлялся при помощи численного электродинамического анализа ее 3D модели. При проведении расчетов относительная диэлектрическая проницаемость подложки и ее толщина были зафиксированы $\varepsilon = 9.8$ и $h = 1$ мм, соответственно. На высоте 5 мм от поверхности подложки предусмотрена верхняя металлическая крышка.

Рассматриваемый СВЧ фильтр верхних частот (рис. 1) представляет собой диэлектрическую подложку, одна сторона которой металлизирована и заземлена на основание, а на второй расположены пара полосковых проводников сложной

геометрической формы, представляющее собой встречно-направленные многомодовые резонаторы, связанные электромагнитно.

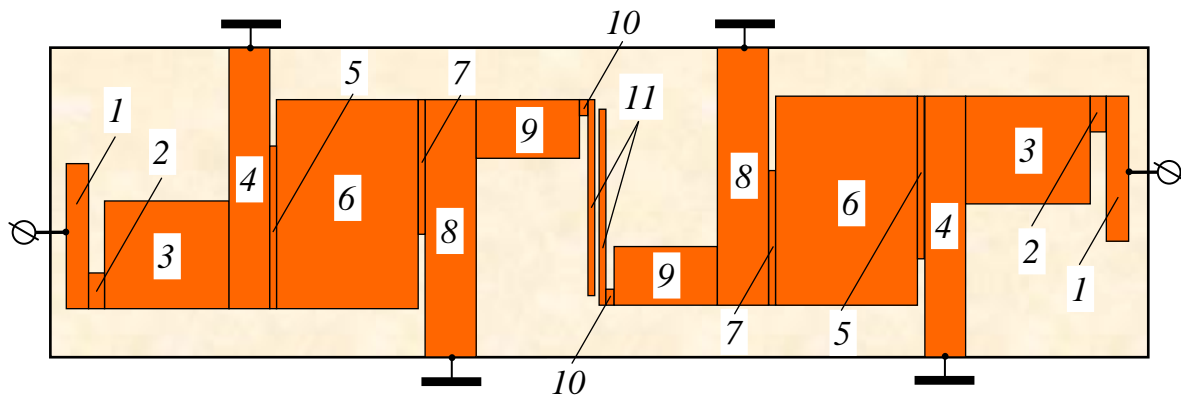


Рис. 1. Топология полосковых проводников микрополоскового фильтра верхних частот десятого порядка

Полосковые проводники фильтра образованы соединенными между собой отрезками (1)-(11), причем пара из них (4) и (8) со стороны свободных концов заземлены на основание. Благодаря выбранной топологии полосковых проводников полосу пропускания ФВЧ формируют десять резонансов, т.е. задействованы по пять нижайших мод колебаний от каждого микрополоскового резонатора.

Видно (рис. 2), что фильтр обладает протяженной полосой пропускания, которая находится в диапазоне частот от 2 ГГц до 9 ГГц. При этом невысокие минимальные потери мощности (0.2 дБ) на этих частотах обусловлены использованием в конструкции малого числа резонаторов.

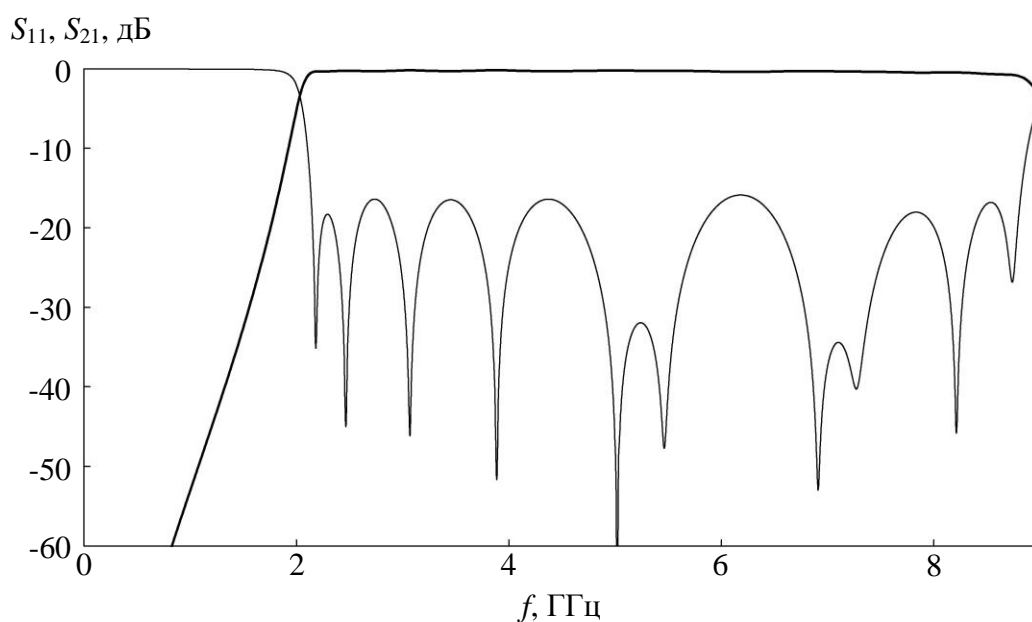


Рис. 2. АЧХ микрополоскового фильтра верхних частот десятого порядка

Также отметим, что на амплитудно-частотной характеристике фильтра наблюдается достаточное подавление мощности на частотах полосы заграждения.

ФВЧ имеет размеры $32.05 \times 8.80 \times 1.00$ мм³, с учетом отступа от краев подложки до проводников 1 мм. Приведем также размеры отрезков, образующие полосковые проводники в мм: (1) – 4.10×0.65 , (2) – 1.00×0.40 , (3) – 3.60×3.05 , (4) – 7.40×1.10 , (5) – 4.60×0.20 , (6) – 5.90×4.00 , (7) – 3.80×0.20 , (8) – 7.30×1.50 , (9) – 2.90×1.65 , (10) – 0.45×0.25 , (11) – 5.55×0.20 . Зазор между отрезками (11) – 0.05 мм.

Таким образом, разработан микрополосковый фильтр верхних частот десятого порядка. Несмотря на то, что в устройстве использована только одна пара резонаторов, оно обладает высокими частотно-селективными свойствами. При этом возможность дальнейшего наращивания числа резонаторов в конструкции позволяет считать ее перспективной для использования в узлах современных систем связи.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, государственное задание FEFE-2023-0004.

Список литературы

1. Xu, K.-D. High-Selectivity Wideband Bandpass Filter Using Simple Coupled Lines With Multiple Transmission Poles and Zeros [Text] / K.-D. Xu, D. Li, Y. Liu // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2019. – Vol. 29, № 2. – P. 107-109.
2. Maharjan, R. K. Microstrip Bandpass Filters Using Window Hairpin Resonator and T-Feeder Coupling Lines [Text] / R. K. Maharjan, N.-Y. Kim // Arab J Sci Eng. – 2014. – Vol. 39. – P. 3989–3997.
3. Qing, X. M. A novel miniaturized microstrip bandpass filter using a meander-line resonator [Text] / X. M. Qing, Y. W. M. Chia, J. Sun // Microwave and Optical Technology Letters. – 2002. – Vol. 32, № 4. – P. 319-321.
4. Noujeim, K. M. High-Pass Filtering Characteristics of Transmission-Line Combs / K. M. Noujeim [Text] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57, No. 11. – P. 2743-2752.
5. Ходенков, С. А. Микрополосковые фильтры нижних частот на основе двумерного электромагнитного кристалла [Текст] / С. А. Ходенков // Успехи современной радиоэлектроники. – 2017. – № 12. – С. 121-124.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ПРЕДЫСКАЖЕНИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ФИЛЬТРОВ С МАЛОЙ НЕРАВНОМЕРНОСТЬЮ АЧХ

И.Е. Бурлаков, аспирант, **Д.Ю. Коцан**, **С.Д. Креков**, аспирант, **Я.Ф. Бальва**,

с.н.с., к.ф.-м.н.

Институт физики им. Л. В. Киренского, 660036, Красноярск, Россия

E-mail: burlakovie@kirensky.ru

При проектировании полезной нагрузки современных систем спутниковой связи очень часто встает вопрос о разработке аналоговых узкополосных полосно-пропускающих фильтров, которые должны обладать высокой избирательностью и при этом иметь малую неравномерность АЧХ во всей полосе пропускания. В таких задачах, как правило, допускается, чтобы фильтры имели значительные вносимые потери, так как в дальнейшем они будут компенсированы усилителями мощности. Также допускается иметь высокий уровень КСВ, который может быть восстановлен с помощью вентиляей на входах фильтра. Вместе с тем, как правило, требуется обеспечить высокую миниатюрность, низкий вес, технологичность в производстве и низкую стоимость. Последние требования могут существенно ограничивать разработчика в выборе конструктивных решений.

Недостатком популярных методов синтеза, таких как [1] является то, что в них не учитываются потери, неизбежно возникающие в материалах, из которых изготовлен реальный фильтр. На АЧХ таких фильтров имеют резкие фронты. Между тем АЧХ реального фильтра всегда имеет переходные области малой крутизны, величина которой тем меньше, чем ниже собственная добротность резонаторов этого фильтра.

На рисунке 2 а приведены АЧХ трех одинаковых фильтров шестого порядка, отличающихся только величиной собственной добротности резонаторов. Фильтры настроены на центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 1000$ МГц при ее относительной ширине 1%. Они имеют по 2 нуля передачи, расположенных симметрично относительно f_0 на частотах $f_{z1} = 993.5$ МГц и $f_{z1} = 1006.5$ МГц.

Из рисунка видно, что при уменьшении собственной добротности резонаторов не только увеличиваются вносимые потери в полосе пропускания фильтра, но и

неравномерность АЧХ (НАЧХ) в диапазоне частот всей полосы пропускания. Для наглядности на рисунке 2 б приведен график зависимости НАЧХ от собственной добротности резонаторов для этого же фильтра. Видно, что с уменьшением Q_0 НАЧХ растет по степенной зависимости. Также видно, что если требуется обеспечить НАЧХ, равной 1 дБ во всей полосе пропускания, то необходимо использовать резонаторы с собственной добротностью более 6000, что для таких частот является затруднительно и достигается только в объемных резонаторах, применение которых может быть недопустимо из-за больших размеров и массы.

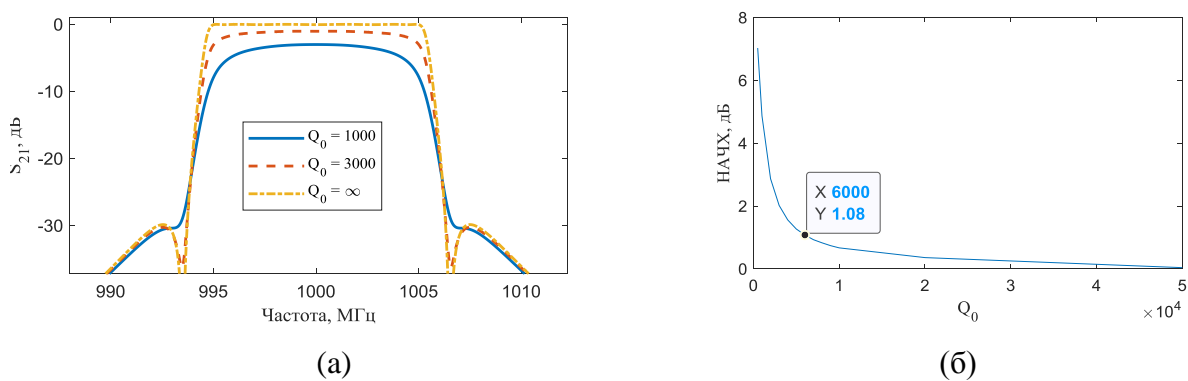


Рисунок 2 – АЧХ фильтров шестого порядка (а); неравномерность АЧХ (б)

В таких случаях решением может стать использование метода предискажений АЧХ [2], позволяющего реализовывать фильтры с малой НАЧХ даже при невысокой собственной добротности резонаторов за счет увеличения вносимых потерь и повышения КСВ.

При возникновении потерь в фильтре его нули отражения и передачи, и полюсы изменяют свое положение на частотной плоскости относительно случая без потерь. Так полюсы фильтра сдвигаются вправо на величину σ , зависящую от его центральной частоты, ширины полосы пропускания и добротности. Метод предискажений основан на предварительном сдвиге полюсов фильтра на величину σ и дальнейшем поиске нулей отражения фильтра. Данный метод предполагает, что нули передачи остаются на прежних местах. В действительности это не так, однако в полосе пропускания фильтра это допустимо за счет доминирующего влияния его полюсов [4].

В качестве примера рассмотрим синтез фильтра восьмого порядка с неравномерность АЧХ в полосе пропускания 2 дБ, центральной частотой 1000 МГц и двумя парами симметричных нулей на частотах: 992.02 МГц, 994.5 МГц, 1005.5 МГц, 1008.0 МГц. Для выполнения условия по неравномерности данный фильтр был синтезирован с несколькими эффективными значениями добротности: 7000, 8000, 9000, 10000, 11000, 12000, 13000, 14000, 15000. Эффективная добротность – это значение собственной добротности резонаторов, при котором может быть достигнута требуемая неравномерность АЧХ.

Результаты синтеза представлены на рисунке 3. Как видно из рисунка 3 б требования по неравномерности АЧХ начинают выполняться уже с $Q_{\text{eff}} = 7000$. Однако с улучшением показателя НАЧХ ухудшается уровень вносимых потерь фильтра, что видно из рисунка 3 а. Так при $Q_{\text{eff}} = 9000$ НАЧХ составляет 1.47 дБ, а уровень вносимых потерь находится на уровне 10 дБ. Из этого следует, что восстановление Q_0 до больших значений не имеет практической ценности.

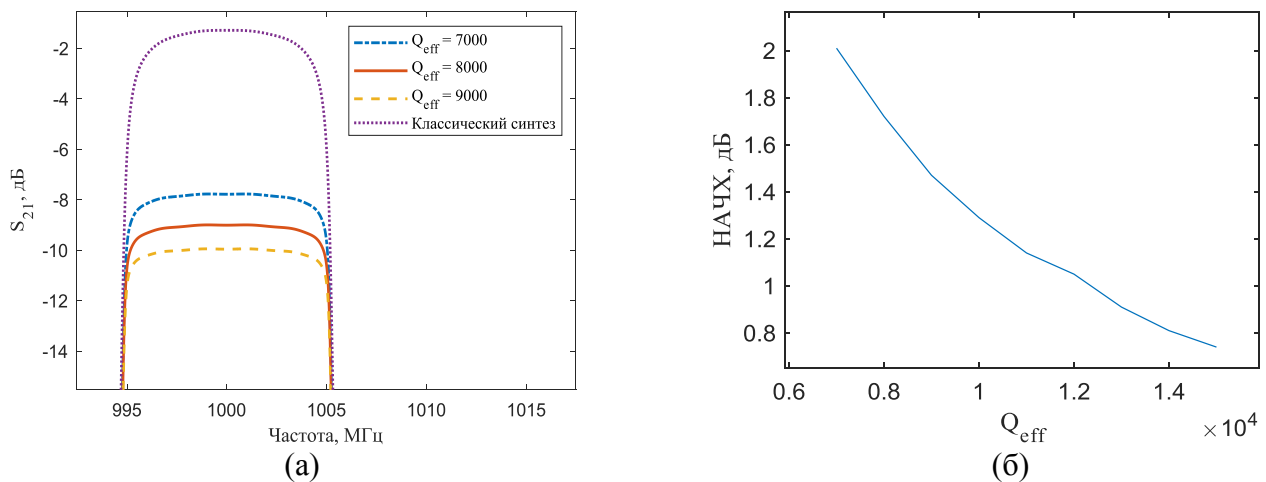


Рисунок 3 – АЧХ синтезированного фильтра(а); неравномерность АЧХ в зависимости от эффективной добротности фильтра(б);

Список литературы

1. Cameron. R. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2003. V.51. N 1. P. 1-10.

2. Ming Yu, Wai-Cheung Tang, Malarky A., Dokas V.; Cameron. R. Predistortion technique for cross-coupled filters and its application to satellite communication systems // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2003. V 51. N 12. P. 2505-2515.

МОДЕЛИРОВАНИЕ МОДЕМА СПУТНИКОВОГО РАДИОКАНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

¹А.В. Луферчик, ¹Д.Ю. Коцан, ²Бурлаков И.Е.

¹АО «НПП «Радиосвязь»» (г. Красноярск, Россия) Адрес: 660021, Россия,
г. Красноярск, Декабристов, 19

²Институт физики им. Л. В. Киренского, 660036, г. Красноярск, Россия
E-mail: denis.kocan28@gmail.com

Аннотация

Исследовать модель модема спутникового радиоканала миллиметрового диапазона волн, разработанный с привлечением программного обеспечения SIMULINK.

Приведены результаты моделирования модема с каскадным кодированием BCH+LDPC для фазовой модуляции 8PSK и ряда скоростей кодирования от 2/3 до 9/10 с длиной кадра 64800 бит. Показано, что модель Райсовского канала с прямой видимостью и динамическим ослаблением сигнала при прохождении через осадки, адекватна реальным условиям распространения в спутниковом канале ММВ диапазона.

Ключевые слова

Модем, спутниковый радиоканал, миллиметровый диапазон волн, Райсовский канал, сигнально-кодовые конструкции, многопозиционные виды модуляции, помехоустойчивое кодирование, каскадное кодирование.

1. Введение (Introduction)

Системы спутниковой связи (ССС) развиваются весьма быстрыми темпами, вследствие чего выделенные для СССР диапазоны частот 6/4 и 14/12 ГГц в настоящее

время оказались практически полностью занятыми. Поэтому весьма актуальна задача освоения диапазона миллиметровых волн (ММВ) для спутниковой связи. Перспективность станций спутниковой связи миллиметрового диапазона обусловлена, прежде всего, широкими полосами выделенных частот. Узкие диаграммы направленности антенн ММВ способствуют скрытности связи и ослаблению интерференционных помех, а большой коэффициент усиления – уменьшению мощности передатчиков и массогабаритных характеристик ретранслятора космического аппарата.

Основным недостатком спутниковых радиоканалов миллиметрового диапазона является зависимость от погодных условий. Для снижения указанного негативного воздействия предлагаются адаптивные механизмы, динамически меняющие в зависимости от погодных условий скорость передачи данных, тип кодирования, модуляцию и мощность сигнала.

2. Структурная схема модели модема

В статье исследуется энергетическая и спектральная эффективность сигнально-кодовых конструкций, используемых в модеме спутникового радиоканала миллиметрового диапазона, с применением модели, разработанной с привлечением программного обеспечения SIMULINK [1] (рис. 1).

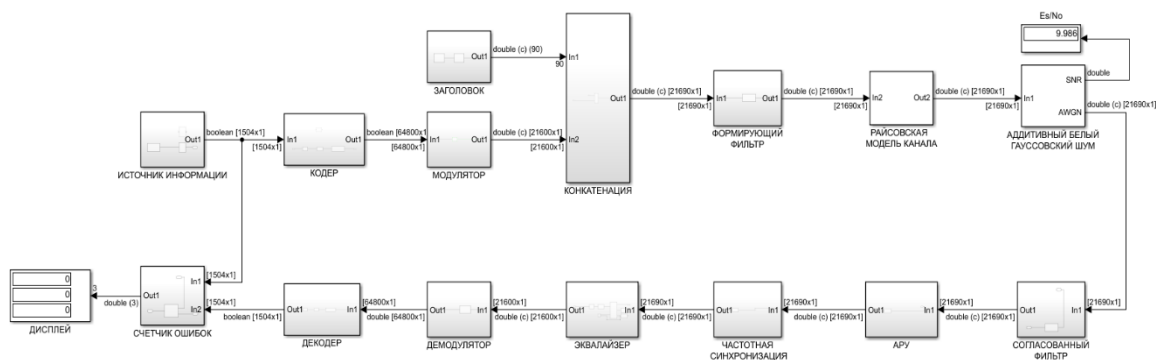


Рис. 1. Структурная схема модели в SIMULINK

Модель в SIMULINK включает в себя следующие блоки:

«Источник информации» – состоит из блока «Bernoulli Binary Generator», который формирует данные, поступающие на вход кодера.

«Кодер» (рис. 2) – состоит из блоков «BBFRAME Buffering», необходимых для формирования кадра и подачи его на вход блоков кодирования BCH [2-3] и LDPC [4].

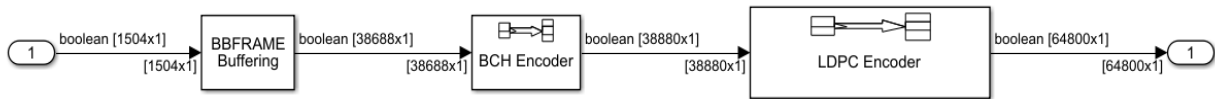


Рис. 2. Структурная схема блока КОДЕР в SIMULINK

«Модулятор» – состоит из блоков «M-PSK modulator» и «DVBS-APSK modulator» [5], необходимых для установки необходимого вида модуляции: квадратурной фазовой модуляция (QPSK), 8-позиционной фазовой модуляции (8PSK), 16 или 32-позиционной амплитудно-фазовой модуляции (16APSK, 32APSK).

«Заголовок» – состоит из блока формирования преамбулы, необходимой для синхронизации и нахождения начала кадра на приемной стороне, блока формирования данных, необходимых для адаптивной сигнально кодовой конструкции и блока модулятора $\pi/2$ двоичная фазовая манипуляция (BPSK).

«Конкатенация» – служит для передачи заголовка и информации по одному каналу.

«Формирующий фильтр» – состоит из блока «Raised Cosine Transmit Filter», который формирует спектр с характеристикой типа «приподнятый косинус» с коэффициентом сглаживания $\beta = 0,35$.

«Райсовская модель канала» – состоит из блока «SISO Fading Channel», с помощью которого моделируется динамическое изменение сигнала при прохождении через осадки [6-7].

«Аддитивный белый гауссовский шум» – состоит из блока «AWGN», с помощью которого в модели устанавливается необходимое отношение мощности сигнала к мощности шума.

«Согласованный фильтр» – состоит из блока «Raised Cosine Receive Filter», который является оптимальным фильтром «приподнятый косинус» с коэффициентом сглаживания $\beta = 0,35$.

«Автоматическая регулировка усиления» – состоит из блока «AGC» и служит для поддержания постоянного уровня сигнала.

«Частотная синхронизация» – состоит из блока «Carrier Synchronizer», который служит для компенсации доплеровского сдвига частоты.

«Эквалайзер» – состоит из блоков «LMS Linear Equalizer» [8], «Обучение» и «Управление», которые обеспечивают выравнивание частотной характеристики, символической синхронизации и поиска начала кадра (рис. 3).

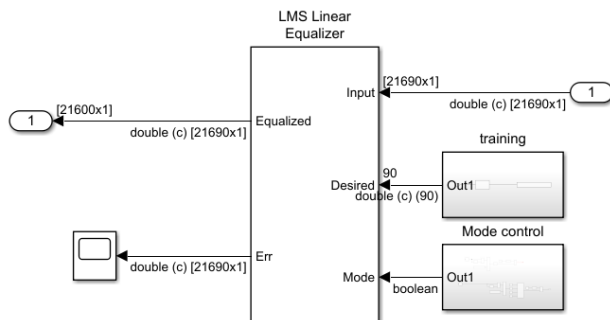


Рис 3. Структурная схема блока ЭКВАЛАЙЗЕР в SIMULINK

«Демодулятор» – состоит из блоков «M-PSK demodulator» и «DVBS-APSK demodulator», необходимых для демодуляции сигнала с заданным видом модуляции (QPSK, 8PSK, 16APSK или 32APSK) [9].

«Декодер» – состоит из блоков декодеров «LDPC», «BCH» и блока «BBFRAME Unbuffering», служащих для декодирования и приведения информации в исходное состояние (рис. 4).

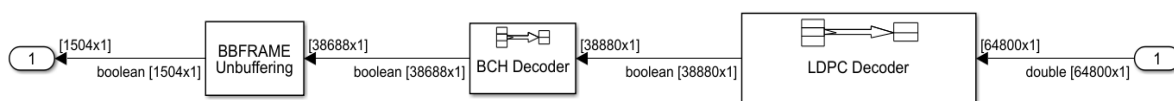


Рис. 4. – Структурная схема блока ДЕКОДЕР в SIMULINK

«Счётчик ошибок» – состоит из блока «Error Rate Calculation», который определяет ошибки своей системы в целом и выводит их на дисплей.

гарантируют трансляцию приоритетного трафика практически в любых погодных условиях.

Список литературы

1. Дьяконов В.П., MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров . –М.: ДМК Пресс, 2016. – 976с.:ил. ISBN 978-5-97060-345-1
2. Create BCH code from binary vector data
<https://www.mathworks.com/help/comm/ref/bchencoder.html>
3. Clark, George C., Jr., and J. Bibb Cain. *Error-Correction Coding for Digital Communications*. New York: Plenum Press, 1981
4. Encode binary low-density parity-check (LDPC) code
<https://www.mathworks.com/help/comm/ref/ldpcencoder.html>
5. ETSI Standard EN 302 307-2 V1.1.1: Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2X), European Telecommunications Standards Institute, Valbonne, France, 2015-02.
6. Pätzold, Matthias, Cheng-Xiang Wang, and Bjorn Olav Hogstand. "Two New Sum-of-Sinusoids-Based Methods for the Efficient Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms." *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. 8, Number 6, 2009, pp. 3122–3131
7. SISO Fading Channel
<https://docs.exponenta.ru/comm/ref/sisofadingchannel.html>
8. Equalize modulated signals using linear filtering
<https://www.mathworks.com/help/comm/ref/linearequalizer.html>
9. Скляр, Бернанд., Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104с.: ил., ISBN 5-8459-0497-8

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АДАПТИВНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ С РАЗЛИЧНОЙ СТРУКТУРОЙ В СИСТЕМАХ ТРОПОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

Н. А. Воробьев¹; В. И. Джиган²; П. В. Луферчик³; П. В. Штро⁴

¹Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), E-mail: vorobev_na@krtz.su

²Профессор, д.т.н., НИУ МИЭТ (г. Москва), E-mail: djigan@org.miet.ru

³Начальник отдела, к.т.н, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск),

E-mail: lpv@krtz.su

⁴Главный специалист, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск),

E-mail: shtro_pv@krtz.su

Сегодня системы тропосферной связи являются перспективной альтернативой спутниковым системам при построении цифровой инфраструктуры в удаленных районах страны. Основным ограничением тропосферной связи является многолучевость, вызванная спецификой тропосферного распространения радиоволн [1]. Эффект многолучевого распространения приводит к межсимвольной интерференции принимаемого сигнала, что ведет к росту числа ошибочных символов в нем.

Для устранения межсимвольной интерференции, вызванной многолучевостью, используются специальные алгоритмы, комбинирующие энергии многолучевых компонент или компенсирующие их. К числу последних, например, могут быть отнесены эквалайзеры. Эквалайзерами называют фильтры, выравнивающие амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) сигнала на приеме. Поскольку условия распространения в большинстве случаев не известны, либо меняются в процессе работы, то на практике в основном применяют адаптивные эквалайзеры. Принцип работы адаптивного эквалайзера заключается в оценке обратной импульсной характеристики канала распространения, например, по известной, встроенной в блок передаваемых данных тренировочной последовательности. В результате свертка импульсного отклика канала связи и эквалайзера стремится к дельта-функции, а АЧХ становится близкой к равномерной, что приводит к уменьшению межсимвольной интерференции [2].

Появление многолучевости в системах тропосферной связи связано с эффектом рассеяния излучаемой радиоволны на диэлектрических неоднородностях тропосферы. Тропосферный канал образуется при загоризонтном распространении сигналов, когда диаграммы направленности передающей и приемной антенн пересекаются в некоторой области тропосферы (области рассеяния), см. рис. 1. При этом разность хода между лучом, рассеянным в верхней точке области, и лучом, рассеянным в нижней точке области, приводит к тому, что в приемную антенну эти лучи приходят с разной задержкой. При этом от размеров области рассеяния зависит максимальная величина относительной задержки, а также число лучей, связанное с числом неоднородностей в области рассеяния.

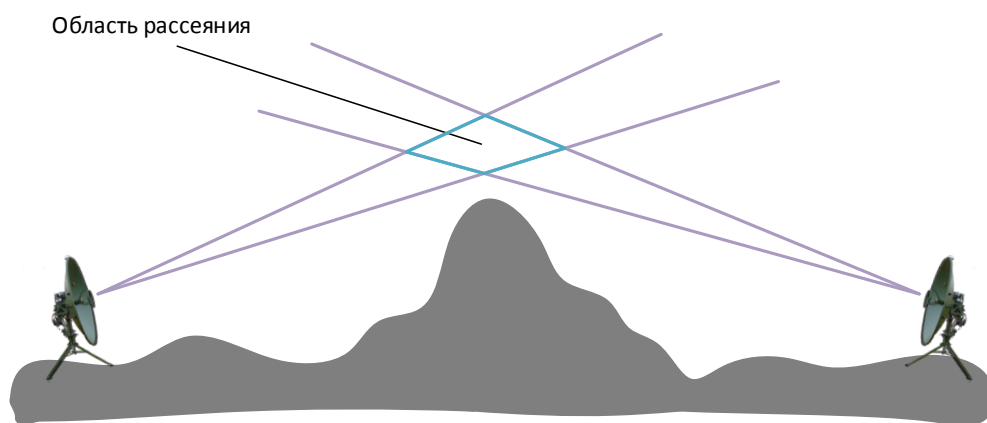


Рис. 1. Дальнее тропосферное (загоризонтное) распространение

Оценка эффективности выравнивания тропосферного канала адаптивными эквалайзерами проводилась нами в разработанной программной среде (рис. 2), в которую были интегрированы эквалайзеры с различной структурой на базе нескольких адаптивных алгоритмов (LMS, NLMS, MIL RLS и др. [3]). Модель тропосферного канала в виде динамического канала с многолучевостью реализована с помощью встроенных инструментов MATLAB.

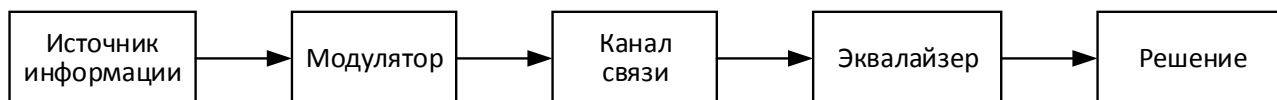


Рис. 2. Структура модели программной среды для оценки адаптивных эквалайзеров

С помощью разработанной программной среды был промоделирован канал с многолучевостью, построенный на основе характеристик, полученных экспериментальным путем. Характеристики рассмотренного канала связи: число лучей импульсной характеристики – 4, максимальная задержка между лучами – 530 нс, частота быстрых замираний – 15 Гц [4]. Результаты моделирования одного из исследованных адаптивных эквалайзеров в данных условиях представлены на рис. 3. На графике представлено изменение ошибки эквалайзера в логарифмическом масштабе за период изменения в 1 секунду, а также значения средней ошибки и среднего шума на рассмотренном интервале.

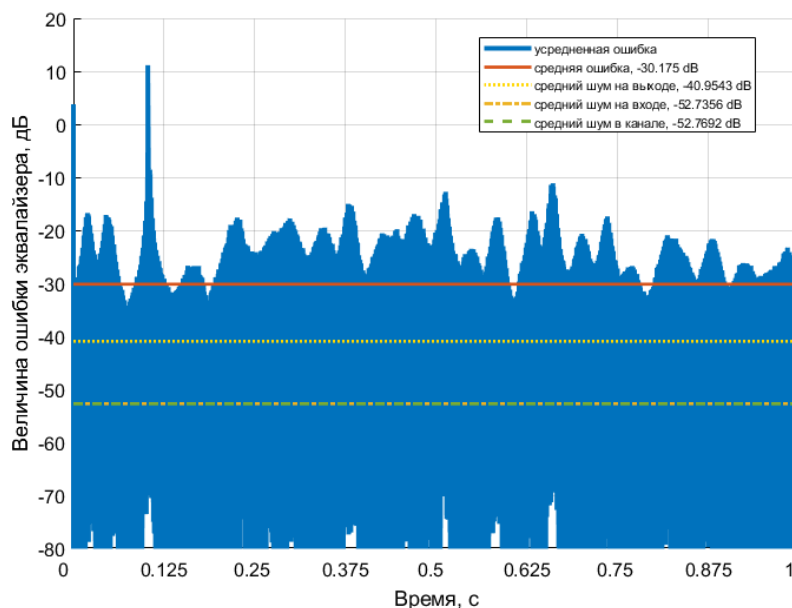


Рис. 3. График изменения ошибки FS-FB RLS эквалайзера в логарифмическом масштабе в условиях тропосферного канала в течение 1 секунды

Моделирование показало, что наилучшие результаты в терминах неравномерности выровненной АЧХ в рассмотренных условиях демонстрирует эквалайзер с дробной задержкой и обратной связью на базе рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов, который при частоте изменения канала 15 Гц обеспечил неравномерность выровненной АЧХ $\pm 0,5$ дБ.

Список литературы

1. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн. Под ред. Б. А. Введенского, М. А. Колосова, А. И. Калинина, Я. С. Шифрина. М.: Советское радио, 1965. 415 с.
2. Qureshi S. Adaptive equalization // Proceedings of the IEEE. 1985. Vol. 73. №9. P. 1349–1387.
3. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
4. Воробьев Н. А., Луферчик П. В., Штро П. В., Богатырев Е. В. Исследование характеристик нестационарности тропосферного канала связи. Ural Radio Engineering Journal. 2023;7(2):123–136. DOI: 10.15826/urej.2023.7.2.002.

ПРОГРАММНАЯ СРЕДА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРОТОТИПИРОВАНИЯ АДАПТИВНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ

Н. А. Воробьев¹; В. И. Джиган²; П. В. Луферчик³; П. В. Штро⁴

¹Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), E-mail: vorobev_na@krtz.su

²Профессор, д.т.н., НИУ МИЭТ (г. Москва), E-mail: djigan@org.miet.ru

³Начальник отдела, к.т.н, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск),

E-mail: lpv@krtz.su

⁴Главный специалист, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск),

E-mail: shtro_pv@krtz.su

В настоящее время эквалайзер амплитудно-частотной характеристики канала связи (АЧХ) является неотъемлемым элементом приемника модемов проводных, беспроводных, оптических и акустических систем связи [1]. Благодаря эквалайзеру устраняется шум, обусловленный так называемой межсимвольной интерференцией при передаче цифровых данных по каналу связи с ограниченной полосой пропускания. Эквалайзер – это, как правило, адаптивное устройство. Это означает, что его основным элементом является адаптивный фильтр [2]. В установленном состоянии совместная АЧХ канала связи (от выхода модулятора передатчика данных до выхода адаптивного фильтра приемника данных) становится равномерной, а

импульсный отклик представляет собой дельта-функцию, в результате чего на выходе такого «фильтра» (с одним весовым коэффициентом) отсутствует межсимвольная интерференция.

На данный момент существует четыре основных типа эквалайзеров [1]. Это эквалайзеры с дробной задержкой с обратной связью и без обратной связи (Fractional Spaced Feed-Backward (FS FB) и Fractional Spaced Feed-Forward (FS FF)), а также аналогичные эквалайзеры, функционирующие на символьной скорости (Symbol Spaced Feed-Backward (SS FB) и Symbol Spaced Feed-Forward (SS FF)).

Необходимость и возможность применения того или иного типа эквалайзера зависит от неравномерности АЧХ канала, подлежащей выравниванию, требуемого качества выравнивания (неравномерности АЧХ в установившемся состоянии), а также вычислительных ресурсов (программных и аппаратных), которыми располагает разработчик при реализации эквалайзера.

Несмотря на то, что современные системы моделирования, такие, например, как LabVIEW, SystemVue и MATLAB, обладают набором элементов, с помощью которых можно моделировать эквалайзеры, эти элементы являются закрытыми, что без наличия знаний об адаптивных фильтрах не позволяет их использовать для дальнейшей реализации в качестве элементов оборудования систем связи.

В связи с этим, в среде MATLAB была разработана собственная среда моделирования основных элементов системы связи, см. рис. 1.

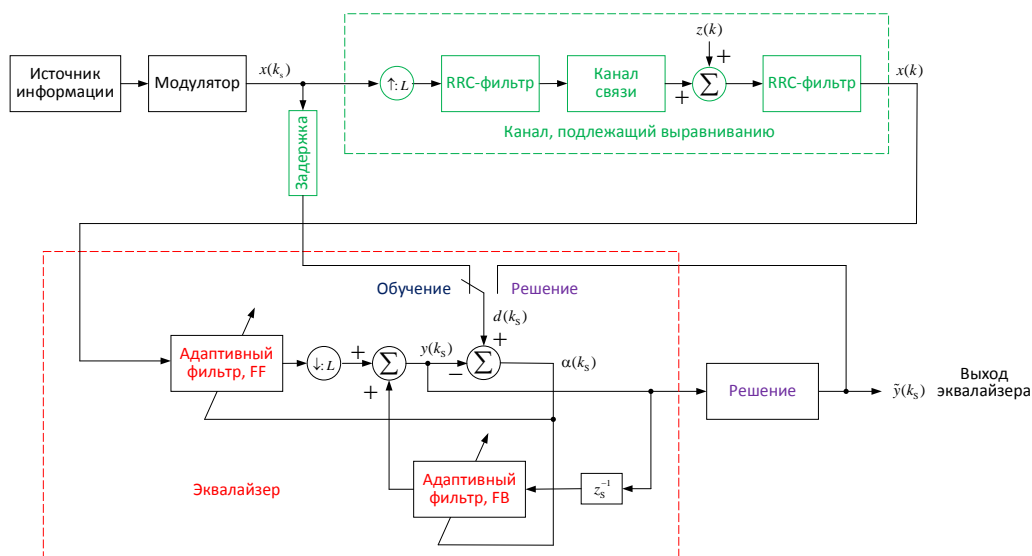


Рис. 1. Структура модели тестовой среды: канала связи и эквалайзера с дробной задержкой и обратной связью

В разработанной среде могут быть заменены все элементы, обозначенные на рис. 1, а также может быть выбран один из указанных выше эквалайзеров. Данные элементы реализуются стандартными средствами MATLAB, включая динамическую модель беспроводного канала связи, которая также может быть задана с помощью файла в виде статической модели отсчетами импульсного отклика эквивалентного фильтра канала. В данной среде моделирования FS-эквалайзеры реализованы, используя полифазную архитектуру [3]. Самым сложным эквалайзером за счет своей архитектуры является FS FB-эквалайзер, см. рис. 2. Остальные эквалайзеры являются частными случаями этого эквалайзера. Каждый из эквалайзеров реализован на базе LMS-, NLMS-, LS- и MIL RLS-адаптивных фильтров [2]. При дальнейшем развитии разработанного инструмента все модели эквалайзеров могут быть также реализованы на основе быстрых (вычислительно эффективных) RLS-алгоритмов и алгоритмов аффинных проекций [2]. Кроме того, могут быть также реализованы так называемые слепые эквалайзеры, которые не требуют использования физической тренировочной последовательности и могут применяться при приеме цифровых сигналов с постоянной огибающей.

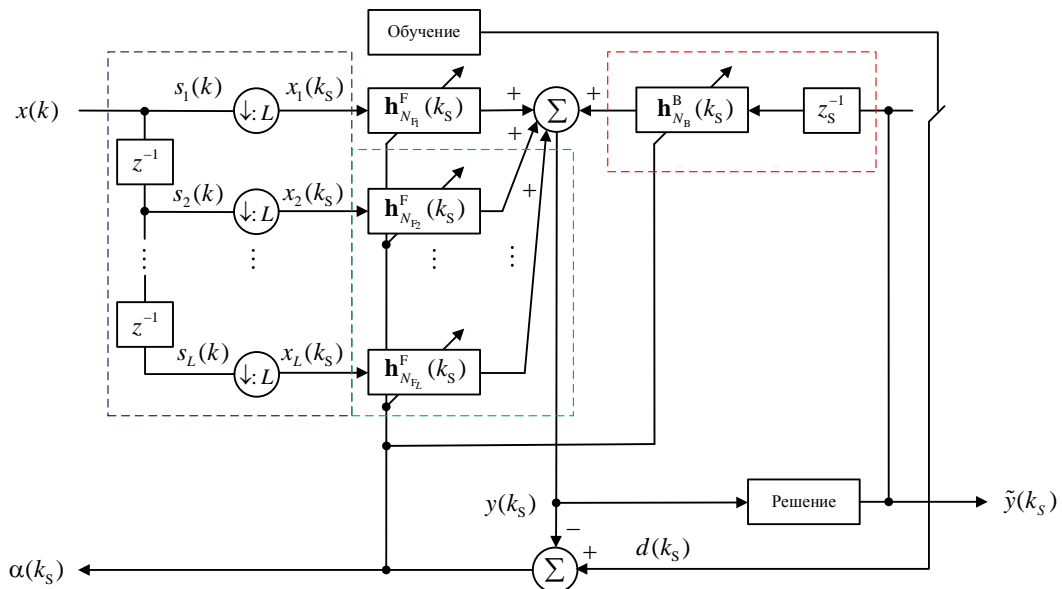


Рис. 2. Адаптивный FS FF-эквалайзер с дробной задержкой

Для определения требований к эквалайзерам (архитектура, используемый адаптивный фильтр, число весовых коэффициентов адаптивного фильтра) с помощью разработанной программной среды были исследованы различные каналы связи, включая динамические каналы с четырьмя многолучевыми компонентами. Наилучшие результаты при этом показал FS FB-эквалайзер на базе RLS-алгоритма, который при использовании модуляции QAM-16, и при частоте изменения канала 15 Гц обеспечил слежение за изменением канала связи, а также неравномерность выровненной АЧХ $\pm 0,5$ дБ.

Список литературы

1. Qureshi S. Adaptive equalization // Proceedings of the IEEE. 1985. Vol. 73. №9. P. 1349–1387.
2. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
3. Джиган В. И. Особенности применения RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации в эквалайзерах с дробной задержкой // Цифровая обработка сигналов. 2020. №2. С. 3–12.

РАЗРАБОТКА СВЧ-ФИЛЬТРОВ ДЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ ТРАКТОВ ДВУХДИАПАЗОННОГО ОБЛУЧАТЕЛЯ АНТЕННЫ ЗЕМНОЙ СТАНЦИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

¹А. Б. Гладышев, ² Д. Д. Дмитриев, ³А.А. Лексиков, ⁴В.Н. Тяпкин

¹канд. техн. наук, доцент, начальник кафедры ВУЦ, ²канд. техн. наук, доцент, профессор кафедры ВУЦ, ³доктор техн. наук, ведущий научный сотрудник СО РАН, ⁴доктор техн. наук, профессор, профессор кафедры ВУЦ

^{1,2,4}Сибирский федеральный университет, 660041, г. Красноярск,
просп. Свободный, 79

³Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50, стр. 38

E-mail: ¹a-ghonass@yandex.ru, ²dmitriev121074@mail.ru,
³a.a.leksikov@gmail.com, ⁴tyapkin58@mail.ru

В связи с исчерпанием частотного ресурса в Ки диапазоне частот, стали активно разрабатываться спутниковые системы связи в более высокочастотных диапазонах: Ка и Q. Для земных станций спутниковой связи данных диапазонов характерна работа на прием и передачу на сильно разнесенных частотах (в 1,5 и более раз). Облучатели, применяемых в станциях связи зеркальных антенн, должны обеспечивать формирование соответствующих диаграмм направленности в двух разнесенных диапазонах. Кроме этого, должно обеспечиваться хорошее согласование с приемно-передающим оборудованием и высокая развязка между каналами приема и передачи. Решение этих задач требует применения при разработке облучателей специальных технических решений в виде полосно-пропускающих СВЧ-фильтров [1].

Целью работы является разработка полосно-пропускающих фильтров для приемного и передающего трактов ЗССС со следующими значениями полос пропускания и заграждения:

для приемного тракта:

1. Рабочий диапазон частот – 17.710...18.004 ГГц;
2. Ослабление на частотах передачи (27.510...27.804 ГГц) - – не менее 100 дБ;

для передающего тракта:

1. Рабочий диапазон частот – 27.510...27.804 ГГц;
2. Ослабление на частотах приема (17.710...18.004 ГГц) – не менее 100 дБ.

Как известно, в частотных диапазонах Ka и Q используются фильтры на основе полосковых, микрополосковых, волноводных, диэлектрических резонаторов, а также на основе резонансных штырей и разнообразных волноводных частотно-селективных поверхностей. [2].

Применение фильтров на основе полосковых резонаторов на подвешенной подложке слабо совместима с серийным производством, по этой причине было принято решение разработать фильтр на основе волноводной гребенчатой структуры [3].

Фильтры на основе волноводной гребенчатой структуры могут иметь достаточно широкую высокочастотную полосу заграждения с высоким уровнем ослабления в ней, и сравнительно невысокий уровень вносимых потерь. Кроме того, такие фильтры достаточно миниатюрны, технологичны в производстве, имеют меньшие требования к точности изготовления в сравнении с полосковыми на подвешенной подложке, а также позволяют организовать плавную регулировку с помощью подстроечных винтов.

В результате работы были изготовлены экспериментальные образцы полосно-пропускающих СВЧ-фильтры для приемного и передающего тракта земной станции спутниковой связи. На рис. 1 представлены фильтр приемного тракта.

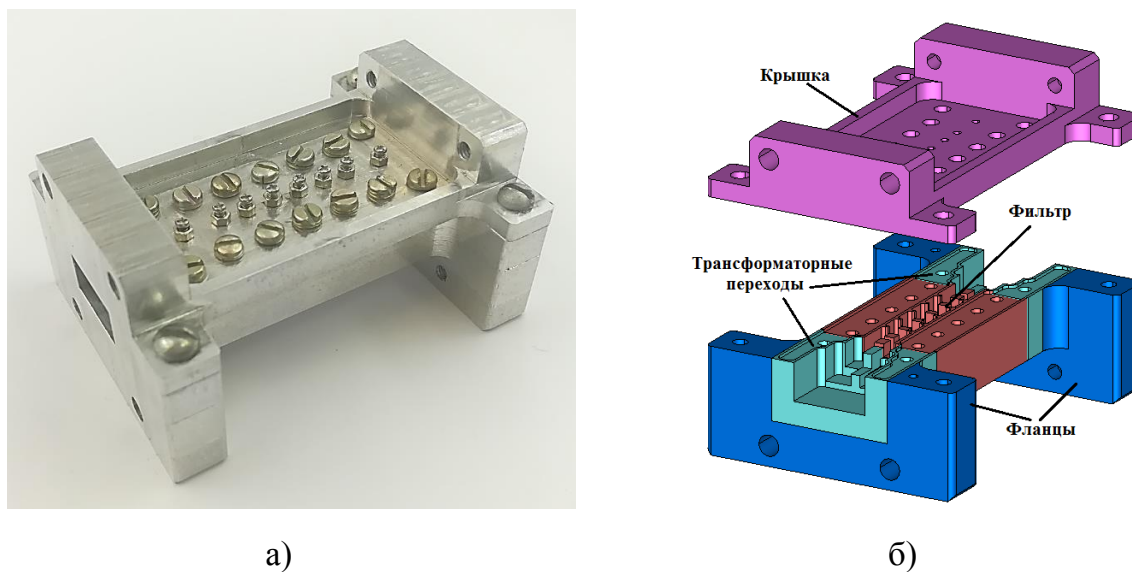


Рис. 1. Фильтр приемного тракта: а) – макет; б) – конструкция

К основным достоинствам разработанных фильтров на основе гребенчатых резонаторов, разделенных индуктивными диафрагмами, можно отнести следующие:

1. Малые вносимые потери (обусловлены отсутствием механизма потерь, связанных с наличием диэлектрика, свойственного полосковым структурам).

2. Небольшие габариты.

3. Широкая высокочастотная полоса заграждения с высоким уровнем ослабления в ней.

Еще одним требуемым свойством, которым обладают фильтры на гребенчатых резонаторах с индуктивными диафрагмами, является возможность синтезировать широкополосные фильтры при сохранении высоких уровней подавления в полосе заграждения.

Таким образом, данная конструкция фильтра позволяла выполнить всю совокупность заданных технических требований, а ее относительная простота, технологичность в производстве и возможность организовать плавную регулировку обеспечивали ее превосходство над всеми другими конструкциями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование направленных характеристик антенны земной станции спутниковой связи методом спирального сканирования / А. Б. Гладышев, Д. Д. Дмитриев, В. Н. Ратушняк, О. Б. Грицан // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. – 2021. – Т. 14, № 7. – С. 830-839.

2. Применение микрополосковых фильтров при построении адаптивной антенной решетки / Д. Д. Дмитриев, И. В. Тяпкин, А. Б. Гладышев, А. А. Лексиков // Антенны. – 2018. – № 3(247). – С. 24-29.

3. Патент на полезную модель № 211769 U1 Российская Федерация, МПК H01P 7/06. волноводный полосно-пропускающий фильтр с протяженной и глубокой полосой заграждения : № 2021118945 : заявл. 02.09.2020 : опубл. 22.06.2022 / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Я. Ф. Бальва [и др.] ; заявитель Акционерное общество "Информационные спутниковые системы" имени академика М.Ф. Решетнёва.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ С УЧЁТОМ ФАЗОВОГО ШУМА ГЕТЕРОДИНА

¹В.Н Бондаренко, ²А.В. Луферчик

ФГАОУ ВО «СФУ» (г. Красноярск, Россия) Адрес: 660021, Россия, г. Красноярск,
ул. Академика Киренского, д.128

²АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск, Россия) Адрес: 660021, Россия,
г. Красноярск, ул. Декабристов, д.19

E-mail: ¹Vbondarenko@sfu-kras.ru, ²ccn@krtz.su.

Аннотация

Проведён анализ влияния фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приёма сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией стандарта обмена данными в спутниковых сетях DVB-S2. Показано, что для информационной скорости 34 Мбит/с и более требования регламента IESS-309 к уровню фазового шума явно недостаточны – энергетические потери более 10 дБ. Приведены рекомендуемые нормы фазового шума, предлагаемые на основе результатов моделирования, для сигналов стандарта DVB-S2.

Ключевые слова

Помехоустойчивость, амплитудно-фазовая модуляция, стандарт DVB-S2, фазовый шум, информационная скорость, вероятность ошибки.

Цель работы – анализ помехоустойчивости приёма сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией стандарта обмена данными в спутниковых сетях DVB-S2[1] с учётом фазового шума гетеродина.

На интервале равном n символов сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией (APSK) можно представить в виде:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n (a_i^l h(t - iT_s) \cos \omega_0 t - a_i^q h(t - iT_s) \sin \omega_0 t), \quad 0 < t < nT_s. \quad (1)$$

или

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n r_i h(t - iT_s) \cos(\omega_0 t - \theta_i), \quad 0 < t < nT_s. \quad (2)$$

где T_s и E_s – длительность и энергия информационного символа; $h(t - iT_s)$ – функция, описывающая форму информационного символа (прямоугольный импульс);

$$r_i = \sqrt{(a_i^I)^2 + (a_i^Q)^2}, \quad \theta_i = \arctg(a_i^Q / a_i^I).$$

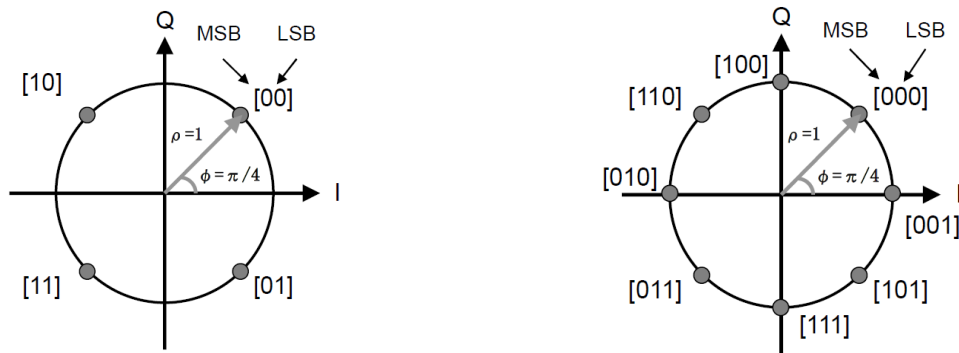
В соответствии с (1) и (2) сигнал можно представить либо как двумерный вектор с координатами a_i^I и a_i^Q в декартовой системе, либо как вектор с амплитудой r_i и фазой θ_i в полярной системе координат. Сигналы, описываемые выражением (1), называют также сигналами с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM).

Сигнал с фазовой модуляцией (PSK) также относится к классу APSK сигналов:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=1}^n \cos(\omega_0 t + 2\pi j / M), \quad j = 1, \dots, M. \quad (3)$$

Сигнальное созвездие PSK сигнала образует круговую сеть как правило с равномерным распределением точек по окружности.

Примеры сигнального созвездия для видов модуляции QPSK, 8PSK, 16APSK и 32APSK приведены на рисунке 1.



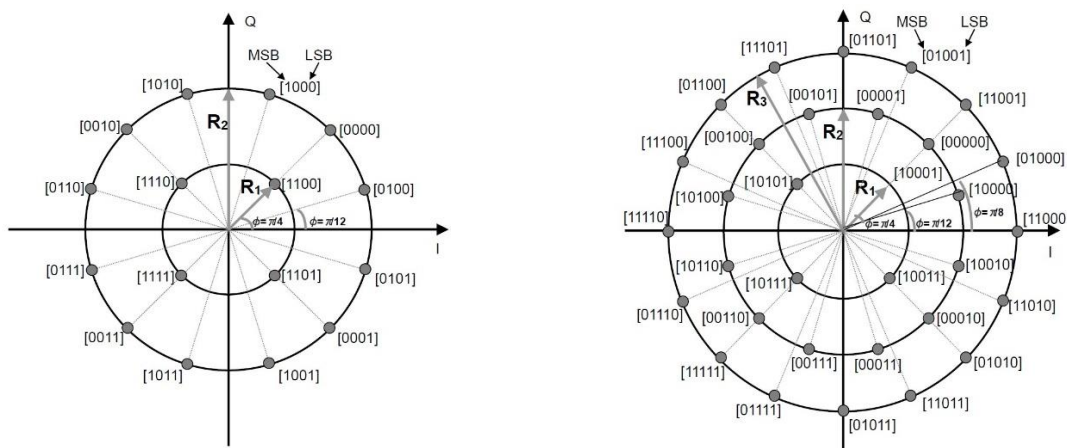


Рис. 1. Диаграммы сигнальных созвездий QPSK, 8PSK, 16APSK и 32APSK

Важным фактором, влияющим на достоверность приёма информации при использовании сигналов с многопозиционными видами модуляции ($M \geq 8$) является уровень фазового шума гетеродина. Качество несущей частоты регламентируется, например, стандартом IESS-309[2], гарантирующим приём информации с требуемой достоверностью для скоростей 64...2048 кбит/с для модуляции BPSK и QPSK. В рекомендациях к стандарту DVB-S2[1] приводятся значения уровня фазового шума, но не оговаривается для какой сигнально кодовой конструкции и достоверности приёма они приведены.

С использованием программного обеспечения Matlab/Simulink авторами было проведено моделирование модема сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией для канала с фазовым шумом по стандарту IESS-309, DVB-S2, а также при более высоких требованиях к уровню фазового шума (таблица 1). По сравнению со стандартом IESS-309 дополнительно учитывались значения шума для отстройки 10 Гц, а также 10 и 50 МГц (таблица 1 – столбцы с 3 по 5).

Таблица 1 – Требования к уровню фазового шума, дБс/Гц

Отстройка от несущей, Гц	IESS-309	IESS-309 ₊	IESS-309 ₊₊	DVB-S2 propose
10	-30	-37	-47	-57
10 ²	-60	-60	-70	-80
10 ³	-70	-70	-80	-90
10 ⁴	-80	-80	-90	-100
10 ⁵	-90	-90	-100	-110
10 ⁶	-90	-90	-100	-110

10^7		-100	-110	-120
$5*10^7$		-115	-125	-135

Рекомендуемые нормы фазового шума, предлагаемые на основе результатов моделирования, для сигналов с многопозиционными видами модуляции ($M \geq 8$) приведены в итоговой таблице 2.

Таблица 2 – Рекомендуемые нормы фазового шума

Отстройка от несущей, Гц	IESS-309	8PSK 4...20 Мбит/с	16APSK 8...30 Мбит/с	32APSK 16...56 Мбит/с
	Уровень фазового шума, дБс/Гц			
10	-30	-47	-52	-57
10^2	-60	-70	-75	-80
10^3	-70	-80	-85	-90
10^4	-80	-90	-95	-100
10^5	-90	-100	-105	-110
10^6	-90	-100	-105	-110
10^7		-110	-115	-120
$5*10^7$		-125	-130	-135

Заключение

Результаты исследования позволяют сделать вывод, что для обеспечения вероятности битовой ошибки не более 10^{-4} в диапазоне скоростей передачи информации от 4 до 56 Мбит/с нормы фазового шума, определённые регламентом IESS-309, необходимо уменьшить соответственно на 10, 15 и 20 дБс/Гц для сигналов с модуляцией 8PSK, 16APSK и 32APSK, дополнив допустимыми уровнями в области частотной отстройки 10 и 50 МГц: минус 110, 125 дБс/Гц и 120, 135 дБс/Гц – соответственно для сигналов с модуляцией 8PSK и 16APSK, 32APSK.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке спутниковых модемов сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией стандарта DVB-S2 для высокоскоростной передачи данных.

Список литературы

1. DVB-S2. Стандарт. ETSI EN 302 307 V1.1.1 (2005-03) Digital Video Broadcasting (DVB).
2. Богатырёв, Е.В. Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций спутниковой и тропосферной связи/Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СФУ, Красноярск, 2018.
3. Научно-технический отчет о СЧ НИР «Спутник-А-СТ-ПР» «Разработка предложений по созданию отечественного стандарта на основе семейств DVB-S для применения в спутниковых сетях силовых структур», Красноярск, 2018.

АНТЕННА ПЕРЕДАЧИ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

А.В. Мусина, студент,

Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М.Ф. Решетнева Российская Федерация, 660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», д.31

E-mail: sasha.musina15@mail.ru

В предоставленном материале рассматривается вопрос организации передачи данных беспилотными летательными аппаратами.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, наземный пункт управления, система GPS, программное обеспечение.

Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) используются для решения различных задач. Для контроля работоспособности и состояния БПЛА, необходима постоянная связь между БПЛА и наземным пунктом управления (НПУ) для получения данных от самолета, а также для передачи команд с НПУ на БПЛА. В НПУ используются антенны с ручной или автоматической ориентацией на БПЛА по показаниям измерителя уровня сигнала, или путем определения координат с

помощью «спутника». Ручное наведение требует от операторов больших усилий, особенно если продолжительность задания превышает несколько часов. Одним из наиболее эффективных решений является использование автоматического наведения.

Только в пределах прямой видимости может существовать связь между беспилотным летательным аппаратом и наземным пунктом управления, а это не всегда возможно для различных типов местности. Увеличивая высоту наземной антенны или увеличивая высоту полета БПЛА, можно добиться улучшения связи. При этом высокоскоростная передача информации на расстояния, превышающие 300 км, возможна с использованием ретрансляционной аппаратуры, систем спутниковой связи и стационарных систем передачи информации [1].

БПЛА снабжен определенным программным обеспечением, которое позволяет ему выполнять различные задачи в автоматическом режиме, то есть без вмешательства человека. Большинство систем беспилотных летательных аппаратов, выполняющих автоматический взлет или посадку, используют глобальные навигационные спутниковые системы GPS в качестве основного навигационного датчика [2].

Передача командно-телеметрической информации от центра управления к беспилотному летательному аппарату и наоборот зачастую происходит на низкой скорости. Аппаратура передачи информации о полезной нагрузке предназначена для высокоскоростной односторонней передачи информации от БПЛА в центр управления.

Базовая станция системы беспроводной передачи GPS связывает координаты беспилотного летательного аппарата с наблюдаемыми объектами с помощью сигналов глобальной навигационной системы. Использование двух приемников позволяет помимо координат определять значение угла курса БПЛА, их антенны расположены вдоль строительной оси. Основная задача — точно рассчитать взаимное расположение каждой пары приемников и конвертировать эти измерения в трехмерную ориентацию БПЛА. Для достижения ориентации, аналогичной измерительному инерциальному блоку, требуется относительная точность определения местоположения GPS до нескольких сантиметров, что является очень сложной задачей, учитывая, что сегодняшняя точность составляет всего 1-4 метра.

Кроме того, ориентация на основе GPS должна быть точной даже во время внезапных маневров беспилотного летательного аппарата, помех сигнала или внезапных сбоев данных [3].

Для решения этой задачи была разработана система, представленная на рисунке 1.

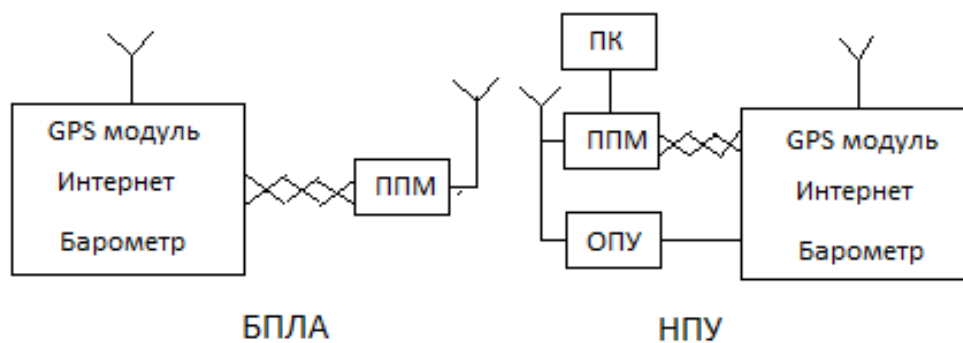


Рисунок 1. Система организации связи БПЛА с использованием беспроводной сети передачи данных

В состав этой системы входят наземное и бортовое устройства. Их главное отличие - программное обеспечение, делающее каждую часть системы индивидуальной. В состав обоих устройств входит: микроконтроллер, барометр, модуль Интернета, модуль GPS и преобразователь питания.

На борту БПЛА установлено несколько приемо-передающих модулей (ППМ) разных диапазонов и длин волн для того, чтобы повысить надежность комплекса. Наземное устройство соединено с опорно-поворотным устройством (ОПУ), которое направляет антенну в сторону БПЛА.

Таким образом, система позволяет отслеживать движущийся объект и обеспечивает непрерывную работу цифрового канала связи. Погрешность составляет 1-2 метра, что мало влияет на рабочий процесс и точность наведения.

Библиографические ссылки

1. Боев Н.М. Анализ командно-телеметрической радиолинии связи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. акад. М.Ф. Решетнева. – 2012. – Вып. 2 (42). – С. 86-91.

2. Дятлов А.П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: Учебное

пособие. Ч.1. Таганрог. ТРТУ. 2004. 95 с. [Электронный ресурс] URL: http://rts.sfedu.ru/faculty/book_sss.pdf (дата обращения: 15.09.2023).

3. Роевков Д.Н., Плеханов П.А. Стандартизация требований для систем беспроводной связи // Автоматика, связь, информатика. – 2020. – № 4. – С. 38-42. [Электронный ресурс] URL: <https://clck.ru/35ocHF> (дата обращения: 15.09.2023).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕМА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ РАБОТАЮЩЕГО ПОД УРОВНЕМ ШУМА

П.В. Луферчик¹, И.С. Поветкин², Д.В. Чашин³, Н. А. Воробьев⁴

¹Начальник отдела, к.т.н, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

²Инженер-конструктор 2 категории, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

³Инженер-конструктор 3 категории, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

⁴Инженер-конструктор, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

¹lpv@krtz.su, ²povetkin_is@krtz.su, ³chaschin_dv@krtz.su, ⁴vorobev_na@krtz.su

В процессе передачи по каналу сигнал может быть подвержен воздействию замираний, интерференции. Для борьбы с этими явлениями используют пространственное разнесение или частотный разнос, реализованный методом прямого расширения спектра с применением адаптивного эквалайзера на приеме. Этот метод позволяет уменьшить влияние частотно-селективных замираний и межсимвольной интерференции, повысив энергетическую эффективность системы связи [1,2]. Также это позволяет сохранять работоспособность системы при отрицательных значениях отношения сигнал-шум (ОСШ) [3]. Для исследования работы под уровнем шума использовались два модема из состава оборудования беспроводного широкополосного доступа производства АО «НПП «Радиосвязь», работающих на частоте 2250 МГц, полоса сигнала 80 МГц, с модуляцией SR-FQPSK в топологии «точка-точка». Схема лабораторной установки показана на рисунке 1.



Рис. 1. Схема лабораторной установки

На начальном этапе модемы включаются и синхронизируются, при этом регулируемый аттенюатор установлен на нулевое ослабление сигнала. Затем включается генератор шума и на регулируемом аттенюаторе выставляется максимальный уровень ослабления сигнала, при котором поддерживается синхронизация и осуществляется обмен данными между модемами. При этом на анализаторе спектра фиксируется значение мощности в полосе сигнала. После этого отключается генератор шума и фиксируются эти же значения без шума. Результаты измерений приведены на рисунке 2.

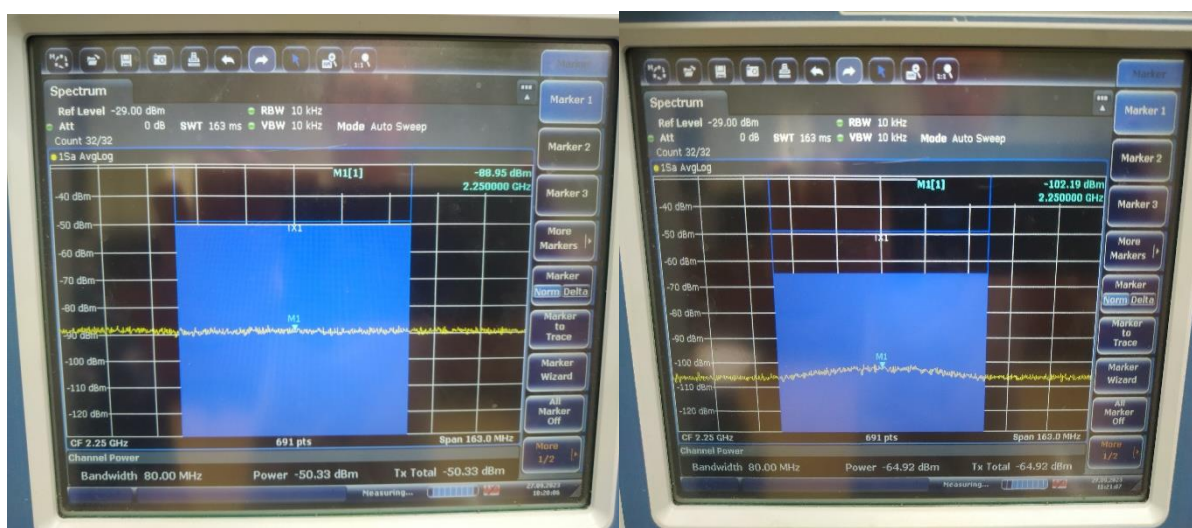


Рис. 2. Вид сигнала под шумом (слева), и без шума (справа)

Значение мощности в полосе 80 МГц с шумом составило -50,3 дБм, без шума - 64,9 дБм. После получения результатов лабораторных испытаний были проведены трассовые испытания на базе «16 ЦНИИИ», г. Мытищи. Связь была установлена на расстоянии 18 км между базовой и абонентской станцией в условиях интенсивной городской застройки и пересеченной местности. Оборудование работало с

секторной антенной (база), и всенаправленной антенной (абонент). Выходная мощность передатчика 5 Вт (37 дБм). Чувствительность приемника составила -136,1 дБм/Гц. Профиль трассы и карта местности показаны на рисунках 3 и 4.

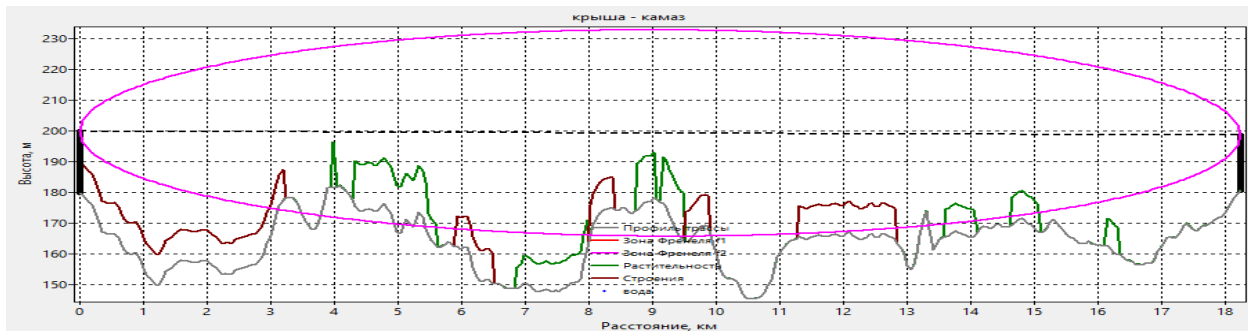


Рис. 3. Профиль трассы испытаний

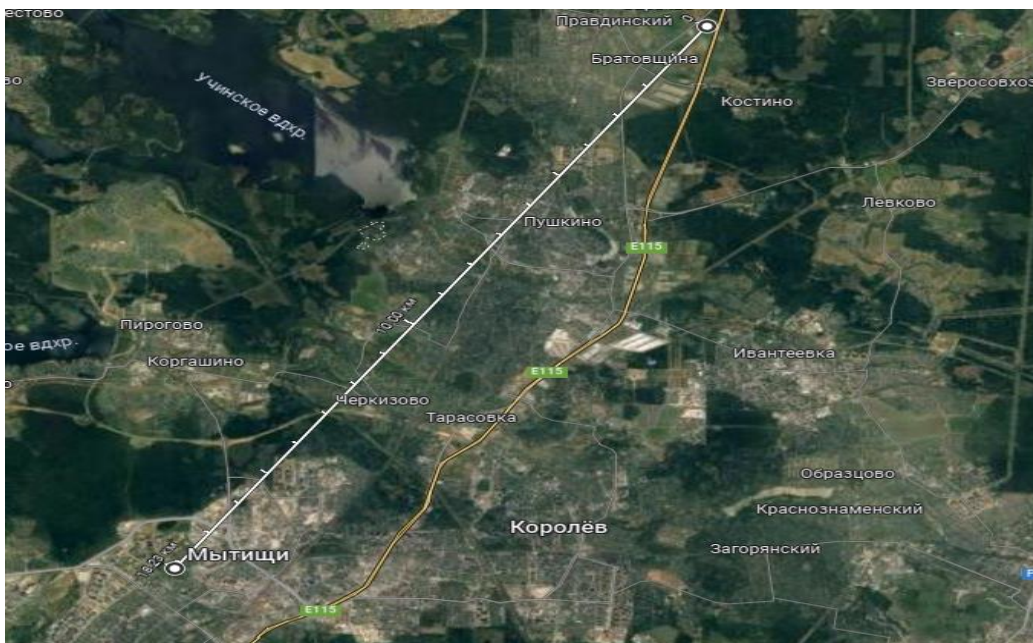


Рис. 4. Карта местности трассы испытаний

По результатам полученных измерений видно, что система сохраняет работоспособность под уровнем шума. Скрытность и работа под уровнем шума обеспечивается методом прямого расширения спектра. Для любой информационной скорости сигнал передается во всей доступной полосе. Ввиду использования псевдослучайных последовательностей большой длины ($2^{23}-1$) сигнал имеет шумоподобный вид с плоским спектром. Система работоспособна при отрицательных отношениях сигнал/шум, что подтверждается результатами трассовых испытаний.

Список литературы

1. П.В. Луферчик, П.В. Штро, А.Н. Конев, А.А. Комаров, Разработка энергетически эффективной системы связи в тропосферном радиоканале на базе OFDM-сигналов Известия ЮФУ. Технические науки. ISSN 1999-9429 с 251-256
2. Луферчик П.В., Комаров А.А., Конев А.Н., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В. Энергетически эффективный OFDM режим с возможностью адаптации к условиям распространения в каналах с многолучевостью // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 8. С. 122–131. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202208-13>
3. Айфичер, Эммануил С., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2016. – 992 с.

ПОСТРОЕНИЕ БИНАРНОГО ДВУХДИАПАЗОННОГО СУММАТОРА НА ГАР-ВОЛНОВОДАХ ДЛЯ РАБОТЫ В К- И Q-ДИАПАЗОНАХ

А. Д. Полигина, инженер-конструктор 3 кат., аспирант каф. «Радиотехника»
Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(г. Красноярск)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники
ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет» (г. Красноярск)
e-mail: anastasia0711@mail.ru

А. Е. Руженцев, ведущий инженер-конструктор
Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь» (г.
Красноярск)
e-mail: slip229@mail.ru

Е. Д. Голубович, инженер-конструктор 2 кат.
Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(г. Красноярск)
e-mail: djon17933@gmail.com

А. В. Таганов, начальник отдела по разработке АФУ и пассивных СВЧ устройств
Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
(г. Красноярск)
e-mail: AVTaganov@yandex.ru

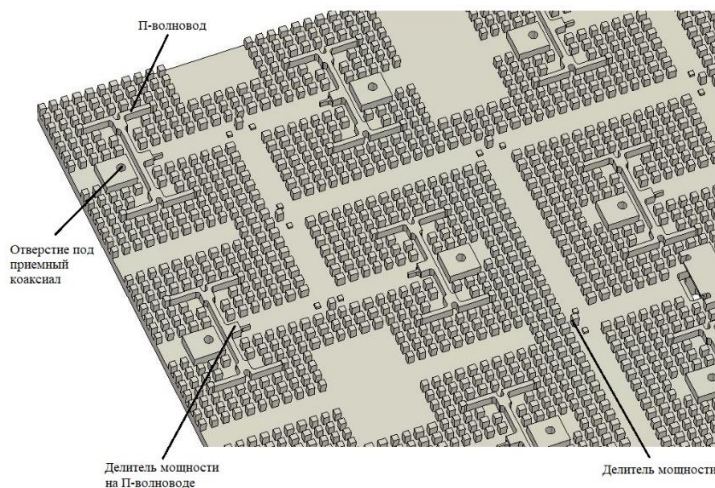
Одна из актуальных задач радиосвязи в мире – это создание станций связи, работающих в диапазоне миллиметровых волн. Последнее время с увеличением объемов информации частотный диапазон, где длина волны составляет миллиметры, начал активно развиваться, так как пропускная способность у его каналов значительно выше, чем у сантиметровых.

Чаще всего в качестве антенных систем применяются рефлекторные антенны или антенные решетки. Там, где стоят жесткие требования к массогабаритным размерам, например, в носимых и мобильных станциях связи, наиболее применимы фазированные антенные решетки (ФАР). Проектирование двухдиапазонных ФАР в миллиметровом диапазоне длин волн затруднительно в силу сложности конструкции. Печатную антенную решетку сделать эффективной не представляется

возможным, так как высоки потери в полосках [1]. Следовательно, необходимо использовать комбинированные системы запитки, в составе которых основную часть будут занимать линии передач с минимальными потерями, например, волноводы. Металлический полый волновод обладает низкими потерями [2], однако, изготавливая его методом фрезерования, встает проблема осуществления жесткого электрического контакта между фрезерованными частями, что не всегда реализуемо из-за неточностей изготовления и отсутствия мест под крепеж по причине миниатюрности конструкции. Использование другой технологии производства значительно удорожит процесс изготовления. В данной работе представлена разработка двухдиапазонного совмещенного сумматора на основе новой линии передачи – гар-волноводе – не требующей непосредственного электрического контакта.

Цель работы: построение и моделирование сумматора на основе гар-волновода для применения в совмещенных ФАР К- и Q-диапазонов.

Принцип работы гар-волновода ранее описывался в [3], на основе чего был построен приемо-передающий сумматор. На рис. 1 показана модель фрагмента передающей части сумматора – конструкция (а) и характеристики (б).



a

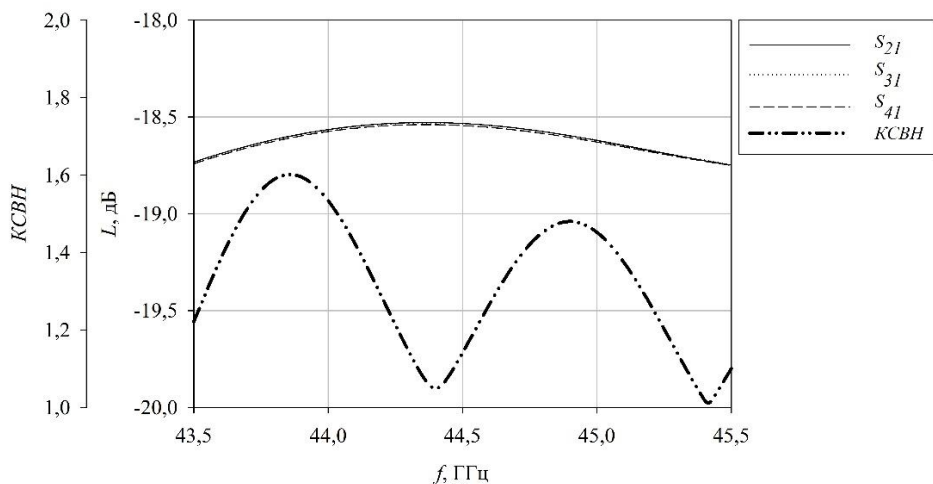
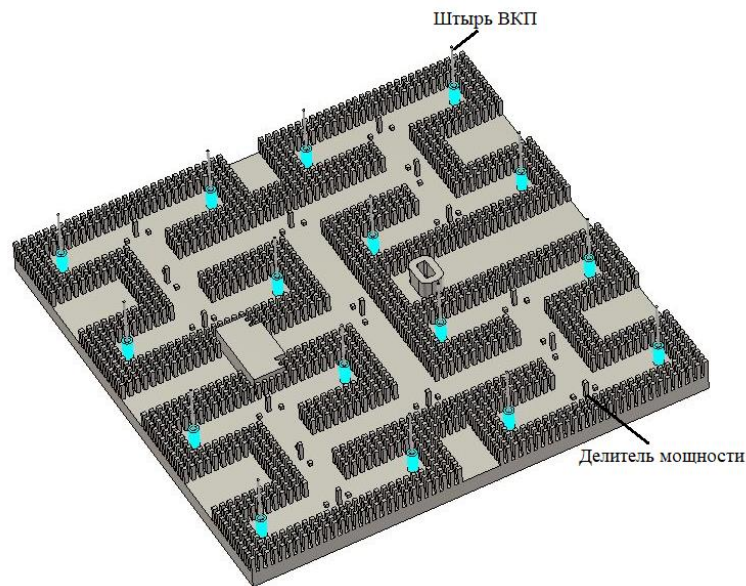


Рис. 1. Модель фрагмента передающей части сумматора (*a* – конструкция сумматора, *б* – характеристики сумматора)

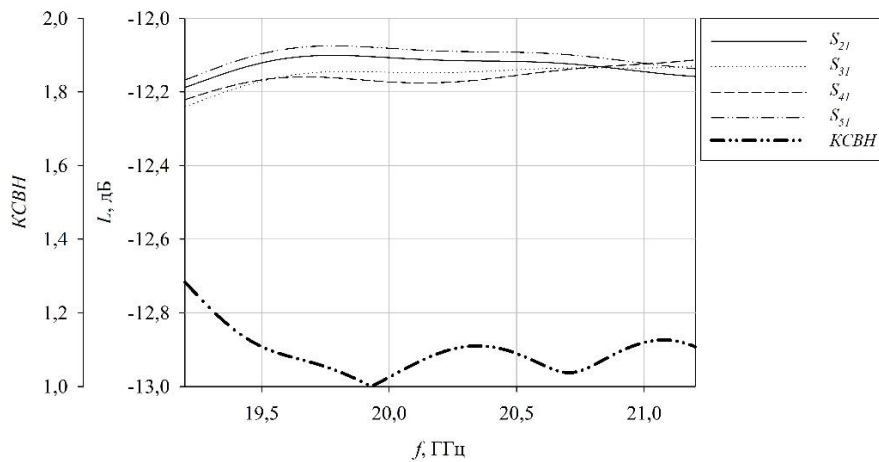
Связь волноводной системы запитки с полосковой линией передачи осуществляется за счет щелевого перехода, ранее описанного в [4].

Из рис. 1*б* по коэффициенту стоячей волны по напряжению ($KCBH$) можно сделать вывод, что потери на рассогласование в структуре не превышают 0,25 дБ во всем диапазоне рабочих частот. Данный сумматор делит мощность равноамплитудно на 64 части, что соответствует расчетным -18,1 дБ. При моделировании были заданы потери в материалах, которые составили на весь тракт, судя по результатам моделирования, 0,5 дБ.

На рис. 2 показана модель приемной части сумматора – конструкция (*a*) и характеристики (*б*).



a



b

Рис. 2. Модель приемной части сумматора (*a* – конструкция сумматора, *б* – характеристики сумматора)

Из рис. 2б по $K_{СВН}$ можно сделать вывод, что потери на рассогласование в структуре не превышают 0,1 дБ во всем диапазоне рабочих частот. Данный сумматор делит мощность равноамплитудно на 16 частей, что соответствует расчетным -12,0 дБ. При моделировании были заданы потери в материалах, которые составили на весь тракт, судя по результатам моделирования, не более 0,3 дБ.

Таким образом, по результатам моделирования можно сделать вывод о том, что применение гар-волновода в составе двухдиапазонной системы запитки для ФАР является перспективным направлением, обладающим технологичностью изготовления и низкими погонными потерями.

Список литературы

1. Анпилогов, В. Р. Диссипативные потери в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах / В. Р. Анпилогов, И. В. Зимин, Ю. Н. Чекушкин // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. – 2018. – Т. 5, №3. – С. 60–69, doi: 10.30894/issn2409-0239.2018.5.3.60.69.
2. Бирюков В. В., Грачев В. А, Лобин С. Г. Погонные потери прямоугольного и круглого волноводов с шероховатыми экранирующими поверхностями // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. Международная конф. – Севастополь, 2018. – Т. 3. – С. 746–752.
3. A. U. Zaman and T. Emanuelsson, «Millimeter wave high gain antenna based on gap-waveguide technology», *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Xi'an, China, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/APCAP.2017.8420944.
4. А. Д. Полигина, А. В. Таганов. Щелевой переход с гар-волновода на симметричную полосковую линию передачи в миллиметровом диапазоне длин волн // Письма в ЖТФ. – 2022. – Т. 48, – вып. 19. – С.24-26, doi: 10.21883/PJTF.2022.19.53591.19319.

ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО СИГНАЛА ДЛЯ ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ МНОГОЛУЧЕВОЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АКТИВНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

А.В. Приходько, начальник отдела НИИ ОСИС ВМФ ВУНЦ ВМФ «ВМА»,
(г. Санкт-Петербург, г. Петергоф)

Д.Я. Лапшов, научный сотрудник НИИ ОСИС ВМФ ВУНЦ ВМФ «ВМА»,
(г. Санкт-Петербург, г. Петергоф)

E-mail: Dmytrylapshov@yandex.ru

Перспективы развития сетей мобильной связи поколений 5G и 6G [1], спутниковых сетей широкополосного доступа в интернет (StarLink, Oneweb, Amazon) [2] во многом определяются повышением энергетического потенциала и расширением числа используемых степеней свободы переносчика информации

(электромагнитных волн в канале радиосвязи) [3]. Одним из направлений, в рамках которого возможно решение этих задач, является создание многолучевых активных фазированных антенных решёток (АФАР).

В настоящее время, наряду с «классическими» схема построения АФАР, использующими аналоговые средства (направленные ответвители, фазовращатели, делители мощности) для формирования амплитудно-фазового распределения тока в излучающих элементах АФАР, активно применяются цифровые схемы формирования требуемого амплитудно-фазового распределения тока. Однако сами по себе цифровые методы диаграммообразования не обеспечивают достижение потенциальных характеристик АФАР в задачах формирования и адаптации многолучевой диаграммы направленности (ДН). С целью расширения возможностей цифровых методов формирования ДН в АФАР предлагается применение модели аналитического сигнала, как основы алгоритмов формирования и управления ДН.

В материалах доклада рассмотрены свойства аналитического сигнала, обеспечивающие цифровое формирование многолучевой ДН. Формулируются предложения по применению свойств аналитического сигнала для управления амплитудно-фазовым распределением тока в излучающих элементах АФАР при формировании многолучевой ДН. На основе модели аналитического сигнала строится алгоритм формирования и управления ДН и предлагается реализационная основа этого алгоритма на платформе SDR.

Список литературы

1. Тонг В., Чжу П. Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. М.: ДМК-Пресс, 2023. – 576 с
2. 5G Satellite Communications Market and Design Trends. Microwave Journal eBook 2023. – URL: <http://www.mwjjournal.com/articles/39582> (дата обращения 22.05.2023).
3. Loyka S. Information theory and electromagnetism: Are they related? In Proc.2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference. IEEE, 2004, с. 1-5.

ВОЛНОВОДНЫЙ СУММАТОР СВЧ МОЩНОСТИ Q-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Д. Р. Савин (Инженер-конструктор 2 категории, АО НПП «Радиосвязь», Аспирант СФУ, Denis.Savin.1999@mail.ru),

Т. Ю. Шумилов (Ведущий инженер-конструктор, АО НПП «Радиосвязь», Аспирант СФУ, shumilovty@gmail.ru),

Р. Ю. Казанцев (Инженер-технолог, АО НПП «Радиосвязь», Аспирант СФУ, kazantsevry.rs@gmail.com)

Важнейшим элементом современных спутниковых станций связи (ССС), работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, является усилитель мощности (УМ). Для Q-диапазона частот как для твердотельных, так и для электровакуумных СВЧ УМ характерен относительно низкий КПД [1]. Однако с развитием элементной базы всё большую популярность набирают твердотельные УМ, ввиду отсутствия высоковольтных источников питания, лучших показателей линейности и большей наработки на отказ в сравнении с УМ выполненных на лампах бегущей волны или обратной волны.

Зачастую требования к максимальной выходной мощности УМ превышают возможности элементной базы, в этих случаях синтез конструкции сумматора СВЧ мощности с минимальными потерями, хорошей развязкой между модулями УМ [2-4] и технологичного в изготовлении является важной и актуальной задачей.

В настоящей работе рассмотрены четыре варианта конструкции делителей/сумматоров СВЧ мощности, отличающихся как принципом деления/сложения мощностей, так и конструктивно технологическими особенностямиборок распределительных систем, а именно:

а) Сумматор, конструкция которого выполнена на основе волноводного тройника. Сборка выполнена из трех частей, центральная часть которой изготовлена на электроискровом станке;

б) Сумматор, конструкция которого выполнена на основе волноводного тройника. Сборка выполнена из двух частей, детали которой выполнены на фрезерном станке ЧПУ;

с) Сумматор, конструкция которого выполнена на основе направленного ответвителя 3dB. Сборка выполнена из двух частей, детали которой выполнены на электроискровом станке;

д) Сумматор, конструкция которого выполнена на основе направленного ответвителя 3dB. Сборка выполнена из двух частей, детали которой выполнены на фрезерном станке ЧПУ.

Были проведены измерения коэффициентов отражения S_{11} и коэффициентов передачи S_{22} сборок с волноводными изгибами, замыкающих выходы делителей и входы сумматоров распределительных систем. Модели сумматор представлены на рисунке 1.

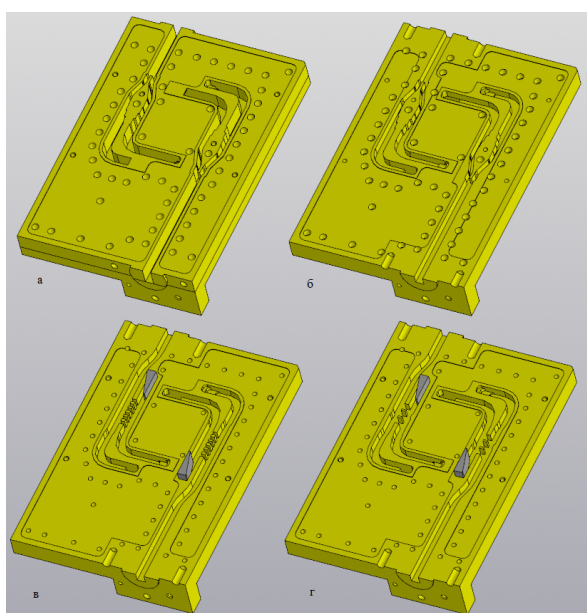


Рисунок 1 – Варианты конструкции делителей/сумматоров СВЧ мощности:

В результате исследования выявлено, что значение коэффициента передачи четвертого образца выше, чем у остальных образцов. Также конструкция варианта 4 технологичнее в изготовлении, чем предыдущие варианты. На основе полученных данных и их сравнении, был разработан и изготовлен новый сумматор для СВЧ УМ ССС показанный на рисунке 2.

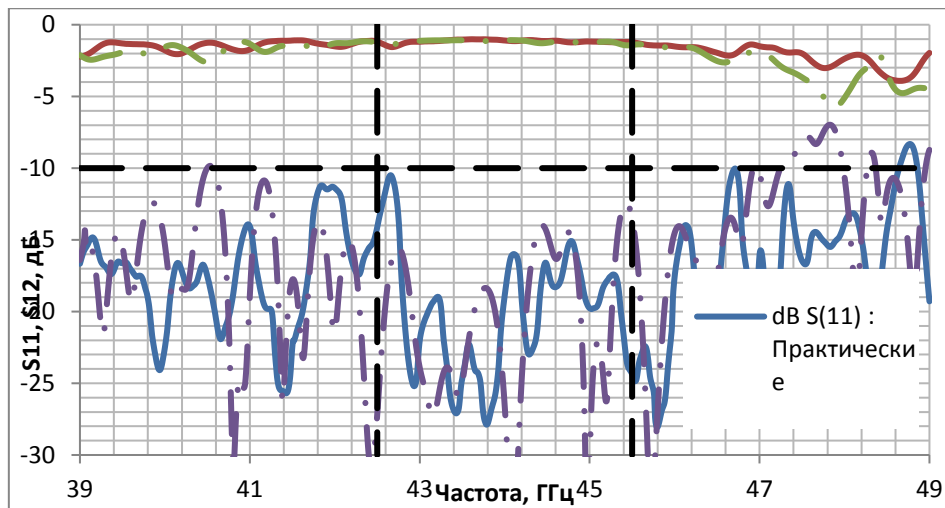


Рисунок 2 – Сравнение теоретических и практических значений коэффициентов отражения S_{11} и коэффициентов передачи S_{12} сумматора СВЧ УМ СССР:

На основе полученных данных видно, что измеренные показатели изготовленного сумматора сопоставимы с теоретическими данными, полученные в программе САПР. Из этого можно сделать вывод, что данный образец имеет низкие потери с соотношением технологичностью его изготовления.

Список используемых источников

1. Каганов В. И. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики/ Э. М. Горелик М.: Радио и связь, 1981 г. – 400 с. ил.
2. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники / В. Г. Машарова М.: Советское радио, 1966. – 651 С.;
3. Jorge A. Ruiz-Cruz, Jose R. Montejo-Garai, Jesus M. Rebollar. International Journal of Electronics / Short-slot E- and H-plane waveguide couplers with an arbitrary power division ratio. 2010.
4. Pei Zheng, Hou-Jun Sun, Meng-Jia Luo, Zhi-Lei Wen, Hong Deng. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings / W-band waveguide 3dB directional coupler based on E- plane branch line bridge. 2013.

МОДУЛЬ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Шишкин Д.С., техник, Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ
ВО «Сибирский федеральный университет»,

АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, siskindannil@gmail.com;

Шумилов Т.Ю., ведущий инженер-конструктор, АО «НПП «Радиосвязь»,
Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ ВО «Сибирский
федеральный университет», г. Красноярск, shumilovty@gmail.com;

Анохин А.А., техник, Институт инженерной физики и радиоэлектроники ФГАОУ
ВО «Сибирский федеральный университет»,

АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, anokhin99@list.ru.

Одним из важнейших элементов наземных спутниковых станций связи (ССС) является усилитель мощности (УМ) способный работать в непрерывном режиме, от характеристик которого, в основном, зависят такие параметры ССС как, потребляемая мощность, эффективно изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) в широкой полосе частот и массогабаритные характеристики ССС [1]. Наилучшими показателями в соотношении КПД, выходной мощности, работой на высоких частотах в широком диапазоне частот обладают твердотельные СВЧ УМ выполненные на МИС. Зачастую требования к параметрам выходных СВЧ УМ ССС превышают возможности элементной базы. Данная проблема актуальна при проектировании УМ, так как мощность единичных МИС обычно не превышает десятков ватт, разработчикам приходится разрабатывать модули УМ для дальнейшего сложения СВЧ мощности [2]. Выходная мощность УМ ССС ограничена не только характеристиками МИС, но и проблемами, связанными с установкой МИС на теплоотводящее основание в модуле, согласованием МИС с подводными СВЧ полосковыми линиями, минимизацией потерь в схемах суммирования мощности от модулей УМ. В этой связи получение максимальной выходной мощности и КПД в модулях УМ, является важной задачей.

В данной работе предложен способ увеличения выходной мощности и КПД модулей УМ путём повышения согласованности МИС с согласующими цепями (СЦ), а так же затронуты конструктивные аспекты, влияющие на получение

наилучших характеристик с модулей УМ на МИС. Корректирующие цепи и СЦ используются в различных полупроводниковых устройствах ВЧ- и СВЧ – диапазона, таких как транзисторные усилители, преобразователи и умножители частоты, активные фильтры, конверторы импеданса и др. [3]. В УМ внутренний импеданс 50 Ом согласуется с требуемой нагрузкой на выходе для обеспечения максимальной мощности, а вход сопряжено согласован для обеспечения максимального усиления [4]. На рисунке 1 представлен модуль УМ предназначенный для работы в непрерывном режиме, в основе которого лежит МИС с выходной мощностью не менее 43 дБмВт при входном уровне мощности 26 дБмВт. МИС усиливает сигнал в широком диапазоне частот, от 42 до 46 ГГц и КПД 25%. Производитель проверяет МИС на пластине в импульсном режиме, подогревая пластину до 85 °С. В документации приведены графики работы МИС в непрерывном режиме, уровень выходной мощности насыщения уменьшился в сравнении с импульсным режимом минимум на 1 дБ, а КПД снизился на 3%, уровни входной мощности на МИС для непрерывного режима производитель не привёл.

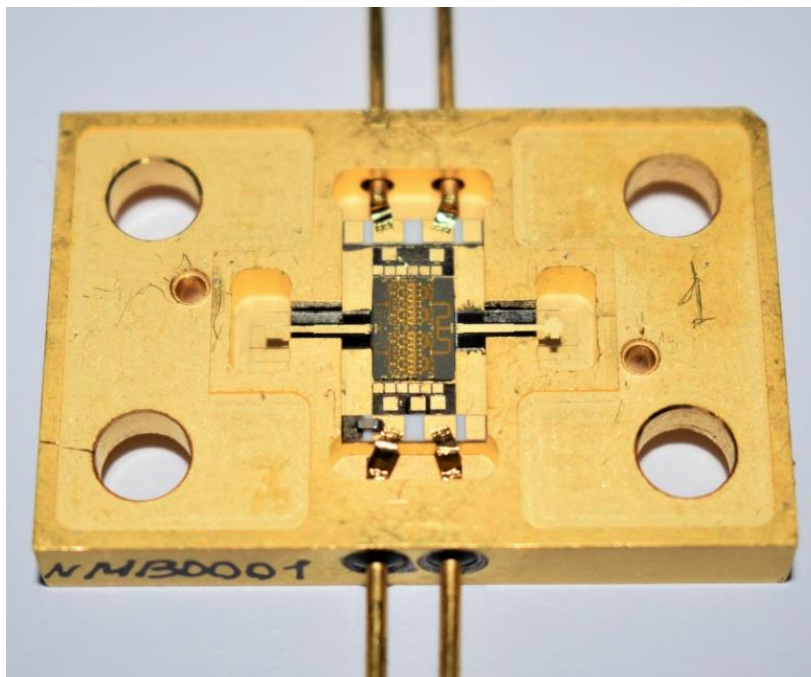


Рис. 1 – модуль УМ 20 Вт, вид сверху.

В ходе работы были получены основные характеристики модуля УМ, представленные на рисунке 2. Измерения производились в непрерывном режиме при тех же напряжениях питания МИС и входной мощности сигнала, которые

использовал производитель. Как видно из графика, во всей полосе выходная мощность составляет не менее 43,4 дБмВт а КПД не менее 21 %.

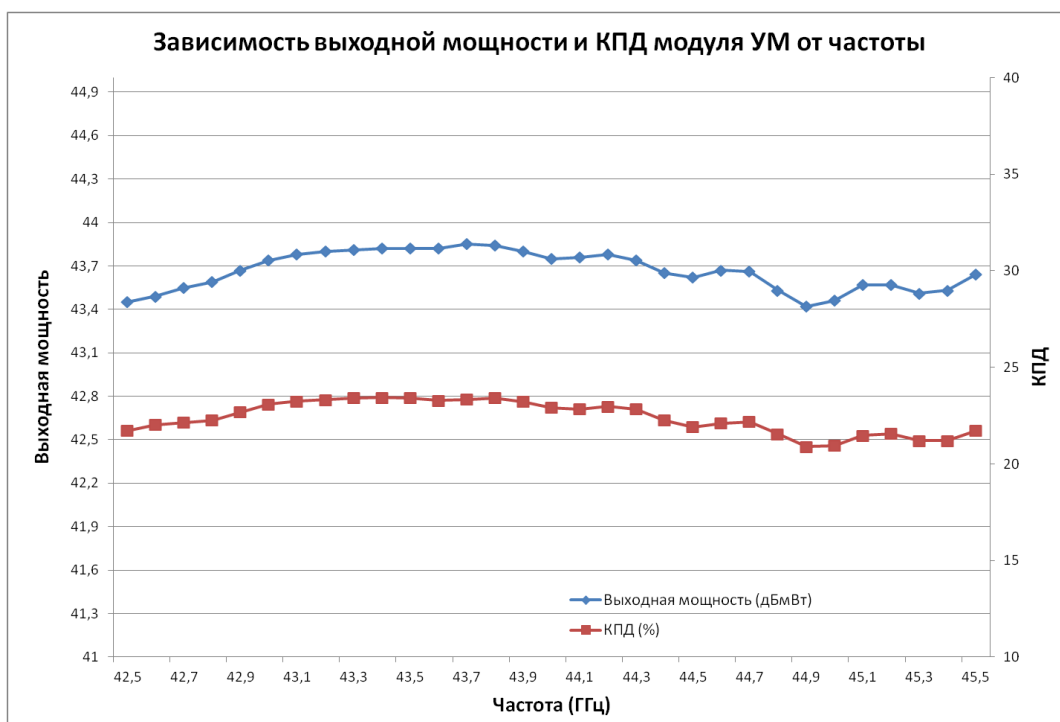


Рис. 2 – результаты измерения КПД и выходной мощности модуля УМ после улучшения согласования МИС с СВЧ полосковыми линиями

В результате работы показано, что при должном согласовании МИС с СВЧ полосковыми линиями можно добиться наилучших характеристик с модуля УМ, а так же увеличить КПД модуля, что уменьшит температуру кристалла, как следствие в УМ понадобится меньший по габаритам радиатор охлаждения. Это позволит уменьшить габариты ССС.

Список используемых источников:

1. Кантор Л.Я. и др., Спутниковая связь и вещание. Справочник / Л.Я. Кантор М.: Радио и связь, 1997. – 522 С.;
2. Каганов В.И., СВЧ полупроводниковые радиопередатчики. / Э.М. Горелик М.: Радио и связь, 1981. – 400 С.
3. Черкашин М.В., Зайцев Д.А., Бабак Л.И. «Визуальное» проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств. Ч. 1: Описание процедуры проектирования / Л.И. Бабак: Доклады ТУРСУРа, 2006. – 23 С.;
4. Bahl, I. J. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers / I. J.: Bahl, John Wiley & Sons, Inc, 2009. – 696 С.

ДВУХДИАПАЗОННЫЙ СЕПТУМ-ПОЛЯРИЗАТОР ДЛЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ КУ-ДИАПАЗОНА

Сивов Н.О., инженер лаб. ЭДиСВЧЭ, ИФ СО РАН, г. Красноярск,
sivovnikita1@gmail.com

Лемберг К.В., к.ф.-м.н., научный сотрудник лаб. НП, ИФ СО РАН, г.
Красноярск, klemberg@kirensky.ru

Грицан О.Б., генеральный конструктор, ООО «НПЦ «МКА», г.
Железногорск, gritsan@npc-mka.ru

В спутниковой связи с подвижными объектами зачастую используется круговая поляризация, для формирования которой в облучателях зеркальных антенн применяются волноводные поляризаторы. Одним из их видов являются септум-поляризаторы. Они получили широкое распространение благодаря возможности не только преобразовывать один вид поляризации в другой, но и одновременно разделять сигнал на ортогональные составляющие. Первые конструкции септум-поляризаторов были предложены в 1960-х годах [1, 2]. Затем их конструкции постоянно дорабатывались [3-6], но основным минусом септум-поляризаторов остается сравнительная узкополосность, что ограничивает их применение в антенных системах, работающих одновременно на прием и передачу в ортогональных поляризациях. Для решения проблем с узкой полосой в [7] было предложено использовать септум-поляризатор в двух диапазонах, при этом верхний диапазон находится выше частот отсечки высших паразитных мод выходного квадратного волновода, а конструкция была тщательно оптимизирована для минимизации их возбуждения. Это позволило адаптировать конструкцию для одновременной работы на прием и передачу в Ka-диапазоне. Однако, конструкций для одновременной работы на прием и передачу в Ku-диапазоне в известных авторам источниках до сих пор предложено не было.

В данной работе описаны конструкция и характеристики двухдиапазонного септум-поляризатора для использования в составе абонентских станций системы спутниковой связи Экспресс-РВ. Диапазоны рабочих частот системы Экспресс-РВ составляют 10.95–11.7 ГГц «вниз» и 14–14.25 ГГц «вверх». Целью работы являлась разработка септум-поляризатора со следующими характеристиками: коэффициент

эллиптичности не ниже 0.85; коэффициент отражения от входов не более минус 20 дБ; развязка между портами приема и передачи – не более минус 20 дБ.

Предложенный поляризатор (рис. 1) состоит из нескольких частей: входная часть (1) с переходом из круглого волновода на квадратный; основная часть (2) со ступенчатой пластиной (3); выходная часть с трансформаторами (4) и волноводными поворотами (5). Конструктивно поляризатор собирается из 3 деталей: двух боковых и одной центральной.

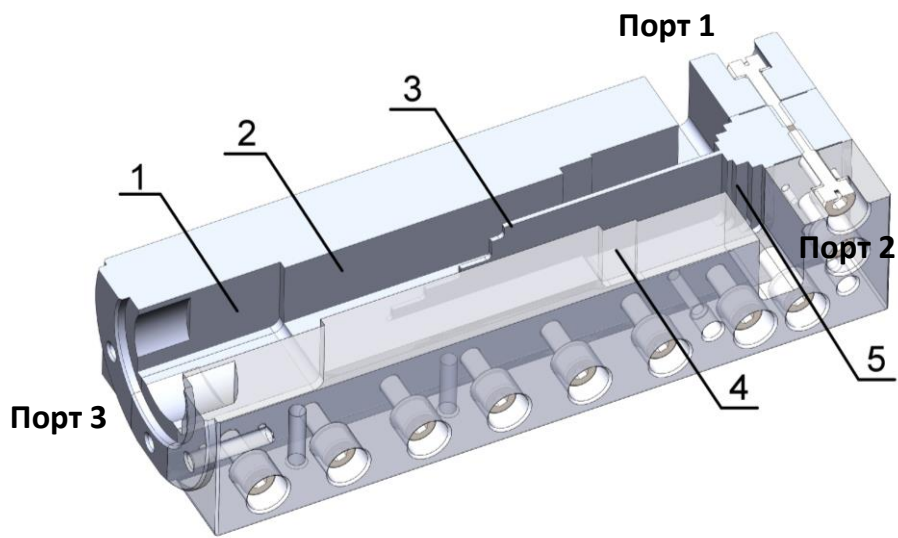


Рисунок 1 – Конструкция предложенного септум-поляризатора (цифрами указаны порядковые номера ступеней)

Длина широкой стенки волновода выбрана из соотношения $\lambda_{н}/2 \leq a \leq \lambda_{в}$ (13.7 мм $\leq a \leq$ 21 мм). Наилучший результат получен при $a = 15.3$ мм. Высота и длина каждой ступени перегородки были оптимизированы. Толщина перегородки выбрана из условия $t < \lambda/10$ (для нижней границы диапазона $\lambda \approx 27$ мм). Наилучший результат получен при $t = 1$ мм. На входе поляризатора предусмотрен переход с квадратного волновода на круглый волновод диаметром 22 мм, а также согласующий трансформатор. Также в конструкцию были включены трансформаторы для перехода на волновод стандарта WR-75, и волноводные повороты.

S-параметры, полученные численным электродинамическим расчетом для оптимизированной конструкции септум-поляризатора, показаны на рисунке 2. Нумерация портов соответствует рисунку 1. Поляризатор может использоваться в двух частотных диапазонах (10.95–11.7 ГГц и 14–14.25 ГГц), которые выделены на

частотных зависимостях серым цветом. Уровень обратных потерь при этом не превышает минус 22 дБ, возбуждения высших мод (ТМ₀₁ и ТЕ₂₁ квадратного волновода) – минус 25 дБ. Развязка между выходными портами составляет не более минус 23 дБ. На рисунке 3 представлен коэффициент эллиптичности. Как видно из графика, в нижнем рабочем диапазоне коэффициент эллиптичности имеет значение выше 0.95, а в верхнем выше 0.89. Резонансы, вызванные возбуждением высших мод, находятся между двумя рабочими полосами.

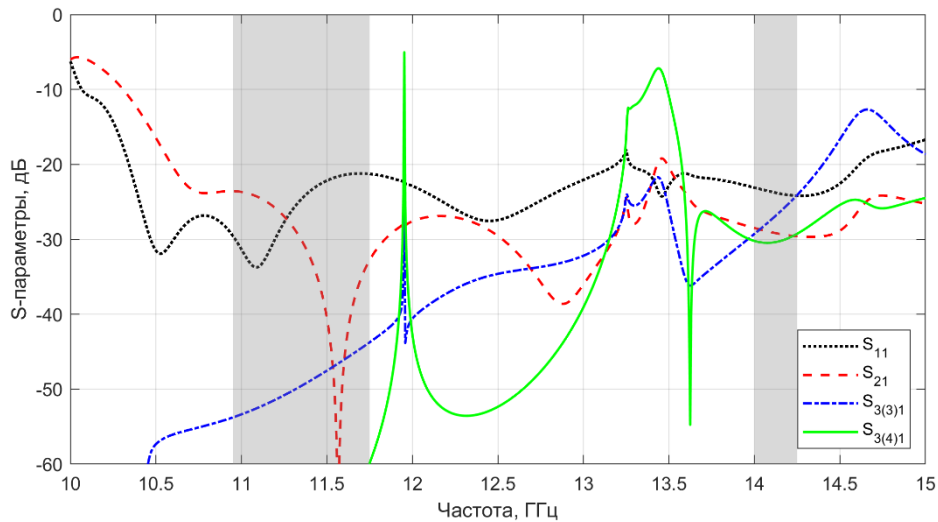


Рисунок 2 – Полученные S-параметры септум-поляризатора

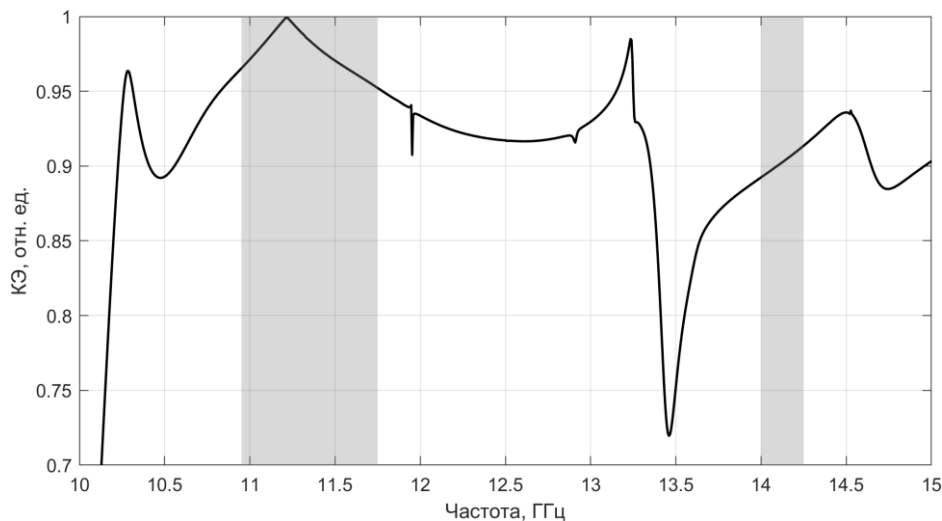


Рисунок 3 – Коэффициент эллиптичности септум-поляризатора

С использованием предложенного септум-поляризатора была разработана офсетная зеркальная антенна диаметром 900 мм. Расчетный апертурный КИП антенны в диапазоне частот системы Экспресс-РВ превышает 0.68. Уровень кросс-

поляризационной развязки (рисунок 4), обусловленный в основном характеристиками предложенного септум-поляризатора, в диапазоне частот системы Экспресс-РВ не превышает минус 23 дБ, что является достаточным для работы систем спутниковой связи без поляризационного уплотнения. Данная антенная система может также использоваться и в полном Ku-диапазоне (10.7–12.7 ГГц «вниз» и 13.75–14.5 ГГц «вверх»). При этом минимальный КИП составит 0.67, а кросс-поляризационная развязка не более минус 21 дБ.

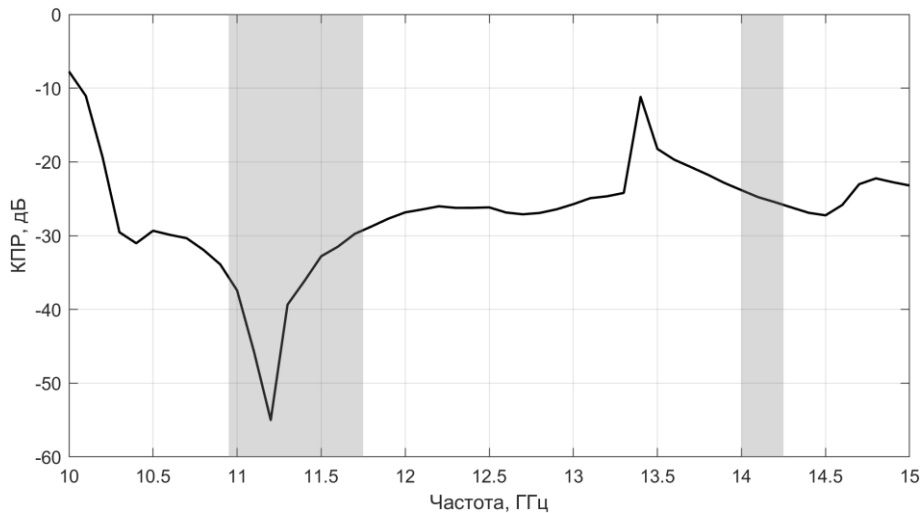


Рисунок 4 – Кросс-поляризационная развязка зеркальной антенны

Таким образом, в результате работы была получена конструкция септум-поляризатора для использования его в составе зеркальной антенны системы спутниковой связи Экспресс-РВ. Предложенный поляризатор обладает достаточно высокими радиотехническими характеристиками при сравнительно простой конструкции. Продемонстрировано, что септум-поляризатор может использоваться в приеме-передающих антенных системах Ku-диапазона, использующих круговую поляризацию без поляризационного уплотнения.

Литература

1. *D. Davis, O. Digiondomenico and J. Kempic. A new type of circularly polarized antenna element // 1967 Antennas and Propagation Society International Symposium, Ann Arbor. 1967. P. 26-33.*

2. *Ming Chen and G. Tsandoulas*. A wide-band square-waveguide array polarizer // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1973. V. 21, №. 3, P. 389-391.
3. *Dubrovka, F.F., Piltyay, S.I., Dubrovka, R.R.* Optimum Septum Polarizer Design for Various Fractional Bandwidths // Radioelectron.Commun.Syst. 63. 2020. P. 15–23.
4. *W. Zhong, B. Li, Q. Fan and Z. Shen*. X-band compact septum polarizer design // 2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics. 2011. P. 167-170.
5. *F. Dubrovka, S. Piltyay, O. Sushko, R. Dubrovka, M. Lytvyn and S. Lytvyn*. Compact X-band Stepped-Thickness Septum Polarizer // 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW). 2020. P. 135-138.
6. *N. Nikolic, A. Weily, I. Kekic, S. L. Smith and K. W. Smart*. A Septum Polarizer with Integrated Square to Circular Tapered Waveguide Transition // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 2018. P. 725-726.
7. *A. A. Kirilenko, D. Y. Kulik, L. A. Rud, V. I. Tkachenko, and N. Herscovici*. Electromagnetic Modeling and Design of Dual-Band Septum Polarizers // ACES Journal. 2022. V. 21, №. 2, P. 155–163.

СПОСОБ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦЕЙ

Хазан В.Л., д-р техн. наук, профессор кафедры ОмГТУ, сотрудник АО «ОНИИП». E-mail: vlhazan@yandex.ru.

Сысолятин Е.А., аспирант ОмГТУ. E-mail: n710nv@mail.ru.

В описываемом способе на приемном конце радиолинии одно и то же сообщение принимается индивидуально на каждой квадратуре несущего колебания аналогично тому, как это делается при приеме сигналов с ДОФМ [1]. Принятые по двум подканалам сигналы сравниваются между собой и в случае их различия соответствующая кодовая комбинация либо стирается, либо при наличии в сообщении кодовой избыточности (например, проверки на четность количества элементов «1» или «0»), на выход приемника из двух копий сообщения, принятых на разных квадратурах несущего колебания, пропускается только то сообщение,

которое удовлетворяет условие достоверности принимаемой кодовой комбинации. Результат – повышение помехоустойчивости приема сигналов с ОФМ.

Способ приема сигналов с ОФМ превосходит по помехоустойчивости обычные способы приема сигналов с ОФМ за счет параллельного приема сигнала по двум подканалам, соответствующим разным квадратурам несущего колебания, сравнения принятых в этих подканалах решений и, в случае обнаружения различия в принятых в этих подканалах решений, исключения влияния на окончательное решение того подканала в котором отсутствует подтверждение достоверности принимаемой кодовой комбинации.

В данном способе передачи дискретных сообщений по обоим подканалам связи с разными квадратурами передается не разная, а одна и та же информация. Производится сравнение принимаемых в обоих подканалах решений и в случае их различия принимаемый элемент либо стирается, либо при наличии информационной избыточности на выход приемника передается кодовая комбинация, принятая по тому подканалу, в котором выполняется условие проверки этой кодовой комбинации на достоверность.

Сравнение принимаемых в подканалах решений должно производиться на выходе первой решающей схемы, то есть на выходе фазового демодулятора до принятия окончательного решения о значении принимаемого элемента, поскольку в окончательно принятом решении при приеме сигналов с ОФМ происходит сдваивание ошибок, которые появляются на выходе первой решающей схемы и такие методы проверки на достоверность принимаемой кодовой комбинации, как проверка на четность элементов «1» или «0» оказываются бесполезными.

Если учесть, что при малых вероятностях ошибок стирание недостоверных элементов нивелируется кодовой избыточностью, например, проверкой на четность элементов «1» или «0», то из графиков, следует вывод: прием сигналов с ФМ по двум квадратурам несущего колебания позволяет получить энергетический выигрыш более, чем 3 дБ. При этом, в случае малых вероятностей ошибок при их совпадении в квадратурных подканалах, эти ошибки будут обнаружены и недостоверные кодовые комбинации будут стерты за счет заложенной в них информационной избыточности.

В качестве примера определим вероятности ошибочного приема байта сообщения при приеме сигналов с ОФМ обычным и описываемым способами для варианта обнаружения ошибок в кодовой комбинации методом проверки на четность числа элементов «1» или «0».

Один из элементов байта является избыточным, который обеспечивает четность количества содержащихся в ней элементов «1» и «0». На приемной стороне те кодовые комбинации, в которых не выполняется условие четности, стираются.

Если под действием помех в кодовой комбинации происходит четное число трансформаций, входящих в нее элементов, то обнаружение ошибки с помощью одного избыточного элемента становится невозможным и эта кодовая комбинация принимается с ошибкой.

С выхода усилительного тракта приемного устройства сигнал поступает на вход фильтра основной избирательности (ФОС) демодулятора ОФМ. С выхода ФОС сигнал подается на входы двух перемножителей и на вход устройства фазовой автоподстройки (ФАП) [1]. Гармоническое колебание на выходе устройства ФАП сфазировано с несущей сигнала с точностью 0° или 180° . Это колебание подается на два фазовращателя. Первый фазовращатель вращает фазу поданного на него гармонического колебания на $+45^{\circ}$, а второй вращает фазу поданного на него гармонического колебания на -45° . Таким образом гармонические колебания на выходах фазовращателей фазируются с квадратурами несущей сигнала с точностью 0° или 180° . С выхода фазовращателей гармонические колебания подаются на вторые входы перемножителей. Напряжение с выхода каждого перемножителя подается на входы фильтров нижних частот (ФНЧ), после которых включены триггерные устройства, принимающие дискретные решения по напряжению $\pm U$, в соответствии со знаками напряжений, присутствующих на выходах ФНЧ (первое решающее устройство). Сформированные триггерами бинарные последовательности имеют краевые искажения, которые нивелируются включенными после триггеров регенераторами. Выданные регенераторами бинарные последовательности подаются на вход сумматора по модулю два, на входы устройств проверки кодовых комбинаций на достоверность и на входы управляемых переключателей, которые пропускают на свои выходы только те бинарные последовательности, которые удовлетворяют условию достоверности,

например, условию проверки на четность в кодовой комбинации элементов «1» или «0» [5]. Сигналы управления переключателями поступают от устройств проверки на достоверность. На выходе сумматора по модулю два формируется сигнал «0», если суммируемые элементы кодовой комбинации, поступающие от регенераторов двух квадратурных подканалов, имеют одинаковые значения. Если поступающие на входы сумматора по модулю два элементы кодовой комбинации имеют разные значения, то на выходе сумматора формируется сигнал «1». Этот сигнал управляет переключателем. Если на вход переключателя от сумматора по модулю два поступает сигнал «0», то переключатель не меняет того положения, в котором он находился до поступления этого сигнала. Если же на переключатель от сумматора по модулю два поступает сигнал «1», то переключатель подключается к выходу того переключателя устройство проверки достоверности кодовой комбинации которого дает положительную оценку достоверности принимаемой кодовой комбинации. Таким образом осуществляется авто выбор той принимаемой кодовой комбинации, которая не имеет в своем составе ошибочно принятых бит и на вход декодера ОФТ (второе решающее устройство) подается сообщение без происшедшей в одном из подканалов демодулятора ОФМ, работающего по данному способу приема сигналов с ОФМ, ошибки. Таким образом на выход приемного устройства проходит информационная последовательность, в которой при одном избыточном символе в кодовой комбинации ошибки не только обнаруживаются, но и исправляются, что и обеспечивает повышение помехоустойчивости демодулятора сигналов с ОФМ, использующим описываемый способ демодуляции по сравнению с обычными демодуляторами ОФМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией.- М.: Сов. радио, 1965. - 263 с.
2. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. - М.: Радио и связь, 1991.- 296 с.
3. Патент 2782450 С1 РФ, МПК Н04L 1/08 Способ демодуляции сигналов с относительной фазовой манипуляцией / Хазан В.Л., Сысолятин Е.А. Заявл. 27.10.2021; опубл. 27.10.2022 Бюл. № 30.

4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.
5. Бернад Скляр. Цифровая связь. Изд-во дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

**УСТРОЙСТВО И СПОСОБ СОГЛАСОВАНИЯ
РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО
АНТЕННО-ФИДЕРНОГО ТРАКТА С АНТЕННАМИ РАЗЛИЧНЫХ
ТИПОВ**

И. Ю. Хлопушин, к.т.н., ведущий научный сотрудник

А.А. Цветнов, старший инженер

АО «НПП «Полет», г. Нижний Новгород, РФ

E-mail: igxlop@citydom.ru

Известно Универсальное антенное согласующее устройство распределенного типа (УнАСУРТ) [1-2], состоящее из двух коммутируемых на входе и выходе согласующих контуров (СК) «распределенного» типа, двух узлов «грубой настройки» (рисунок 1) и устройства управления, которое осуществляет выбор и подключение дискретных элементов согласующих контуров и узлов УнАСУРТ. За счет соответствующих процедур управления происходит настройка элементов УнАСУРТ на любую частоту в пределах заданного диапазона частот. Коммутация элементов и узлов УнАСУРТ осуществляется с помощью высокочастотных вакуумных выключателей и переключателей поляризованного типа, имеющих два устойчивых состояния, за счет чего уменьшается энергопотребление УнАСУРТ.

СК1 и СК2 «распределенного» типа представляют собой отрезки длинной линии, составленные из идентичных П-образных звеньев фильтра нижних частот (ФНЧ), с включенными последовательно катушками индуктивности $L_1(i)$ и $L_2(i)$ и параллельно конденсаторами $C_{11}(i)$ и $C_{12}(i)$, номиналы которых рассчитываются таким образом, чтобы электрическая длина каждого звена была $\theta=\pi/2$.

К недостаткам УнАСУРТ следует отнести недостаточные скорость настройки (более 8 с по алгоритму) и точность согласования (низкое значение коэффициента бегущей волны ($K_{БВ}\leq 0,5$)) в диапазоне частот от 2 МГц до 10 МГц **при**

согласовании высокочастотных антенн магнитного типа (например, щелевых бортовых антенн с значением активной части импеданса менее 1 Ом на частотах от 2 МГц до 10 МГц), что объясняется отсутствием точной информации о характере импеданса антенны и значении КБВ в антенно-фидерном тракте в процессе и по окончании настройки.

С целью устранения указанных недостатков предлагается в устройство для согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов, выполненное на основе двух коммутируемых на входе и выходе посредством входного и выходного высокочастотных реле $P1$, $P2$ параллельных СК распределенного типа, в которых индуктивности $L1(i)$ одного контура и $L2(i)$ другого контура соединены последовательно, а между ними параллельно включено по три емкости $C1$, $C1_{min}$, $C1_{max}$ и $C2$, $C2_{min}$, $C2_{max}$, соответственно, с возможностью выбора и коммутации контуров и емкостей посредством устройства управления на основе сравнения по заданному алгоритму напряжений в соседних плечах каждого звена СК, дополнительно введены подключенные к выходному реле $P2$ два узла предварительной настройки, выбор и коммутация элементов которых осуществляется также посредством устройства управления, выполненного с возможностью запроса у передающего устройства информации о рабочей частоте и характере реактивности импеданса антенны объекта и определения рабочего поддиапазона диапазона частот, **между входным высокочастотным разъемом и входным реле $P1$ включить датчик КБВ и входного импеданса антенны, выдающий информацию о КБВ и входном импедансе антенны в устройство управления по шине информационно-логического взаимодействия (рисунок 1).**

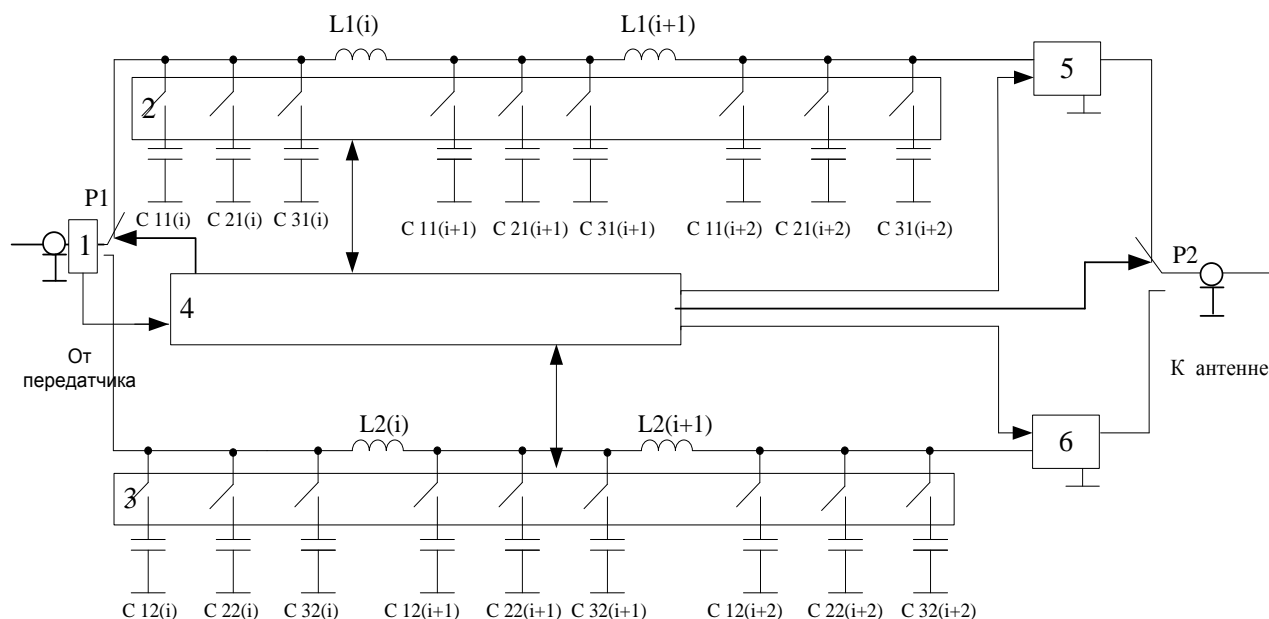


Рис. 1 – Структурная схема УНАСУРТ

На рисунке 1 обозначены:

- 1 – датчик КБВ и входного импеданса антенны;
- 2,3 – согласующие контура (СК) 1-го и 2-го поддиапазонов;
- 4 – устройство управления;
- 5, 6 – узлы грубой настройки.

На рисунке 2 представлена структурная схема датчика КБВ и входного импеданса антенны, который состоит из последовательно соединенных датчика X фазы, датчика G проводимости, датчика R активной составляющей входного импеданса антенны, датчика K основного КБВ и датчика K(P) расширенного КБВ. Вход датчика X фазы является входом датчика, на который поступает ВЧ сигнал, выход датчика K(P) является выходом датчика, который подключен к входному P1 реле. Датчик через входное P1 реле подключается к СК2 или СК3 (в зависимости от выбранного по коду частоты поддиапазона частот). Выходы датчиков X, G, R, K, K(P) подключены через шину информационно-логического взаимодействия к соответствующему входу устройства управления.

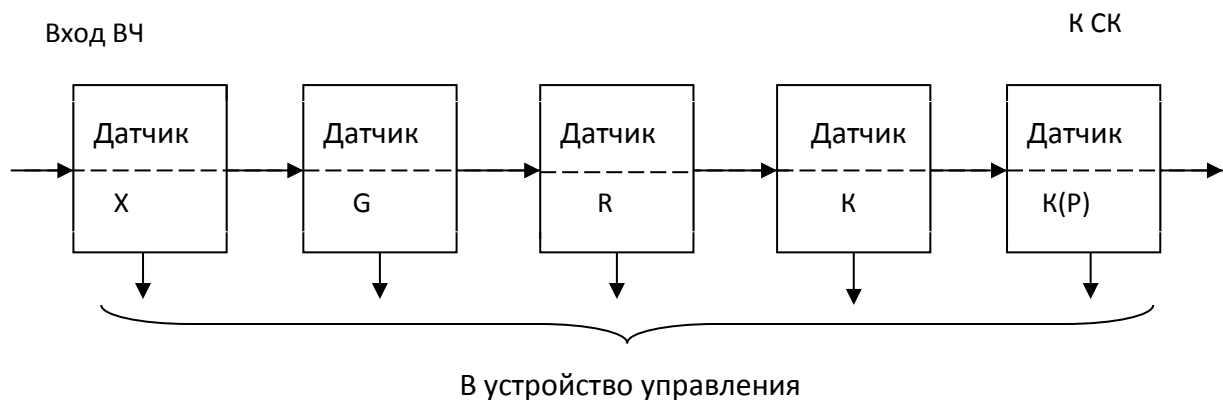


Рис.2 - Структурная схема датчика

Датчик К основного КБВ настроен на значение $\text{КБВ} \geq 0,6$ на частотах от 2 до 10 МГц, $\text{КБВ} \geq 0,7$ в остальной части диапазона, при превышении которых принимается решение об окончании процесса настройки. Датчик К(Р) расширенного КБВ используется для получения информации о вхождении в область, в которой $\text{КБВ} > 0,5$.

В режиме настройки УНАСУРТ на вход датчика 1 поступает ВЧ сигнал определенной величины. При этом знак напряжения на выходе датчика К основного КБВ зависит от знака разности КБВ и величины 0,7. Датчик К(Р) расширенного КБВ устроен аналогично, но сравнение величины КБВ производится со величиной 0,5.

Датчик G проводимости предназначен для получения информации о принадлежности точки, изображающей входной импеданс СК2 или 3, к части комплексной плоскости, которая находится внутри окружности постоянной активной проводимости, равной $1/50$ Ом, а датчик активной части входного импеданса R – о принадлежности этой точки к областям со значениями активной составляющей входного импеданса больше или меньше 50 Ом.

Выходное напряжение датчика X фазы по своему знаку совпадает со знаком фазы входного импеданса $Z_{\text{вх}}$ СК 2 или 3.

Вход датчика 1 подключен к входному разъему устройства согласования, а выход – через реле P1 к СК2 и СК3, входной импеданс $Z_{\text{вх}}$ которых фактически служит нагрузкой датчика 1.

При поступлении сигнала ВЧ на вход датчика 1 знак выходного напряжения датчиков каждого типа (К, G, К(Р), R, X) зависит от параметров импеданса $Z_{\text{вх}}$ нагрузки.

Способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов с использованием устройства, включающего в себя датчик КБВ и входного импеданса антенны, устройство управления, два высокочастотных реле $P1$ и $P2$ на входе и выходе устройства, работающие в разных поддиапазонах рабочего диапазона частот два узла предварительной настройки и два согласующих контура распределенного типа, в которых индуктивности соединены последовательно, а между ними параллельно включено по три емкости, включает в себя этапы, на которых:

а) производят предварительную настройку устройства, для чего получают от передающего устройства информацию о рабочей частоте, датчик производит оценку КБВ и входного импеданса антенны и по шине информационно-логического взаимодействия выдает полученную информацию в устройство управления, с последующим выбором и коммутацией соответствующего узла предварительной настройки и СК распределенного типа, а также коммутацией элементов узла предварительной настройки по команде от устройства управления;

б) производят окончательную настройку устройства, для чего настраивают выбранный СК распределенного типа (СК1 или СК2), измеряя и сравнивая амплитудные значения высокочастотных напряжений в СК; в зависимости от полученных данных подключают конденсаторы с минимальной или максимальной емкостью.

Линейный алгоритм работы УНАСУРТ обеспечивает высокую скорость и точность настройки, достижение максимального значения КБВ на любой частоте в пределах заданного диапазона частот (рисунок 3).

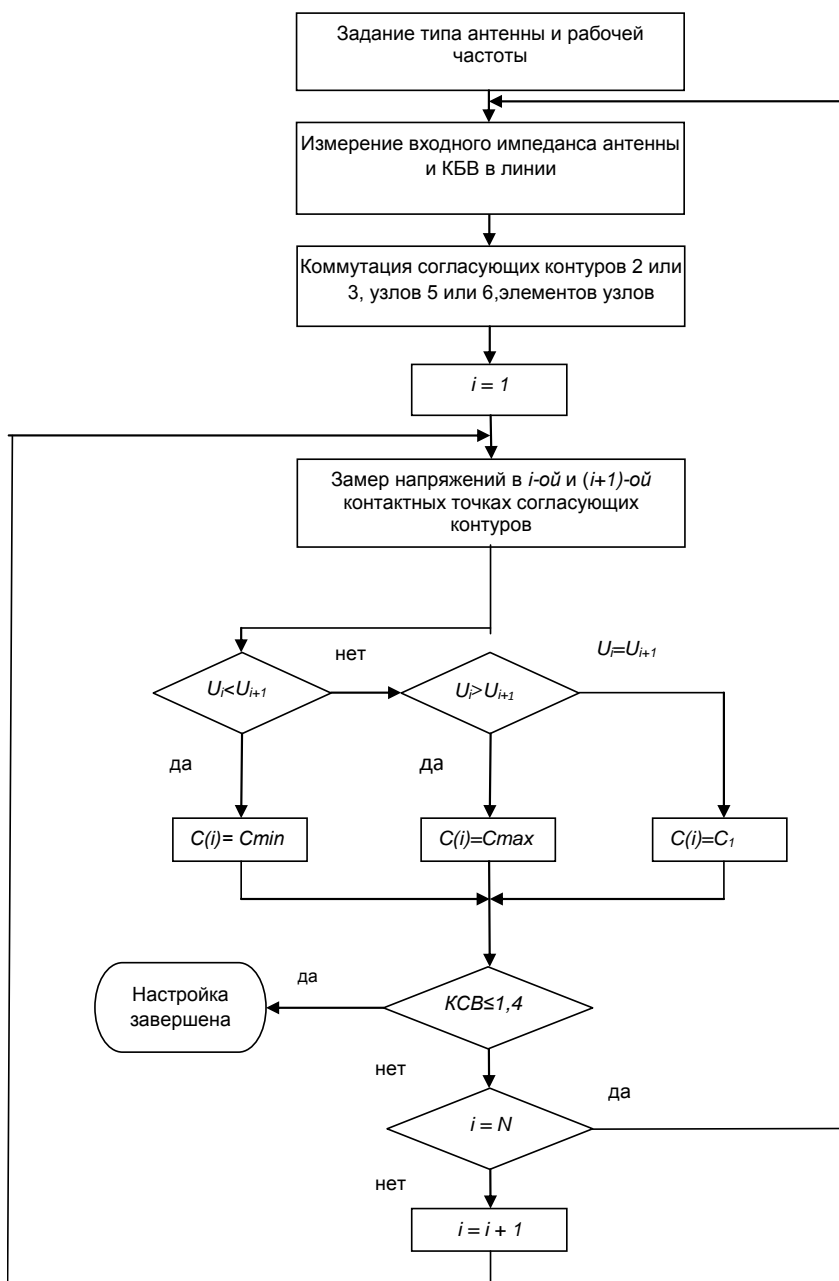


Рис. 3 – Блок-схема алгоритма настройки УнаСУРТ

Список источников

1. Хлопушин, И.Ю. К разработке широкополосных адаптивных согласующих устройств для различных типов КВ антенн / И.Ю. Хлопушин // XIX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация. Навигация. Связь» - Воронеж - 2013., том 2 - С. 813-819.
2. Патент РФ 2 682 024 С1. Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов / И.Ю. Хлопушин, А.В. Кейстович, Е.С. Анохина – Заявл.10.10.2017. Опубл. 14.03.2019.

**РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ МЕТОДОМ МОДЕЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО
ПРОЕКТИРОВАНИЯ НА ПРИМЕРЕ МОДЕМА РАДИОРЕЛЕЙНОЙ СВЯЗИ**

Д.В. Чащин¹, А.Н. Конев², П.В. Луферчик³, Д.В. Шидловский⁴,

И.С. Поветкин⁵

¹Инженер-конструктор 3 категории отдела разработки модемного оборудования; ²Инженер-конструктор 2 категории отдела разработки модемного оборудования; ³Канд. техн. наук, начальник отдела разработки модемного оборудования; ⁴Канд. техн. Наук ЦИТМ Экспонента; ⁵Инженер-конструктор 2 категории отдела разработки модемного оборудования

АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск)

¹chaschin_dv@krtz.su, ²konev_an@krtz.su, ³lpv@krtz.su, ⁴dima@labmat.ru,

³povetkin_is@krtz.su

Современные радиотехнические системы постепенно усложняются, а традиционные подходы к разработке становятся неэффективными и затратными по времени. Одним из вариантов решения этой проблемы является внедрение модельно-ориентированного проектирования (МОП). МОП – это подход к разработке программного обеспечения, при котором создаются модели проектируемой системы на различных уровнях абстракции, начиная от высокоуровневых концептуальных моделей и заканчивая низкоуровневыми техническими моделями. Данные модели автоматически транслируются в код, что позволяет сократить время и усилия, затрачиваемые на разработку, и повысить качество и надежность создаваемого программного обеспечения. На АО «НПП «Радиосвязь» метод МОП используется для разработки модемного оборудования.

В настоящей работе приведена реализация модели радиорелейного модема, разработанной с использованием методики МОП. Для разработки алгоритмов модема было использовано программное обеспечение Matlab/Simulink. На рисунке 1 представлена структурная схема модели радиорелейного модема. Реализованная модель содержит модулятор/демодулятор с поддержкой следующих типов модуляции: QPSK, QAM16, QAM32, QAM64. Использование модуляции QAM64 позволяет обеспечивать передачу данных на скорости до 155 Мбит/с. На входе

приемника установлен блок автоматической регулировки усиления (АРУ), который приводит среднюю амплитуду сигнала к целевой. Система синхронизации содержит блок автоматической подстройки частоты, блок восстановления тактовой частоты и согласованный фильтр для выделения преамбулы. Для настройки произвольной полосы сигнала в модели реализованы дробный и целочисленный интерполятор/дециматор. В качестве корректирующего кода используется сверточный турбокод, также для равномерного распределения радиочастотного спектра в модели использованы скремблер/дескремблер. В качестве спектрозадающего фильтра используется фильтр с характеристикой приподнятый косинус. Эквалайзер обеспечивает работоспособность в условиях многолучевого распространения радиоволн и устраняет межсимвольную интерференцию.

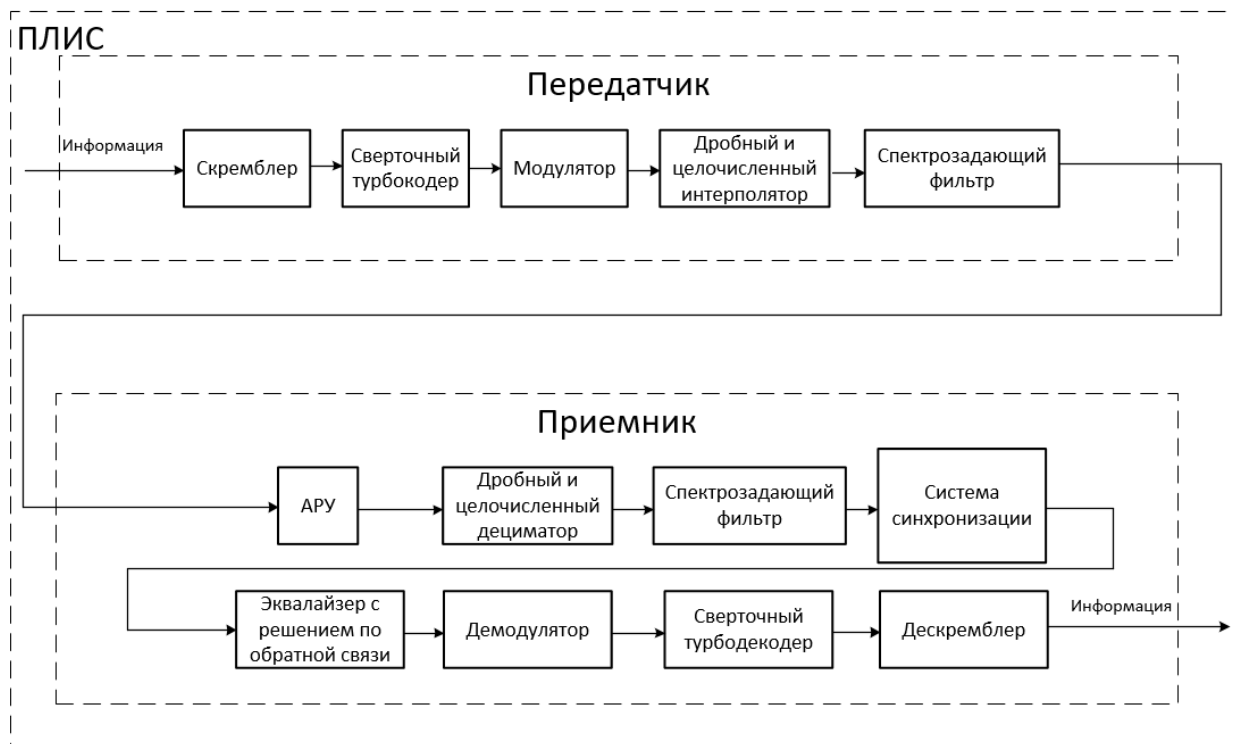


Рис. 1 – Структурная схема радиорелейного модема

Разработанная по методике МОП модель радиорелейного модема была интегрирована в серийно выпускаемый тропосферный модем без доработок электрической схемы. Чтобы оценить работу алгоритмов, разработанных при помощи МОП, был проведен следующий эксперимент. Модель разработанного режима в Simulink была выведена на пороговое отношение сигнал/шум и зафиксированы результаты. После чего эксперимент был повторен в лаборатории на тропосферном модеме с интегрированными алгоритмами. На рис. 2 представлен

спектр сигнала и сигнальное созвездие из модели модема в Simulink в режиме с модуляцией QAM32, скоростью кодирования $\frac{1}{2}$ и пропускной способностью 137 Мбит/с, полоса сигнала 80 МГц, а на рис. 3 представлен спектр сигнала и сигнальное созвездие тропосферного модема в том же режиме, что и в Simulink.

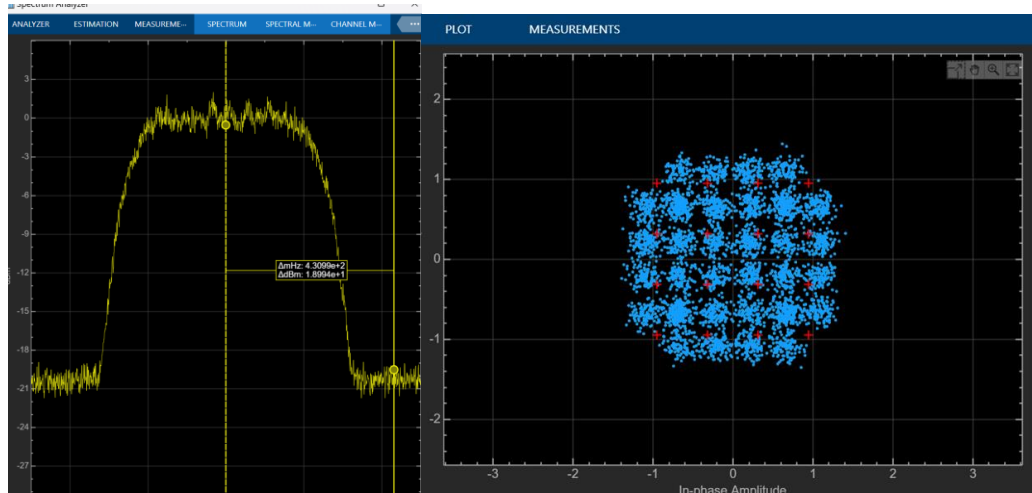


Рис. 2 - Спектр сигнала и сигнальное созвездие в Simulink (Модуляция QAM32, скорость кодирования $\frac{1}{2}$, информационная скорость 137 Мбит/с)

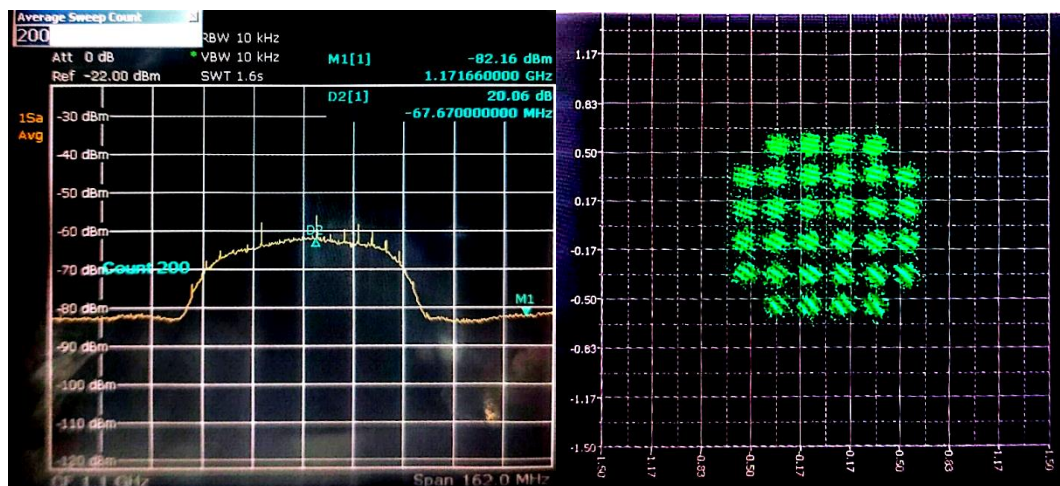


Рис. 3 - Спектр сигнала и сигнальное созвездие в тропосферном модеме (Модуляция QAM32, скорость кодирования $\frac{1}{2}$, информационная скорость 137 Мбит/с)

Для данного режима пороговое значение отношения сигнал/шум в модели составило 18.99 дБ, а для тропосферного модема пороговое значение отношения сигнал/шум составило 20.06 дБ. В среднем разница между моделью и реализацией

модели в тропосферном модеме не превышает 1.5 дБ по критерию отношения сигнал/шум, а в некоторых режимах и вовсе стремится к нулю.

Подводя итог, можно сказать, что разработанная модель радиорелейного модема в Matlab/Simulink, является цифровым двойником, может быть интегрирована в ПЛИС и демонстрировать работу идентичную симуляции в Matlab/Simulink. Таким образом применение методики МОП позволяет сократить время разработки, предсказывать реальные характеристики аппаратуры при разработке моделей в Simulink с точностью до децибела, а также позволяет проводить тестирование системы еще на этапе модели посредством добавления шумов, нелинейных искажений, расстройки по частоте и т.д.

ЛИТЕРАТУРА

- 1) П.В. Луферчик, П.В. Штро, А.Н. Конев, А.А. Комаров разработка энергетически эффективной системы связи в тропосферном радиоканале на базе OFDM-сигналов Известия ЮФУ. Технические науки. ISSN 1999-9429 с 251-256
- 2) Луферчик П.В., Луферчик А.В., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В., Штро П.В. Повышение энергетических характеристик модема тропосферной связи // Успехи современной радиоэлектроники. 2022;76(5):50–54. DOI: <https://doi.org/10.18127/j20700784-202205-04>
- 3) Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 976 с.
- 4) Айфичер, Эммануил С., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2016. – 992 с.

МОДЕЛЬ ИМИТАТОРА РАДИОКАНАЛА ДЛЯ АППАРАТНО- ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ФОРМИРОВАНИЯ, ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ IOT УСТРОЙСТВ

А.Д. Юхманов, аспирант кафедры «Радиоэлектронные системы» ИИФиРЭ СФУ
660074, Российская Федерация, г. Красноярск, ул. Академика Киренского, 28

Ф.В. Зандер, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой
«Радиоэлектронные системы» ИИФиРЭ СФУ

660074, Российская Федерация, г. Красноярск, ул. Академика Киренского, 28

В.А. Комаров, доктор технических наук, доцент, начальник группы
АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»
662972, Российская Федерация, Красноярский край,

г. Железногорск, ул. Ленина, 52

E-mail: a.yukhmanov@mail.ru

В настоящее время технологии Интернета вещей (IoT) получили широкое распространение в различных сферах человеческой деятельности. Необходимость развертывания сетей Интернета вещей для обслуживания труднодоступных районов, где частично или полностью отсутствует наземная инфраструктура, необходимость повышения площади покрытия, пропускной способности, а также оперативности развертывания и интеграции делают перспективной возможность создания сетей IoT на основе низкоорбитальной спутниковой группировки. В качестве основного сценария работы такой системы, как правило, рассматривается сценарий, в котором наземные устройства не координируются и не синхронизируются, т.е. передают пакеты информации на космический аппарат в случайные моменты времени. В этой связи, сигналы, формируемые и обрабатываемые по технологии LoRa, являются перспективными для использования в таких спутниковых системах передачи данных.

Для синтеза и формирования модулированных ВЧ сигналов на основе технологии LoRa, имитации влияния на полезный сигнал различных видов помех при его распространении в радиоканале и исследования эффективности алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС), реализуемых при приеме и обработке

сигналов нескольких IoT устройств, в ИИФиРЭ СФУ разрабатывается аппаратно-программный комплекс формирования, приема и обработки сигналов IoT устройств.

В среде программирования LabVIEW была реализована программная модель формирования сигналов двух IoT устройств на «нулевой» промежуточной частоте и их цифровой обработки в соответствии со структурной схемой имитатора радиоканала [1], приведенной на рисунке 1.

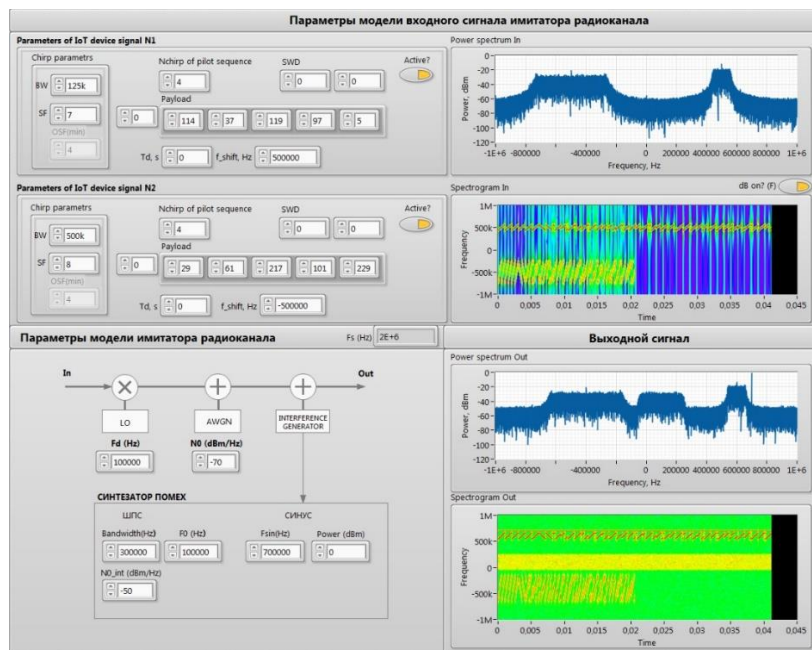


Рисунок 1. Панель управления моделью алгоритмов ЦОС в имитаторе радиоканала

На лицевой панели управления моделью задаются параметры синтеза комплексных огибающих сигналов от двух IoT устройств на основе технологии LoRa (где BW – ширина полосы ЛЧМ-сигнала; SF – коэффициент расширения спектра). Для комплексной огибающей суммарного ВЧ сигнала рассчитываются и в виде соответствующих графиков отображаются спектр мощности и спектрограмма.

Для модели имитатора радиоканала задаются доплеровское смещение частоты входного сигнала (параметр F_d (Hz)), спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе моделирования (параметр N_0 (dBm/Hz)), а также параметры инжектируемых помех:

– для случайной широкополосной помехи на основе АБГШ: полоса ($Bandwidth$ (Hz)), центральная частота (F_0 (Hz)), спектральная плотность мощности (N_{0_int} (dBm/Hz)) в заданной полосе;

– для синусоидальной помехи: частота (F_{sin} (Hz)), мощность (Power (dBm)).

Результаты моделирования распространения сигналов в радиоканале визуализируются в виде спектра мощности выходного сигнала и его спектрограммы (рисунок 1).

На рисунке 2 подробно представлены спектры мощности сигнала на входе модели имитатора радиоканала и на ее выходе, наглядно демонстрирующие работу имитатора.

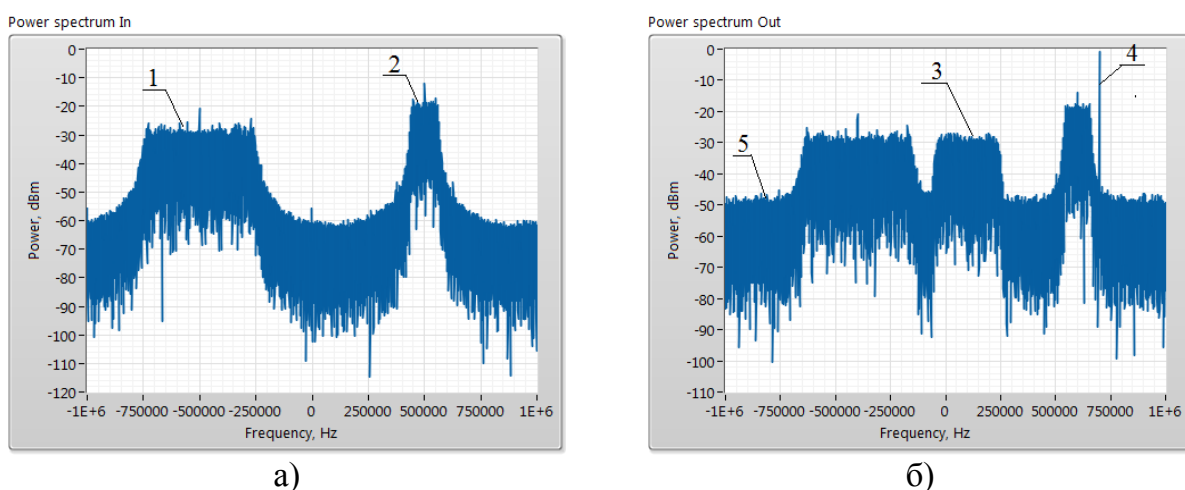


Рисунок 2. Результаты моделирования: а) спектр мощности сигнала на входе имитатора радиоканала; б) спектр мощности сигнала на выходе имитатора радиоканала

На рисунке 2 приведены следующие обозначения:

1 – спектр сигнала первого IoT устройства ($BW = 500$ кГц; $SF = 8$);

2 – спектр сигнала второго IoT устройства ($BW = 125$ кГц; $SF = 7$);

3 – широкополосная помеха в полосе 300 кГц на центральной частоте 100 кГц;

4 – синусоидальная помеха на частоте 700 кГц;

5 – внесенные шумы радиоканала.

На выходе имитатора радиоканала в спектре сигнала появляется смещение по частоте, поднимается уровень шумов, и появляются синусоидальная и широкополосная помехи в соответствии с параметрами, заданными на лицевой панели имитатора.

Список литературы

1. Глинченко, А. С. Компьютерные спектральные измерения параметров сигналов: монография / А. С. Глинченко, В. А. Комаров. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2010. – 176 с.

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ ЗАДЕРЖКИ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ СТАНДАРТА Wi-Fi

Д.Ю. Черников, А.В. Цыпцова

**Заведующий кафедрой «Инфокоммуникаций» ИИФиРЭ СФУ, аспирант
ИИФиРЭ СФУ**

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального
университета, г. Красноярск, Россия

E-mail: dchernikov@sfu-kras.ru; arinacypcova@gmail.com

Необходимо определить наиболее соответствующий характеру теоретической модели закон распределения величин, определяющих качество предоставления услуг в сети Wi-Fi [1-2]. В нашем случае такими величинами являются задержка, а также скорость передачи информации в радиоканале ненагруженной пакетной сети Wi-Fi.

Задержка τ в радиоканале Wi-Fi является неотрицательной величиной, которая для целей данного исследования в реальных сетях Wi-Fi может быть измерена по методике, изложенной в [3]. Исходя из того, что $\tau > 0$, для теоретического анализа результатов измерений, полученных в ходе исследований, были рассмотрены два закона распределения вероятности такие как: распределение Вейбулла [4] и ядерный закон распределения [5].

Пусть распределение случайной величины X задается плотностью $f_x(x)$, имеющей следующий вид:

$$f_x(x) = \begin{cases} \frac{k}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (1)$$

тогда случайная величина X имеет распределение Вейбулла. В (1) λ – параметр масштаба, k – параметр формы. Таким, образом выражением (1) описывается классическое двухпараметрическое распределение Вейбулла [4].

Ядерное распределение является непараметрическим представлением функции плотности вероятности (PDF) случайной переменной [5]. Можно использовать ядерное распределение, когда параметрические распределения не могут правильно описать полученный массив данных, или, когда необходимо аналитически описать результаты измерений, стараясь не делать предварительных предположений о законах распределении полученных данных. Ядерное распределение задается функцией сглаживания и значением полосы пропускания, которые и управляют гладкостью получившейся кривой плотности вероятности.

Для проведения анализа соответствия результатов измерений теоретическому закону распределения, в среде matlab [6] было разработано специализированное прикладное программное обеспечение, позволяющее исследовать статистические характеристики задержки в ненагруженной сети стандарта Wi-Fi для точки доступа Access Point (AP) и терминала абонента – User Terminal (UT), расположенных пределах одного помещения, на расстоянии, не превышающем 10 м.

Предполагаемый вид распределения указывается в качестве аргумента функции `fitdist (... , 'wbl')`. В результате использования данной функции формируются оценки неизвестных параметров распределения, указанного в качестве аргумента. После чего за счет использования функции `chi2gof`, формируется значение величины h , которая является величиной, демонстрирующей результат использования критерия согласия для закона распределения, построенного на основе экспериментальных данных. В качестве визуального отображения основных результатов моделирования используется квантильный график [7], который строится в результате выполнении функции `qqplot (...)` [6].

Так для распределения Вейбулла результат проведения моделирования представлен на рисунках ниже.

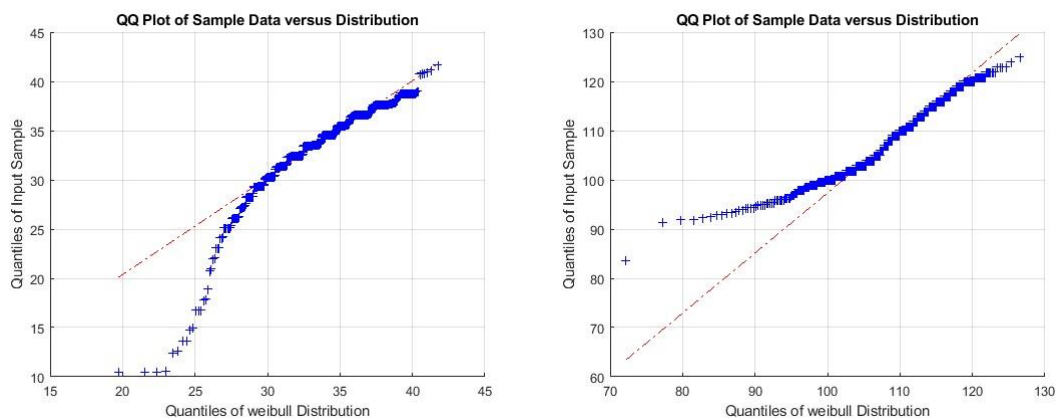


Рис. 1. Результаты моделирования по представлению задержки в сети Wi-Fi распределением Вейбулла

По полученным графикам видно, что большая часть квантилей распределений, построенных на основе экспериментальных данных имеет значения отличные от теоретических, принадлежащих распределениям Вейбулла, что говорит о том, что распределение задержки пакетов в сетях Wi-Fi, организованных в диапазонах частот 2,4 и 5 ГГц не может быть описано законом распределения Вейбулла.

Альтернативные результаты с использованием разработанного прикладного ПО можно получить для ядерного распределения. В этом случае аргументы функции `fitdist ()` имеют следующий вид – `fitdist (... , 'kernel')`.

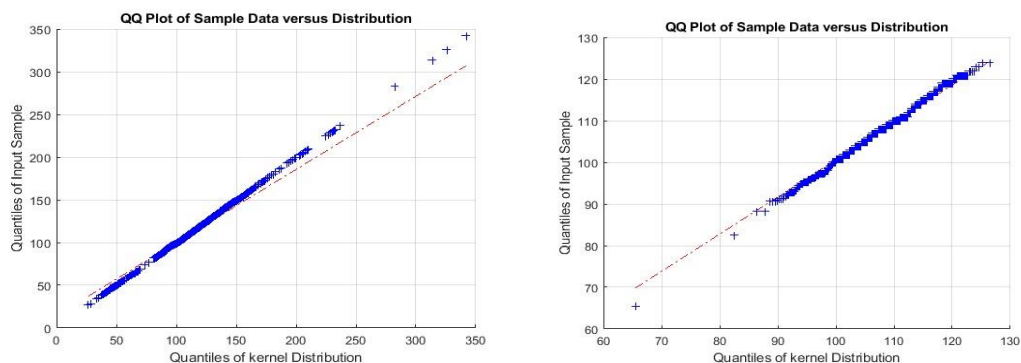


Рис. 2. Результаты представления задержки в сети Wi-Fi ядерным распределением.

По полученным графикам видно, что большая часть квантилей распределений, построенных на основе экспериментальных данных имеет величины, совпадающие с теоретическими значениями, что говорит о том, что

распределение измерений задержки в сети Wi-Fi может быть описано ядерным законом распределения.

Список литературы

1. В.Н.Войцеховский, Д.Ю.Черников, А.В. Цыпцова Статистические характеристики скорости передачи информации в радиоканале сети Wi-Fi В сборнике: Информационные технологии в науке, образовании и производстве (ИТНОП-2023). Сборник трудов IX Международной научно-технической конференции. Белгород, 2023. С. 68-73.

2. Д.Ю.Черников, А.Н.Забродин Особенности построения мультисервисной сети связи по технологии Wi-Fi - В книге: Системы связи и радионавигации. Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции. 2017. С. 64-68.

3. Н.Г.Копылова, Д.Ю. Черников. Предварительная обработка и накопление информации в задачах оценки качества wireless-сетей. - В сборнике: Информационно-телекоммуникационные системы и технологии. Материалы Всероссийской научно-практической конференции. 2019. С. 110-112.

4. Р.Н.Вадзинский Справочник по вероятностным распределениям. – СПб.: 2001. - 295 с. Ил. 116.

5. А.М.Никулин, Н.Ю.Солева Ядерные оценки плотности. – С.Петербургский политех. универс. Петра великого. Уч. пособие .- С.Петербург, 2023 г. 17 с.

6. Matlab Описание и особенности [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://otus.ru/journal/matlab-opisanie-i-osobennosti/> (дата обращения 28.07.2023)

7. Распределения и график box-plot [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://sultanlive.gitbook.io/shad-ml/osnovy-statistiki-chast-1/kvartili-raspredeleniya-i-grafik-box-plot> (дата обращения 15.06.2023).

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОПОКРЫТИЯ СИСТЕМ СЛУЖЕБНОЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ В ЛЕСНЫХ МАССИВАХ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

А.В. Зимин¹, Д.Ю. Черников², А. С. Селиванов³, Д.Д. Клинко⁴

¹alexandrzhimin123@gmail.com; ²dchernikov@sfu-kras.ru; ³aselivanov@sfu-kras.ru

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального
университета, Красноярск, Россия

⁴kliknodavid@mail.ru

Военно-инженерный институт Сибирского федерального университета,
Красноярск, Россия

Значение оперативности информационного обмена в задачах обнаружения и ликвидации различных чрезвычайных ситуаций (ЧС) сложно переоценить. Что касается обнаружения и последующей ликвидации чрезвычайных ситуаций на удаленных территориях лесных массивов, то ситуация, как правило, усугубляется либо полным отсутствием возможности передать оперативную информацию, либо существенными ограничениями по доступности средств связи, а также по количеству и скорости передачи данных. Часть этих задач может и призван решить автономный передвижной комплекс системы служебной радиосвязи стандарта Маквилл [1]. Для наиболее эффективного использования подобного комплекса весьма целесообразным является проведение предварительных расчетов, связанных с получением численных оценок размеров зон радиопокрытия, который подобный комплекс способен сформировать на территории лесного массива.

Полуэмпирические и эмпирические модели основываются на представлении затухания на трассе РРВ в виде ряда, включающего различные подобранные (на основании экспериментов) корректирующие эмпирические коэффициенты. Точность расчета при использовании таких моделей напрямую зависит от корректности корректирующих эмпирических коэффициентов, имеющих значения

только в выбранном диапазоне радиочастот и для специфической условий окружающей среды [2].

Для проведения подобных расчетов в среде matlab [3] было разработано специализированное прикладное программное обеспечение, позволяющее исследовать особенности распространения радиосигнала для радиостанций, расположенных в лесном массиве.

В качестве исходных данных для разработанной модели условий распространения радиосигнала, которая позволяет рассчитать затухания и уровень радиосигнала на входе абонентской радиостанции в лесном массиве в зависимости от типа леса используются частота и мощность сигнала, КНД, высота базовой станции, высота абонента, высота и вид леса.

В результате расчетов получают графики зависимостей затуханий и уровня полезного сигнала автономной базовой станции от расстояния в лесных массивах с разным типом деревьев.

Моделирование проводилось для автономной базовой станции, работающей в диапазоне частот 337-342 МГц, суммарной мощности передатчика БС - 25 Вт и высотой 18 метров, средней высоты деревьев в лесном массиве – 15 м, высоте расположения радиостанции абонента – 1 м, на рисунке 1 представлен исходный текст кода для основных соотношений, положенных в основу использованной модели распространения радиосигнала в лесном массиве.

```
D1 = sqrt((H-h1).^2+(D).^2).*(H-h2)./(H-h1); % путь в свободном пространстве
L1 = 20*log10(4.*pi*D1.*f./c/G); % затухание в свободном пространстве
a = [0.05 0.075 0.1]; % коэффициент поглощения РВ в лесу дБ/м
D2 = sqrt((H-h1).^2+(D).^2).*(h2-h1)./(H-h1); % путь в лесу
L2 = a*D2; % затухание в лесу
L = L1+L2; % общее затухание
```

Рисунок 1. Основные уравнения для расчетов

Исходя из данной модели, были получены зависимости величины затухания радиосигнала в лесном массиве в зависимости от типа леса при максимальной высоте подъема антенны автономной БС, которая может быть достигнута на практике [4], равной 18 м (рис. 2). Далее приводится зависимость уровня полезного

сигнала автономной БС служебной радиосвязи от расстояния до потенциального абонента (рис. 3).

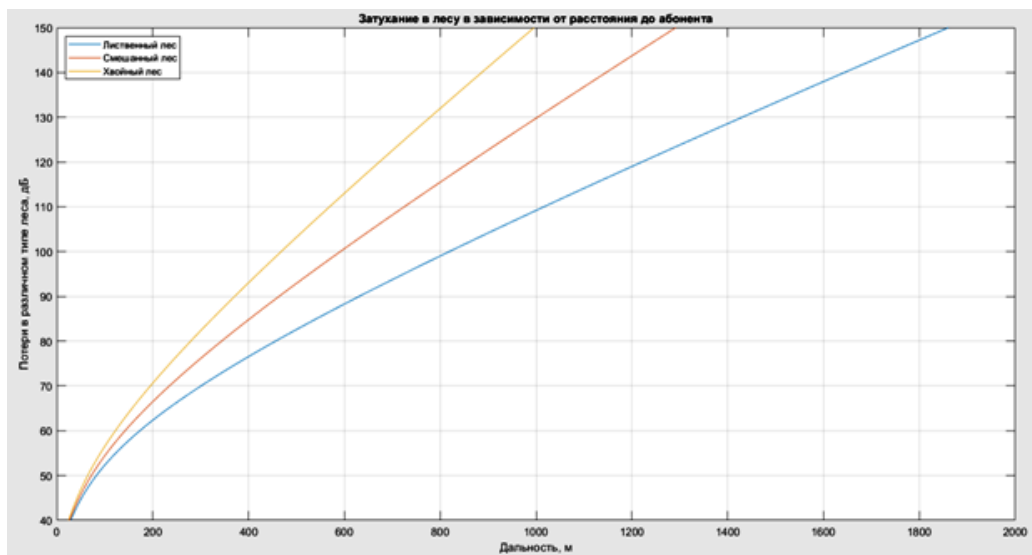


Рисунок 2. Затухание в лесном массиве, дБ

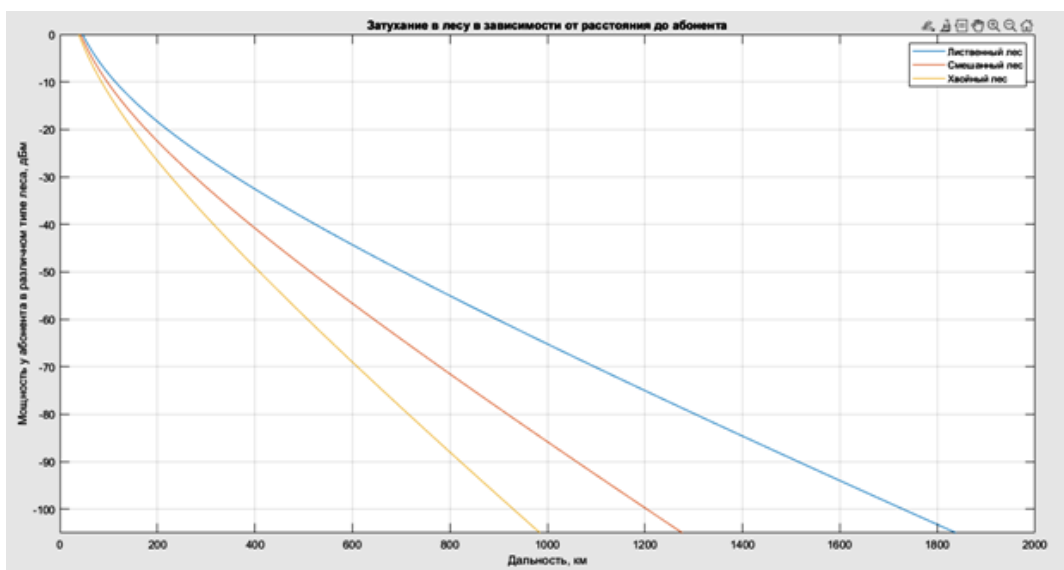


Рисунок 3. Интенсивность сигнала на входе радиостанции абонента, дБм

Анализ зависимости затухания от типа лесного массива показывает (рис. 2, 3), что в хвойном лесу потери на порядок выше, чем в лиственном.

Полученные зависимости являются теоретическими и требуют проведения эксперимента в реальных условиях леса для подтверждения и корректировки эмпирических выражений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Beijing Xinwei Telecom Technology Co., Ltd Система мобильного широкополосного доступа *McWiLL* // НИРИТ. – 2011–35 с.
2. В. И. Попов, В. А. Скуднов, А. С. Васильев, Математические модели и алгоритмы распространения радиоволн в сотовых сетях мобильной связи// Евразийский союз учёных. –2016. –№3, С. 68–80
3. Matlab Описание и особенности [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://otus.ru/journal/matlab-opisanie-i-osobennosti/> (дата обращения 28.07.2023)
4. Галеев Р.Г., Туров А.В., Черников Д.Ю. Радиотехнологии организации соединительных линий для автономных телекоммуникационных комплексов В сборнике: Современные проблемы радиоэлектроники. Материалы XXIII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, посвященной 127-й годовщине Дня радио. Отв. редактор Ф.В. Зандер. Красноярск, 2022. С. 3-10.

ПРИКЛАДНОЕ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ УСЛОВИЙ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ В ЛЕСНЫХ МАССИВАХ

А.В. Зимин¹, Д.Ю. Черников², А. С. Селиванов³, Д.Д. Клинок⁴

¹alexandrzhimin123@gmail.com; ²dchernikov@sfu-kras.ru; ³aselivanov@sfu-kras.ru

Институт инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета, г. Красноярск, Россия

⁴kliknodavid@mail.ru

Военно-инженерный институт Сибирского федерального университета,
г. Красноярск, Россия

Колоссальные объемы лесных угодий, имеющиеся на территории Красноярского края, приводят к необходимости проведения огромного объема работ, связанных с обслуживанием упомянутых угодий, борьбы с вредителями и, в особенности, борьбы с лесными пожарами [1].

В этой связи крайне актуальными являются задачи по организации оперативной служебной радиосвязи для труднодоступных удаленных участков,

которая может быть в течение короткого времени доставлена и развернута на территорию лесного массива – места проведения наблюдений или тушения пожара, и будет способна обеспечить оперативной мультисервисной связью весь личный состав, осуществляющий проведение данных работ [1].

При проектировании и развертывании упомянутых систем служебной подвижной связи возникает задача обеспечения равномерности радиопокрытия территорий, которые могут иметь значительные площади, покрытые лесной растительностью [1].

В связи с этим необходимо иметь достаточно точную информацию о влиянии лесов на условия распространения радиосигналов соответствующих диапазонов радиоволн между базовой станцией (БС) сети связи и абонентской радиостанцией (АР) потенциального пользователя.

Согласно [2], главными причинами изменения электромагнитного поля, распространяющегося сквозь лесной массив, в точке приема являются:

- Процессы затухания за счет потерь энергии в стволах, ветвях, листьях и пр.;
- Процессы дифракции на элементах структуры деревьев, что приводит к флуктуациям амплитуды и фазы радиосигнала, к изменению его спектра при ветровых нагрузках на деревья.
- Результирующее электромагнитное поле в точке приема представляет собой интерференционное поле, составляющими которого являются:
 - Рассеянные после дифракции компоненты поля;
 - Возникающие дополнительные (например, ортогональные) составляющие электромагнитного поля, приводящие к кросс - поляризации принимаемого сигнала;
- Отражение поля от подстилающей поверхности леса, приводящее к дополнительным флуктуациям радиосигнала;
- Изменение плотности лесных массивов с изменением времени года, приводящее к изменению удельного коэффициента затухания;
- Изменение влажности леса с изменением погодных условий;
- Изменение положения элементов деревьев в зависимости от ветровой нагрузки, приводящие к флуктуациям поля;

- Изменение положения мобильной станции AP относительно БС и лесного массива и др.

Для проведения подобных расчетов в среде matlab[2] было разработано специализированное прикладное программное обеспечение, позволяющее исследовать особенности распространения радиосигнала для радиостанций, расположенных в лесном массиве

Согласно [3] главным параметром, оценивающим интегральный эффект влияния леса на радиосигнал, является удельный коэффициент затухания η (дБ/м). Если оценить влияние рассмотренных выше причин, эффективный погонный коэффициент затухания в лесу может быть выражен в виде функции многих переменных.

Проведённый анализ является практически необходимой методикой при проведении исследований распространения радиоволн в лесных массивах. В данной работе моделирование проводилось для автономной подвижной базовой станции, работающей в диапазоне частот 337-342 МГц и суммарной мощности передатчика БС - 25 Вт, средней высоты деревьев в лесном массиве – 15 м, высоте расположения радиостанции абонента – 1 м.

В ходе моделирования были построены зависимости затухания в лесном массиве от расстояния БС - абонент при различных высотах подъема антенны передатчика БС (рис. 1).

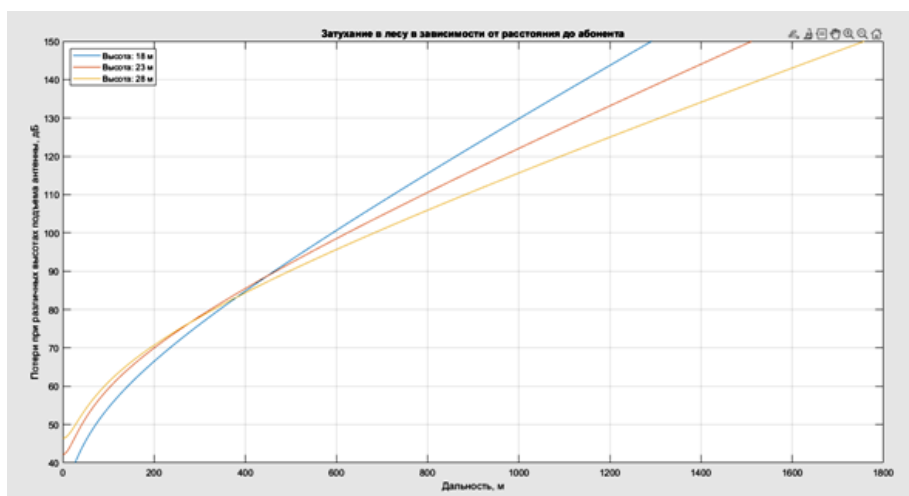


Рисунок 1. Затухание в радиоканале БС – абонент, дБ

На практике, параметром, который определяет возможность использования абонентского оборудования в каждой конкретной ситуации, является уровень сигнала на входе АР. В этой связи, на рисунке 2 приведены зависимости величины уровня сигнала для абонентского оборудования, расположенного на различном расстоянии от автономной базовой станции.

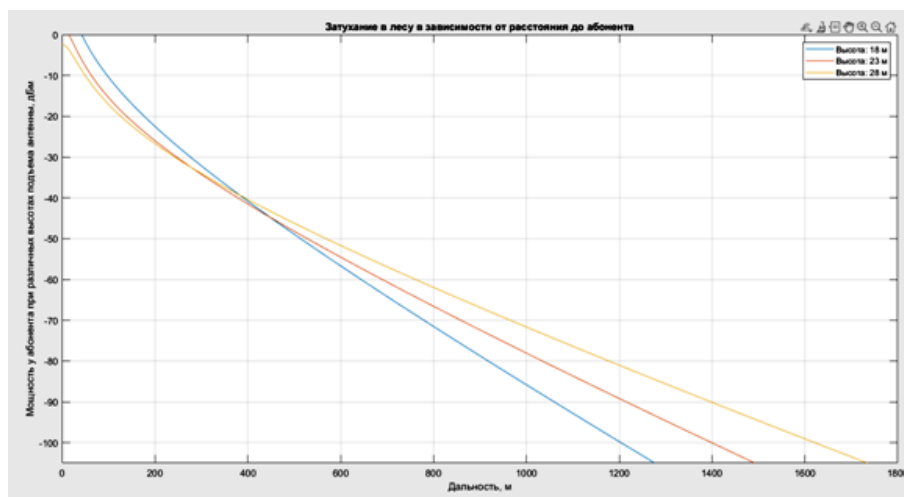


Рисунок 2. Интенсивность сигнала, принимаемого радиостанцией абонента, дБм

Реальная чувствительность доступных для практического использования типов абонентского оборудования находится на уровне -105 дВм. Таким образом, теоретическая дальность до БС, в этих условиях не превышает 2 км. Кроме этого анализ полученных кривых показывает, что высота антенны автономной базовой станции (рис. 2) оказывает достаточно серьезное влияние на величину затухания сигнала, принимаемого радиостанцией абонента. На этом основании одной из первостепенных рекомендаций для практического использования АПКУ[1], является требование работы с антенной, расположенной на максимально возможной высоте подъема, которая может быть существенно увеличена за счет использования особенностей рельефа при размещении автономной БС. При этом потери мощности сигнала у абонента начинают существенно различаться, если абонент находится на дальности от БС в 1 км и более.

Полученные зависимости являются теоретическими и требуют проведения экспериментов в условиях реальных лесных массивов для подтверждения и

корректировки эмпирических коэффициентов, входящих в аналитические выражения, используемые в составе моделей распространения радиосигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. С.Н.Долматов, П.Г.Колесников, Д.Ю.Черников, В.Ф.Гарифулин Использование широкополосного радиодоступа и технологий дистанционного мониторинга для обнаружения и управления тушением лесных пожаров. -Хвойные бореальной зоны. 2023. Т. 41. № 1. С. 24-32.
2. К. Весоловски Системы подвижной радиосвязи/ Пер. с польского И.Д. Рудинского; под ред. А.И. Ледовского. М.: Горячая линия - Телеком, 2006
3. Попов В. И. Распространение радиоволн в лесу. Отчёт по НИР № 3731. Львов: ЛолПИ, 1981/1983.
4. Matlab Описание и особенности [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://otus.ru/journal/matlab-opisanie-i-osobennosti/>(дата обращения 28.07.2023)
5. 12. XinWei MT359. [Электронный ресурс]: официальный сайт. URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-mt359/> (дата обращения 10.08.2023);
6. 13. XinWei WI369. [Электронный ресурс]: официальный сайт. URL: <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-wi169/> (дата обращения 10.08.2023).

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВОГО ШУМА ГЕТЕРОДИНА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЁМА СИГНАЛОВ С МНОГОПОЗИЦИОННОГО APSK

А. В. Луферчик, начальник отдела цифровой обработки сигналов и управления,
АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, e-mail: ccn@krtz.su

Н. Н. Овчинников, инженер-конструктор 3 кат., АО «НПП «Радиосвязь»,
г. Красноярск, e-mail: ccn@krtz.su

Целью работы является анализ помехоустойчивости приёма сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией в спутниковых сетях с учётом фазового шума гетеродинов.

Сигнал с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией (APSK) на интервале равном n информационных символов можно представить в виде:

$$X = \begin{cases} r_1 e^{j(\sigma_1 + \frac{2\pi}{n_1}k)}, & \text{for } k=0, 1, \dots, n_1-1; \\ r_2 e^{j(\sigma_2 + \frac{2\pi}{n_2}k)}, & \text{for } k=0, 1, \dots, n_2-1; \\ \dots \\ r_N e^{j(\sigma_N + \frac{2\pi}{n_N}k)}, & \text{for } k=0, 1, \dots, n_N-1. \end{cases} \quad (1)$$

где N – количество концентрических колец, n – количество точек в i -й PSK, r_i^2 – энергия i -го подмножества сигналов, σ_i фазовый сдвиг.

Сигнальное созвездие APSK сигнала образует суперпозицию n концентрических созвездий PSK, характеризующихся разной энергией. Пример сигнального созвездия 256 APSK приведен на рисунке 1.

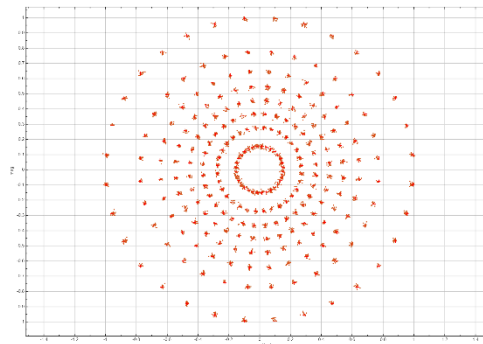


Рисунок 1 – Диаграмма сигнального созвездия 256APSK

Пользуясь геометрической трактовкой (рисунок 1), каждому из $M=256$ сигналов можно поставить в соответствие некоторую собственную область или область принятия правильного решения, В таком случае под вероятностью правильного приёма понимают вероятность попадания конца вектора принятого сигнала в собственную область переданного сигнала.

На рисунке 2 приведена конфигурация сигнального созвездия 256APSK для уровня фазового шума, взятого из ТЗ на ОКР «Сфера»[1]

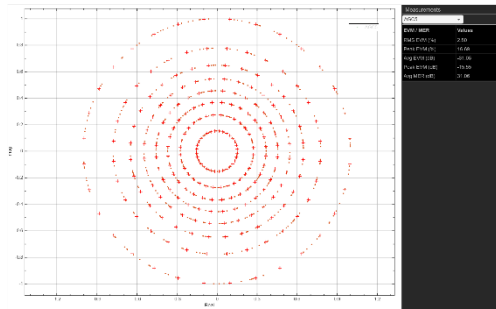


Рисунок 2 – Сигнальное созвездие 256APSK (ТЗ «Сфера»)

Как видно из рисунка, такой уровень фазового шума неприемлем: величина модуля вектора ошибки (Error Vector Magnitude – EVM) около минус 14 дБ. Опираясь на соотношение между отношением сигнала к шуму и EVM (2) [2]

$$SNR = \frac{1}{EVM^2}$$

(2)

где SNR это отношение энергии сигнала к шуму.

Можно утверждать, что при EVM = -15,5 дБ на выходе демодулятора будет присутствовать неубываемый уровень ошибок.

На рисунке 3 приведена конфигурация сигнального созвездия 256APSK для уровня фазового шума, уменьшенного на 33% относительно требований ТЗ на ОКР «Сфера». Как видно из рисунка, в этом случае уровень фазового шума можно полагать вполне приемлемым, (величина модуля вектора ошибки EVM около минус 35 дБ). На рисунке 4 приведены кривые помехоустойчивости получение при моделировании в среде Matlab/Simulink с улучшенными фазовыми шумами.

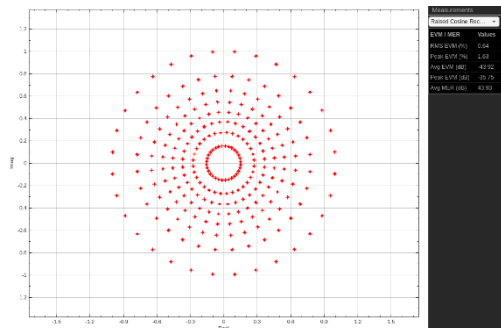


Рисунок 3 – Сигнальное созвездие 256APSK (ТЗ «Сфера»++)

На рисунке 4 приведены кривые помехоустойчивости: красная кривая теоретическая, синяя кривая при уровне фазовых шумов по ТЗ СФЕРА, жёлтая кривая при фазовых шумах, уменьшенных на 33%.

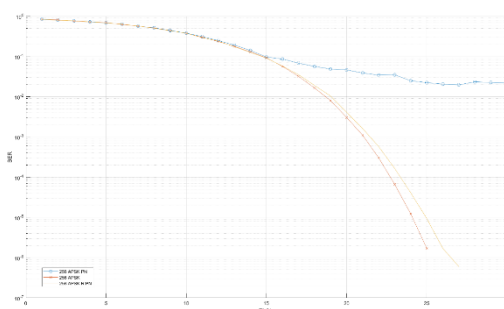


Рисунок 4 - Кривые помехоустойчивости 256APSK с фазовым шумом ТЗ «Сфера»₊₊.

Благодаря проведённому анализу влияния фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приёма сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией APSK256, по результатам моделирования можно утверждать о том, что для достижения вероятности битовой ошибки равной $1 \cdot 10^{-6}$ и ниже, EVM должна быть меньше чем -27 дБ.

Список литературы

1. Богатырёв, Е.В. Разработка и исследование модемов помехозащищённых станций спутниковой и тропосферной связи/Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. – СФУ, Красноярск, 2018.
2. Shafik, Rishad & Rahman, Mohammad & Islam, Razib & Ashraf, Nabil. (2006). On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis. 10.1109/ICSET.2006.335992.

ЭЛЕМЕНТЫ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЕКТА В ПОДСИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ СПУТНИКОВОЙ СЕТЬЮ

А.Д. Скорик

И.о. заместителя генерального директора по научно-техническому развитию
– технический директор

АО «НПЦ «Вигстар», 1-й Дорожный проезд, д.8, Москва, 117545

a.skorik@vigstar.ru

Одновременно с оценкой пользователями и бизнесом выигрыша от внедрения систем искусственного интеллекта (ИИ), началась работа по определению требований к перспективным системам связи, с тем что бы такие системы в полной мере удовлетворяли приложениям на основе ИИ. Поскольку машинное обучение и нейросети лежат в основе одного из самых первых и быстро развиваемых направлений ИИ, то в международном союзе электросвязи была развернута работа и сегодня комитетом МСЭ-Т уже выпущен ряд рекомендаций в области требований к системам связи для приложений с машинным обучением:

- 3170. Требования к обеспечению качества обслуживания на основе машинного обучения для сети ИМТ-2020 [1];
- 3174. Структура обработки данных для обеспечения машинного обучения в будущих сетях связи, включая ИМТ-2020 [2];
- 3175. Функциональная архитектура обеспечения качества обслуживания на основе машинного обучения для сети ИМТ-2020 [3];
- 3176. Естественная интеграция машинного обучения в будущие сети, включая сети ИМТ-2020 [4],

но основополагающей считается Рек.У.3172 «Архитектурные основы для машинного обучения в будущих сетях, включая сети ИМТ-2020», в ней для стандартизации ИИ в сетях связи рекомендованы основные требования к применению таких сетей [5], а также ряд основополагающих терминов и определений.

В частности, на рисунке 1 представлена архитектура конвейера машинного обучения, как основного функционального элемента Рек. У.3172. Под конвейером

машинного обучения понимается техническая инфраструктура, используемая для управления процессами ML и их автоматизацией в организации. Логика конвейера и инструменты, из которого он состоит, сильно зависят от потребностей ML. В данном случае конвейер охватывает все уровни сети IMT-2020, внедряется в основные модули управления сетью и тем самым обеспечивает прозрачный мониторинг и контроль функционирования сети. Стоит также отметить, что в рамках данной рекомендации определены функции такого важного элемента сети как оркестратор функций машинного обучения MLFO. Этот модуль реализует функции управления и оркестрации других модулей, относящихся к конвейеру машинного обучения, и учитывает в принятии решений динамику функционирования сети и ее характеристики.

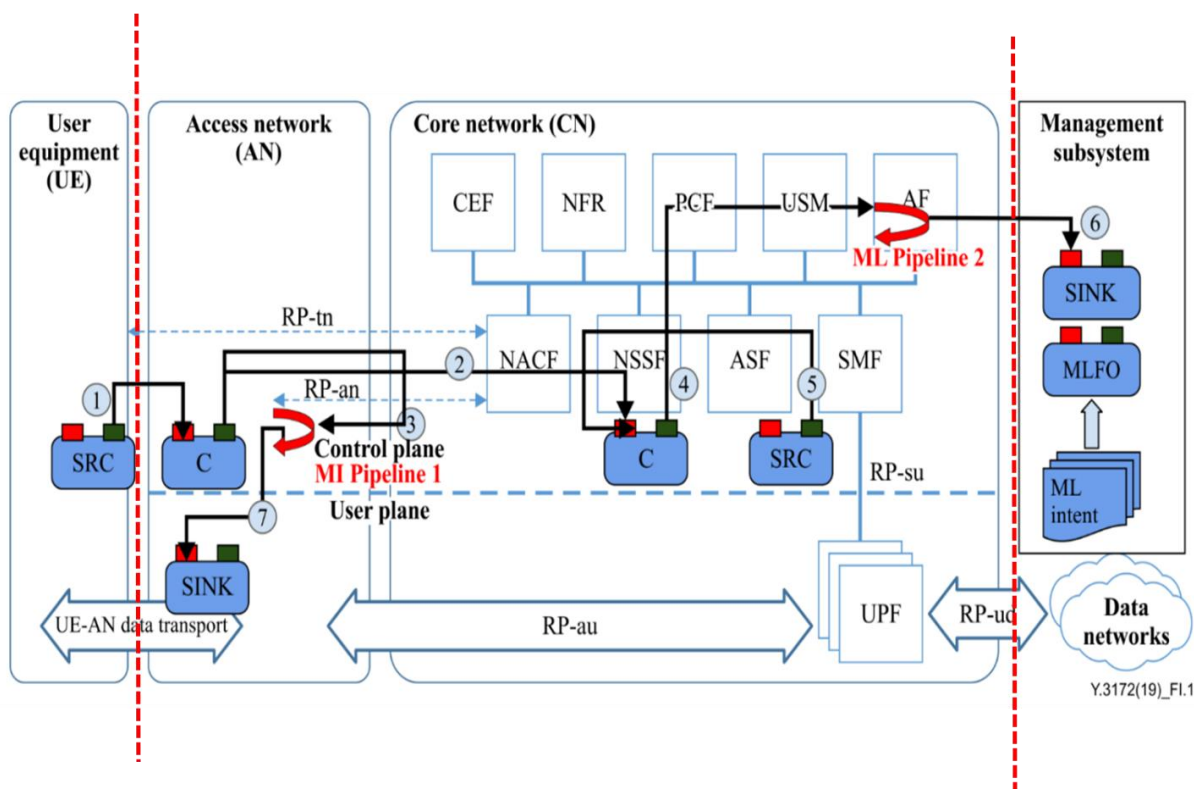


Рисунок 1. Высокоуровневая архитектура конвейера машинного обучения (ITU-T Y.3172) и его реализация в сети IMT-2020

Здесь приняты следующие обозначения: SRC (Source) — источник запроса на обслуживание; C (Collector in ML pipeline) — коллектор сбора запросов для системы машинного обучения на уровне 1 для сети доступа и на уровне 2 для ядра сети; SMF (Session Management Function) — функция управления сессией; AF (Application

Function) — функция приложения; MLFO (Machine Learning Function Orchestrator) — оркестратор функций машинного обучения; ML (Machine Learning) — машинное обучение.

Из рисунка 1 следует, что конвейер машинного обучения пронизывает все уровни управления. В нашей стране принята концепция трехуровневой системы управления TMN (Telecommunication Management Network), в соответствии со стандартами блока рекомендаций Международного совета электросвязи Т (МСЭ-Т). И в этой концепции все логично, понятны требования к надежности и качеству. Но особенностью системы управления спутниковой сетью является тот факт, что в структуре Core Network (CN) находится бортовое оборудование (полезная нагрузка) космического аппарата, а работа с ней предполагает совершенно отличные от связанных протоколы и интерфейсы взаимодействия, более того используется отдельная инфраструктура (центр управления полетом- ЦУП и наземный комплекс управления – НКУ). Поэтому в явном виде без учета архитектурных особенностей спутниковых сетей высокоуровневая архитектура не применима. В текущих реалиях, она неприменима еще и потому что аппаратная часть для использования в составе КА и его бортовой части, как правило должна быть радиационно стойкой и иметь пониженные требования к энергопотреблению, в то время как элементы систем с искусственным интеллектом являются высокопроизводительными, имеют высокие коэффициенты энергопотребления и тепловыделения. В явном виде назвать доступные аппаратные средства на которых могут быть построены MLFO и С для бортовой аппаратуры в радиационно стойком исполнении и с приемлемыми габаритами сегодня назвать не получится. Из отечественных продуктов, пожалуй, можно отметить радиационно стойкий процессор 1892BM206 предназначенный для применения в бортовой радиоэлектронной аппаратуре, в том числе как сетевой элемент комплексного бортового оборудования на базе сетей SpaceWire с использованием «интеллектуальных» коммутаторов-маршрутизаторов и других микросхем комплекта «МУЛЬТИБОРТ» разработки АО НПЦ «ЭЛВИС». Вместе с тем, в семействе процессоров серии «Мультикор», не имеющих радиационной стойкости можно подобрать более изящные решения (в частности, процессор 1892BM10Я обладает хорошим комплексным показателем «мощность потребления

ядра/производительность» и потребляет около 130 мВт в реальных приложениях при работе на частоте 100 МГц, а микросхема RoboDeus специально спроектирована для решения когнитивных задач...)

В тоже время отечественная военная мысль при рассмотрении роли и места элементов искусственного интеллекта в современной системе управления спутниковой сетью опирается на подходы, представленные на рисунке 2 [6]. С одной стороны, здесь мы видим все те же три уровня и их сквозное взаимодействие, но при детальном рассмотрении мы не увидим непосредственно плоскости UE (т.е. окончного оборудования), упущение в части реконфигурирования бортового оборудование остается справедливым и в этом случае...

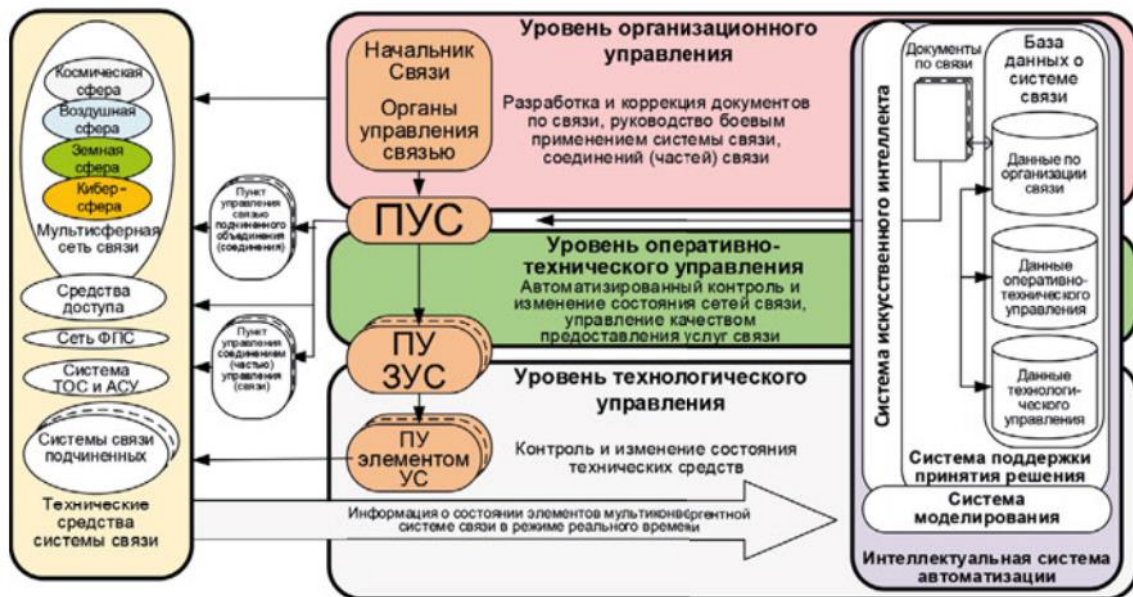


Рис.2 Обобщённая архитектура системы управления спутниковой сетью связи

Таким образом, можно отметить что концептуальные подходы военно-политического руководства нашей страны не отличаются от общепринятых подходов в отрасли на мировом уровне, однако технологическая готовность к такому переходу сильно отличается.

В нашей стране прежде всего сложились условия для внедрения элементов искусственного интеллекта на уровне организационного управления. Как видно из

рисунка 2, технологической основой для такого перехода должна стать распределенная база данных о системе и войсках связи, вторым важным элементом является система моделирования и, наконец, третьим важным элементом должна стать система поддержки принятия решений, построенная с применением первых двух элементов. Более детальное представление структуры программного обеспечения системы управления показано на рисунке 3.



Рисунок 3. Обобщенная структура программного обеспечения ПАУС

В части сетей спутниковой связи предполагается, что распределенная база данных будет создана в рамках СЧ ОКР «Сфера-ПАУС», моделирующий комплекс предполагается развивать из задела НИР «Кадмий-5». В части СППР – информации о ведущихся работах отсутствует, требуется постановка отдельной работы.

В заключении хочется отметить один важный момент в расхождении концептуальных подходов в оценке роли и места элементов искусственного интеллекта в системе управления спутниковыми сетями зарубежных и отечественных идеологов.

За рубежом внедрение элементов искусственного интеллекта направлено в основном на периферийное оборудование с целью расширить его возможности в сложных условиях обстановки (когда ограничен ресурс времени на принятие решения или исходных данных недостаточно), в отечественной литературе и

концептуальных документов предполагают использование элементов ИИ скорее на организационном уровне, где предполагается наличие наиболее подготовленного штата обученного персонала, достаточное количество энергетика и вычислительных средств, использование в составе периферийных устройств элементов ИИ не рассматривается в качестве приоритетного, в том числе и из соображений удешевления стоимости периферийного изделия.

Перечень задач в качестве исследований в области использования ИИ для сетей связи в глобальном смысле можно сформулировать как [7]:

1. Однозначная идентификация трафика в сети связи, не вносящая дополнительных задержек в поток и обеспечивающая требования сетей связи с ультрамалыми задержками.
2. Системный онлайн мониторинг сети связи от потока данных (в том числе виртуального) до многопараметрических моделей сегмента сети с множеством устройств и систем.
3. Кратковременное и долговременное прогнозирование нагрузки как на элементы сети, так и на целые сегменты.
4. Кратковременное и долговременное прогнозирование поведения потоков ПД на уровне ПД и служебных потоков на уровне управления.
5. Долговременное прогнозирование нагрузки на сетевую и вычислительную инфраструктуру с учетом трендов изменения профилей трафика и типов сервисов с целью определения и автоматического формирования предложения по сокращению или расширению сети, а также ее пороговых характеристиках.
6. Эффективное распределение радиоресурсов покрытия 5G с прогнозированием нагрузки на соты.
7. Повышение качества сигнала с помощью прогнозных кодеков физического уровня.
8. Кратковременное и долговременное прогнозирование потребностей пользователей в тех или иных услугах.
9. Прогнозирование передвижения пользователя географически, а также формирование модели его предпочтений в контенте.

10. Распознавание и прогнозирование атак злоумышленников на систему с формированием опережающей реакции на возможную атаку.
11. Применение технологий ИИ для согласованного распределения сервисов по сети на структурах пограничных вычислений (MEC) и туманных вычислений (FoG).

В тоже самое время за рубежом дополнительно к представленным задачам, большое внимание уделяется таким вопросам как [8]:

- управление восстановлением связи;
- управление маршрутизацией;
- реконфигурирование топологии сети;
- самонастройка и самодиагностика оборудования;
- управление безопасностью.

Выводы: концептуальные подходы, отраженные в отечественных нормативных документах, не противоречат общемировым трендам отрасли. Вместе с тем, техническая и технологическая готовность к внедрению элементов искусственного интеллекта в отечественную систему управления связью значительно уступает зарубежным. В наибольшей степени отечественная система управления связью готова к внедрению элементов искусственного интеллекта на уровне организационного управления. Но для его внедрения требуется детализированная постановка задач. Необходима проработка архитектуры системы управления в которой соответствующее место будет иметь космический аппарат и его бортовое оборудование. Важным отличием от зарубежных подходов является тот факт что элементы искусственного интеллекта в периферийном оборудовании (земных средствах) в отечественных публикациях фактически не рассматриваются. Тем не менее, учитывая стратегический характер исследований в области ИИ, необходимо развернуть научно-исследовательскую работу с целью конкретизации задач для искусственного интеллекта в системе управления связью в целом и в спутниковой системе в частности. Создать стенда, либо учебную/технологическую

сеть с привлечением ведущих предприятий отрасли. Работы по созданию такого стенда целесообразно проводить с ВУЗами с привлечением программ Минпромторга. Обязательным элементом должна стать программа поэтапного создания КА демонстраторов с элементами адаптации (ИИ) на борту.

1. Recommendation Y.3170. Requirements for machine learning-based quality of service assurance for the IMT-2020 network. ITU-T, Geneva. — September 2018.
2. Recommendation Y.3174. Framework for data handling to enable machine learning in future networks including IMT-2020. ITU-T, Geneva. — February 2020.
3. Recommendation Y.3175. Functional architecture of machine learning-based quality of service assurance for the IMT-2020 network. ITU-T, Geneva. — April 2020.
4. Recommendation Y.3176. Machine learning marketplace integration in future networks including IMT-2020. ITU-T, Geneva. — September 2020.
5. Recommendation Y.3172. Architectural framework for machine learning in future networks including IMT-2020. ITU-T, Geneva. — June 2019.
6. Об эволюции теории и практики построения существующих систем связи военного назначения на основе создания мультikonвергентной системы связи группировки войск (сил) на театре военных действий. В.Г. Иванов, В.Н. Лукьянчик Военная мысль №1, 2021 стр. 66-78
7. Искусственный интеллект в сетях связи пятого и последующих поколений. А.С. Бородин, А.Н. Волков, А.С. Мутханна, А.Е. Кучерявый, Электросвязь, №1, 2021 г., с.17-22
8. О развитии интеллектуальных систем поддержки принятия решений в автоматизированных информационно-управляющих центрах. Черныш А.Я., Манько В.Л., Попов В.В. Научный вестник ОПК России № 2, 2020 г., с.33-40

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИИ РАЗБОРНОГО РЕФЛЕКТОРА НА ОСНОВЕ КОМПОЗИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

А.А. Иконникова – инженер-конструктор¹,

С.Н. Афанасьев – инженер-конструктор¹,

Р.Г. Батрутдинов – ведущий инженер-конструктор²

¹ АО «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»

Россия, 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19

²ООО «Интрум»

Россия, 660013 г. Красноярск, ул. Томская, д. 4 стр. 7

sushininaa@bk.ru

На сегодняшний день в оборонной промышленности имеет большое значение развитие в области изделий из композитных материалов, что связано в первую очередь с их стойкостью к воздействию внешней среды, легкостью и прочностью.

К современным наземным антенным системам предъявляют высокие требования в части точности изготовления отражающей поверхности рефлектора, а также его массе при высокой жесткости и прочности конструкции [1].

Долгое время при создании антенных систем широкое применение имели рефлекторы, изготовленные из алюминиевых сплавов. Пример такого рефлектора представлен на рисунке 1.

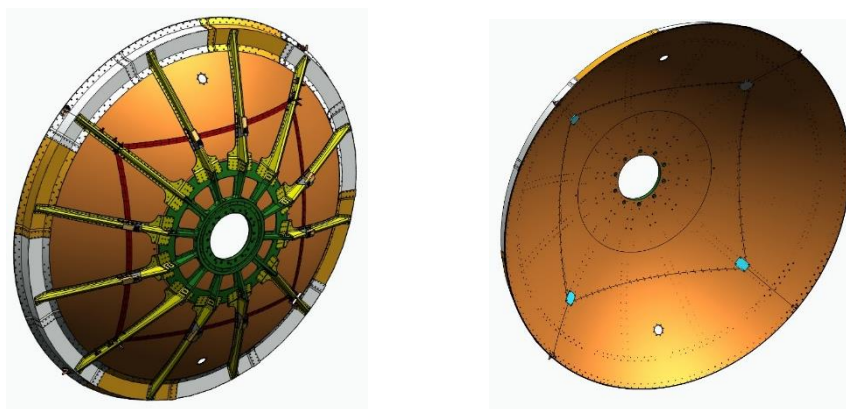


Рисунок 1 – Общий вид рефлектора в сборе

Рефлектор имеет разборную конструкцию диаметром 2,5 м и входит в состав антенного модуля перевозимой станции спутниковой связи. В процессе эксплуатации станции был выявлен ряд недостатков данного рефлектора:

- высокое среднеквадратическое отклонение (до 2 мм);
- большая масса составных лепестков и изделия в целом (90 кг);
- трудоемкий процесс изготовления.

Основной задачей работы является повышение эксплуатационных характеристик изделия и снижение трудоемкости изготовления. На рисунке 2 представлен результат разработки конструкции разборного рефлектора 2,5 м из композитных материалов.

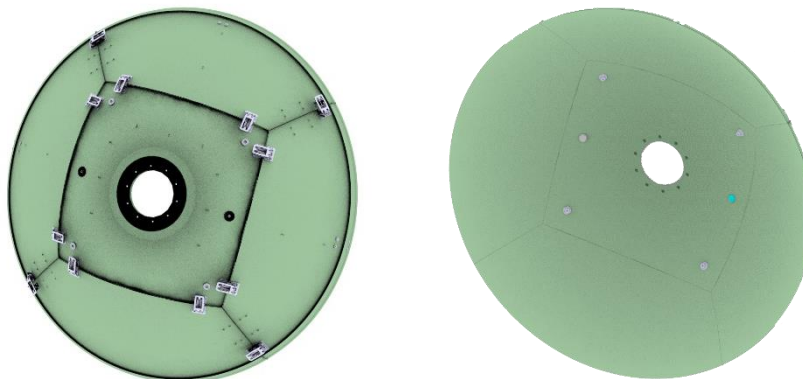


Рисунок 2 - Общий вид рефлектора в сборе

Рефлектор состоит из пяти конструктивных элементов: четырех боковых сегментов и центральной части. Каждый сегмент рефлектора представляет собой слоистую конструкцию, состоящую из двух несущих слоев (обшивки) и заполнителя (пенопласта) [2]. Лицевая и тыльная сторона рефлектора изготавливается из четырех слоев углеродной ткани, которые послойно выкладывались на формообразующую оснастку. При формовании использовался метод вакуумной инфузии, как наиболее эффективная технология формования. Для достижения требуемого СКО поверхности рефлектора, используются регулируемые замки, которые механически стягивают сегменты между собой. Масса рефлектора составила около 60 кг.

В процессе эксплуатации рефлектор подвергается ветровой нагрузке, и для подтверждения жесткости конструкции были проведены расчеты и натурные испытания на ветроустойчивость. Максимальное значение эксплуатационной скорости ветра – 22 м/с. При данной скорости ветрового потока, возникающие деформации отражающей поверхности рефлектора не должны оказывать значительного влияния на диаграмму направленности. Так же при эксплуатации антенны должно учитываться допустимое среднеквадратичное отклонение

отражающей поверхности рефлектора, которое должно составлять 0,5 мм. Результаты проведенных испытаний показывают, что максимальные деформационные отклонения расчетной модели от теоретической при нагружении рефлектора массой, эквивалентной скорости ветрового потока в 22 м/с составляют около 0,3 мм (рисунок 3).



Рисунок 3 – Испытания на воздействие эквивалентной ветровой нагрузки

Результат 3D-сканирования поверхности рефлектора после воздействия эквивалентной ветровой нагрузки 22 м/с и климатических испытаний представлен на рисунке 4. Значение СКО составило 0,43 – 0,45 мм соответственно.

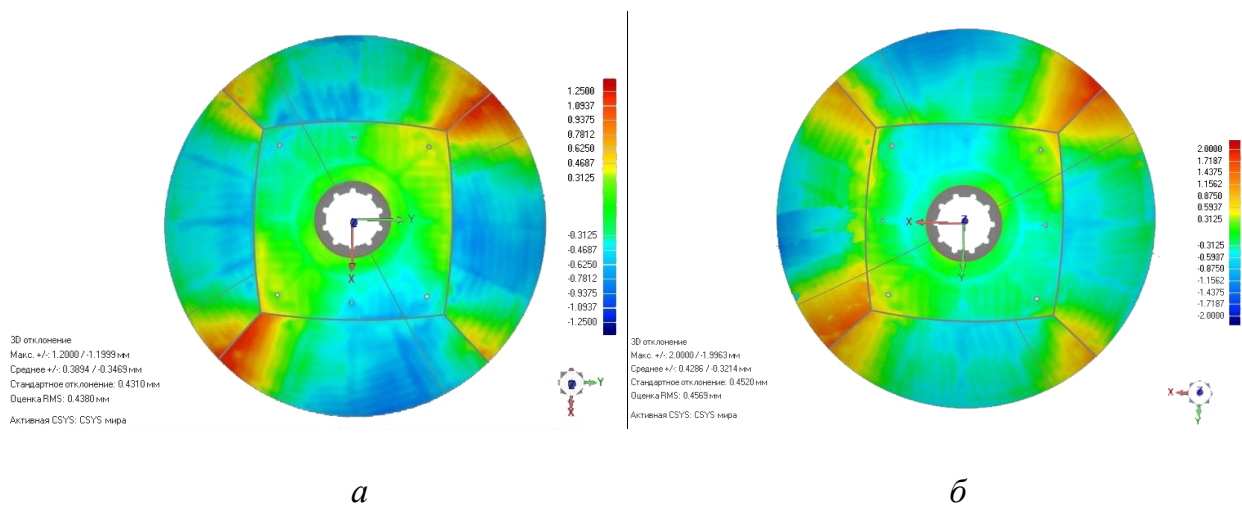


Рисунок 4 – Результат сканирования отражающей поверхности рефлектора:

а – после воздействия эквивалентной ветровой нагрузки, *б* – после проведения климатических испытаний

В результате проведенных работ была разработана и изготовлена разборная конструкция рефлектора. Использование композиционных материалов при изготовлении конструкции позволило снизить массу, при этом повышая

технологичность изделия. Также расчеты и испытания показали перспективность данной конструкции и возможность ее реализации в других проектах.

Список литературы

1. Власов А.Ю., Пасечник К.А, Обверткин М.А. и др. Технологические особенности изготовления антенных рефлекторов из полимерных композиционных материалов для наземных систем связи // Решетневские чтения: материалы XX Междунар. науч. конф.: в 2 ч. / Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2016. Ч. 1 С. 258-260.
2. Пат. 2611594 РФ. В64G 1/10. Способ изготовления многослойного антенного рефлектора/ Власов А.Ю., Пасечник К.А. /заявитель СибГАУ. № 2015140436; заяв. 22.09.2015; опубл. 28.02.2017 Бюл. № 7.

ОРГАНИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ МЕЖДУ ГЛУБОКОВОДНЫМИ ОБЪЕКТАМИ С ПОМОЩЬЮ БЛИЖНЕПОЛЬНОЙ МАГНИТНОЙ СВЯЗИ

А.Н. Конев¹, Е.В. Королёв², П.В. Луферчик³

¹ Инженер-конструктор 2 категории отдела разработки модемного оборудования; ² Ведущий инженер-конструктор отдела станций спутниковой связи оперативно-стратегического назначения и станций тропосферной связи; ⁴ Канд. техн. наук, начальник отдела разработки модемного оборудования;

¹ konev_an@krtz.su, ² KorolevEV@radio.ru, ³ lpv@krtz.su

На сегодняшний день существует необходимость в создании беспроводной системы мониторинга водной среды с широкой пропускной способностью, способной передавать объемные файлы с приемлемой скоростью. Такая система позволит улучшить широко распространенные способы сбора научных данных, обеспечит более точное обнаружение различных объектов на морском дне, повысит эффективность контроля параметров морской среды. Также интерес к таким системам могут проявить спасатели и силовые ведомства.

Текущая организация подводной беспроводной связи осуществляется в

основном с помощью акустических видов связи. Критическими недостатками акустической связи являются высокая задержка распространения сигнала, низкая пропускная способность (не более единиц килобайт в секунду), сильная зависимость канала от состояния среды распространения.

Реализация беспроводной подводной передачи данных с помощью системы ближнепольной магнитной связи (БПМС) позволит избежать вышеописанные ограничения. В отличие от акустических волн, распространяющихся со скоростью 1500 м/с, магнитная волна распространяется со скоростью $3.33 \cdot 10^7$ м/с.

В таблице 1 приведено сравнение подводных видов связи.

Таблица 1 – Сравнение видов связи в водной среде

Тип	Скорость распространения сигнала	Макс. дальность связи	Факторы среды, влияющие на прохождение сигнала
БПМС	$3.33 \cdot 10^7$ м/с	10 км	-
ЭМ	$3.33 \cdot 10^7$ м/с	10 м	-
Акустическая	$1.5 \cdot 10^3$ м/с	1 км	Давление, уровень солености, уровень загрязнения воды
Оптическая	$3.3 \cdot 10^7$ м/с	100 м	Прозрачность, прямая видимость, уровень освещенности

Принцип действия БПМС заключается в следующем: высокочастотное магнитное поле создается индуктивностью L_1 (рис.1), представляющей собой виток диаметром D , входящий в колебательный контур (L_1, C_1), который подключен к генератору сигналов. В отличие от электромагнитных волн, высокочастотное магнитное поле не отражается от границ раздела с проводящими средами (полностью проникая в них), если его источник (виток) находится на расстояниях много меньше длины волны (поэтому такая связь называется ближнепольной).

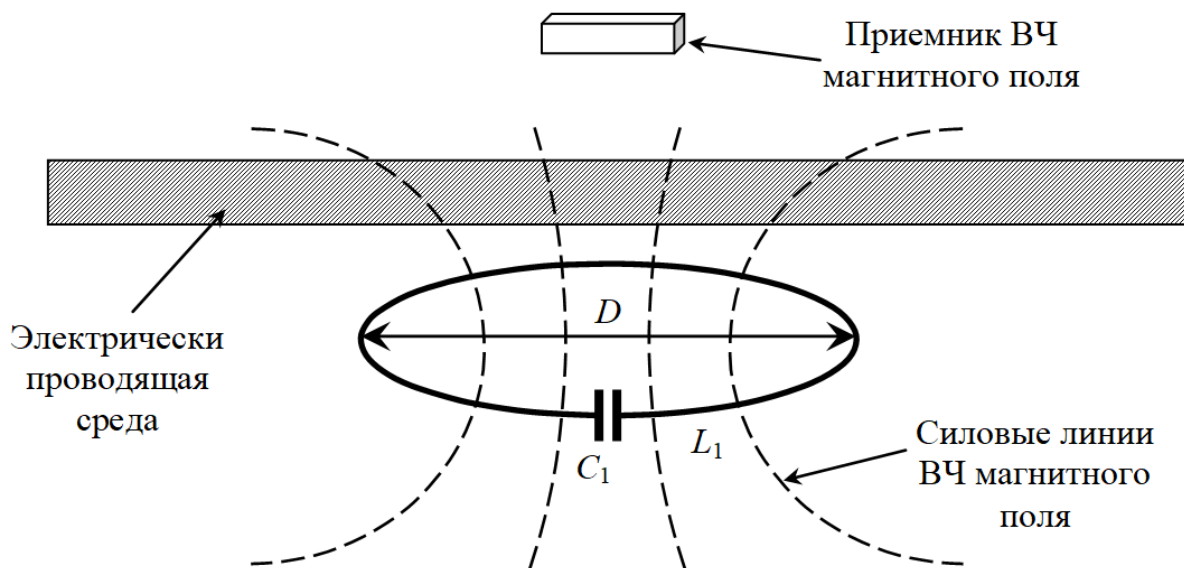


Рисунок 1 – Схема ближнепольной магнитной связи

Магнитное поле, создаваемое током в катушке убывает от расстояния l , измеряемое от плоскости катушки вдоль ее оси по закону:

$$H(A/m) = \frac{NI}{2R} \left(\frac{R}{l} \right)^3 \quad (1)$$

где

N – число витков катушки контура;

R – радиус контура, м;

I – ток в катушке контура в резонансе, А;

l – расстояние между передатчиком и приемником (датчиком), м.

Контур питается от генератора на частоте, которая может быть выбрана в пределах от 100 кГц до 14 МГц. В ближней зоне катушки индуктивности (на расстояниях не превышающих примерно $\lambda/4$) существует только высокочастотное магнитное поле. Это поле практически без затухания проникает в диэлектрические среды, в том числе и проводящие, не отражаясь от любых границ раздела на трассе. Магнитное поле экранируется только магнитными материалами, обладающими высокочастотной магнитной проницаемостью.

При частоте генерации контура 300 кГц, что соответствует длине волны 1000 м, можно обеспечить скорость передачи информации не менее 128 кбит/с при дальности 250 м.

Ближнепольная магнитная связь на расстояниях менее $\lambda/4$ затухает

незначительно, но на больших расстояниях быстро убывает пропорционально кубу от расстояния l и на расстояниях в несколько десятков километров ее обнаружить уже практически невозможно. На графике (рис. 2) приведена зависимость напряженности магнитного поля (в Эрстедах) от расстояния (км) при различных радиусах контура. Ближнепольную магнитную связь можно обеспечить на расстояниях до 5-10 км.

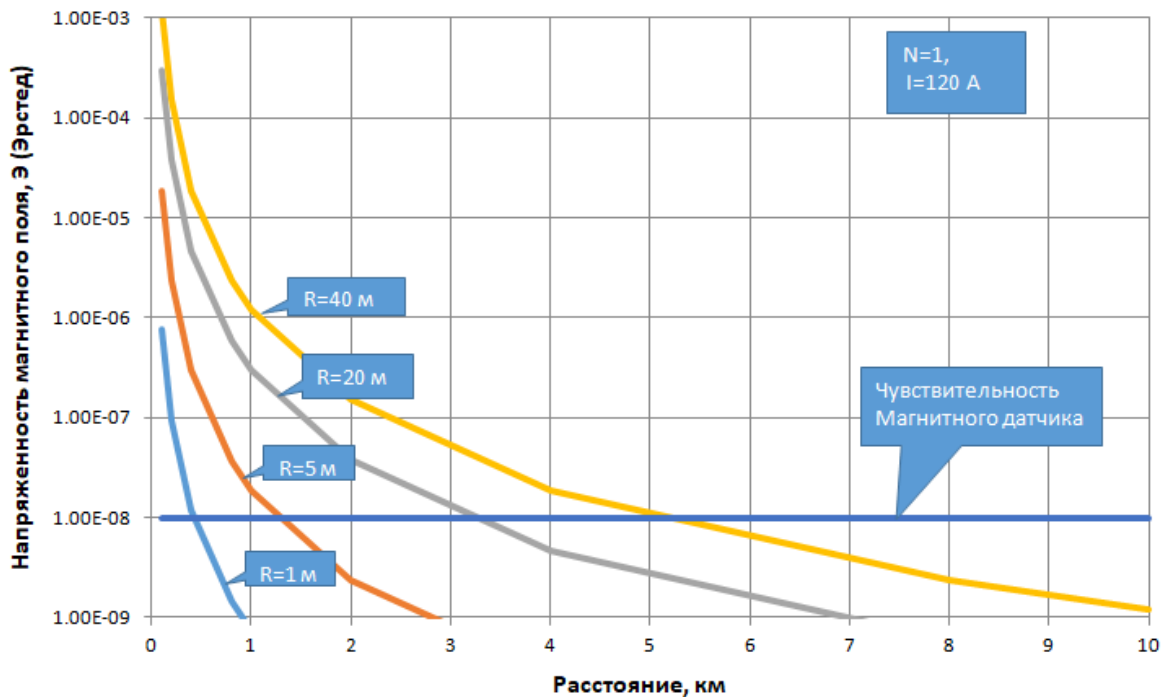


Рисунок 2 – Зависимость напряженности магнитного поля от расстояния и радиуса контура антенны

АО «НПП «Радиосвязь» имеет задел в области разработки систем БПМС. Совместно с ИФ КНЦ СО РАН были разработаны прототипы систем БПМС в различных исполнениях. Прототип системы в морском исполнении испытывался на черном море. В состав группы испытателей вошли представители АО «НПП «Радиосвязь» и представители ИФ СО РАН.

Судно «СФП-183» легло в дрейф в точке

– 44° 38,5' с.ш.

– 33° 04,8' в.д.

Глубина моря в данной точке составила:

– 123 м.

Метеоусловия на протяжении всего времени проведения измерений были стабильные. Температура воздуха находилась в пределах 18-20 °С.

Передатчик №1 погружался на глубину до 20 м с интервалом 5 м. Передатчик №2 погружался на глубину до 35 м с интервалом 5 м. Результаты измерений фиксировались с помощью анализатора спектра и заносились в таблицу. На основании полученных данных построены графики (рис. 3, рис. 4).

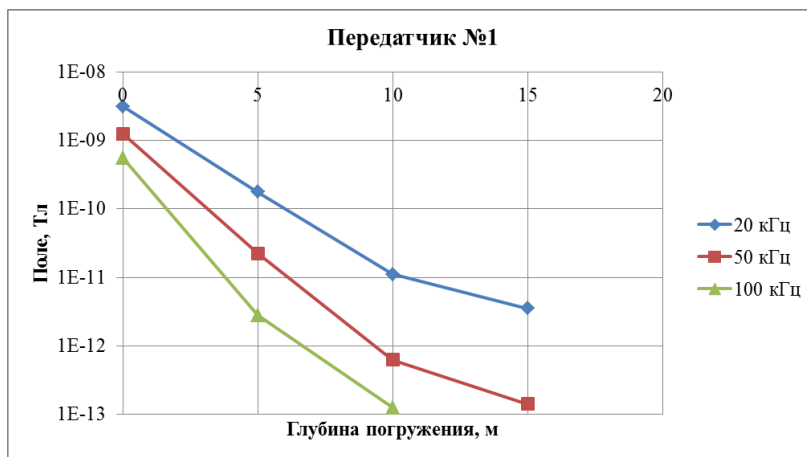


Рисунок 3 – Результаты испытаний, передатчик №1

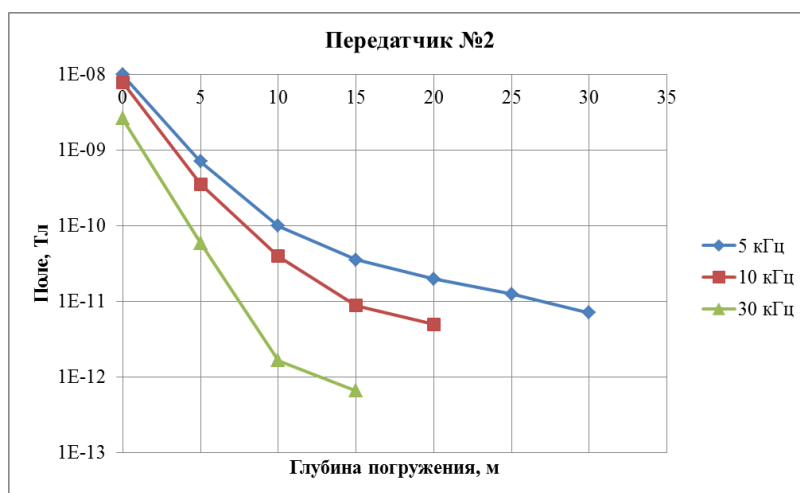


Рисунок 4 – Результаты испытаний, передатчик №2



Рисунок 5 – Испытания системы БПМС в море

Испытания прошли успешно. Полученные результаты соответствуют теоретическим расчетам, что подтверждает возможность построения ближнепольных систем передачи цифровой информации в море.

Список литературы

1. Власов А.А., Родионов А.Ю. Перспективы использования систем подводной коммуникации на основе магнитной индукции (обзор), ВЕСТНИК ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЫ ДВФУ. 2021. № 2(47), с. 36-49
2. Domingo, M. C. Magnetic induction for underwater wireless communication networks /M. C. Domingo // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 60, №6. – P. 2929–2939.
3. M. Hott, P.A. Hoehner, “Underwater Communication Employing High-Sensitive Magnetic Field Detectors” IEEE Access, vol. 8, pp. 177385 – 177394, September 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3026623
4. Бабицкий, А. Н. Ближнепольные системы передачи цифровой информации / А. Н. Бабицкий, Т. Н. Батурин, Б. А. Беляев, Н. М. Боев, Р. Г. Галеев, А. В. Изотов, А. А. Сушков // Сборник трудов конференции «Перспективные системы и задачи управления».– 2017. – С. 476–488.
5. A.K. Sharma, S. Yadav, S.N. Dandu, V. Kumar, J. Sengupta, S.B. Dhok, and S. Kumar, “Magnetic Induction-Based Non-Conventional Media Communications: A Review,” IEEE Sensors Journal, vol. 17, pp. 926 – 940, April 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2640190

6. A.N. Babitskii, B.A. Belyaev, N.M. Boev and A.V. Izotov, “Low noise wideband thin-film magnetometer”, IEEE Sensors 2017, conference proceedings, 2017, pp. 316–318. DOI: 10.1109/ICSENS.2017.8233972

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ПРОЦЕССОВ ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВОВ В МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ

Д.Ю. Пономарев, главный научный сотрудник НЛ, д-р техн. наук, доцент

А.А. Демичева, младший научный сотрудник НЛ

Сибирский государственный университет науки и технологий им. М.Ф. Решетнева,
Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31.

email: ponomarevdu@yandex.ru

Потребности современного общества в обеспечении мультисервисными услугами в глобальном смысле, т.е. на всей территории Земли, позволяют удовлетворить спутниковые сети связи, которые обладают необходимым инфокоммуникационным ресурсом. На сегодняшний день, в связи с тем, что все информационные потоки в сетях связи передаются в цифровой форме, наиболее востребованной является услуга по передаче данных [1-5].

Однако, в спутниковых сетях связи, большими, но в большинстве своем преодолимыми ограничениями, обладает физический канал передачи, имеющий ограниченный частотный ресурс и вносящий, иногда существенные, задержки. С целью снижения влияния задержек в спутниковых сетях используются орбитальные группировки, размещаемые на низких (до 500 км) высотах [1, 4, 5], или формируются разновысотные спутниковые системы [3, 6-9]. В любом случае ограниченность частотного ресурса приводит, относительно наземных сетей, к повышению вероятности потери вызовов, особенно на участках доступа.

С целью оценки вероятностей потерь, возникающих в спутниковых сетях связи, используются аналитические или имитационные модели. Большое число деталей

процедур установления соединения приводит к тому, что аналитические модели процессов обслуживания в спутниковых сетях становятся достаточно громоздкими и требующими значительных вычислительных затрат. При этом имитационное моделирование с достаточным уровнем адекватности позволяет получать результаты с учетом всех этапов процедур установления соединений и передачи информации в спутниковых сетях связи [4, 7, 8, 10-12].

Целью данной работы является разработка имитационной модели для исследования процессов обслуживания вызовов в мультисервисной спутниковой сети с учетом использования частотного ресурса и возможностью оценки числа потерянных вызовов и пакетов. В качестве объекта исследования рассматривается спутниковая сеть связи, обеспечивающая услуги передачи данных и речи.

Базовыми процедурами, которые создают основную нагрузку в исследуемой сети, являются процедуры обработки речевых вызовов и передачи данных в прямом/обратном направлениях. Для проведения имитационного моделирования выбрана среда *GPSS Studio*. Исходя из алгоритмов моделируемых процедур, частотный ресурс спутниковой сети распределяется в частотных зонах (абонентские линии) с занятием полосы пропускания определенной ширины, которые соответствуют одному кластеру (фидерной линии). Для абонентских и фидерных линий также определен признак направления: прямое и обратное. Основными модулями программы модели являются: модуль инициализации; модули моделей зон кластеров; модуль моделей наземных станций; блок таймера.

Полученные в результате имитационного моделирования численные результаты подтверждают адекватность разработанной модели и возможность ее использования с целью оценки вероятности потерь вызовов и пакетов в исследуемой спутниковой мультисервисной сети. Разработанная модель обладает достаточной гибкостью при формировании алгоритмов обслуживания и может быть использована как при оценке эксплуатационных характеристик, так и при проектировании перспективных спутниковых сетей.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева.

Список литературы

1. Пехтерев С.В., Макаренко С.И., Ковальский А.А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink // Системы управления, связи и безопасности. 2022. 4. С. 190-255.
2. Потюпкин А.Ю., Волков С.А., Тимофеев Ю.А. Перспективные сервисы многоспутниковых космических систем // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2021. Т. 8, 1. С. 59-68.
3. Камнев Е., Гриценко А., Анпилогов В. Системы широкополосного доступа на основе высокоэллиптических спутников: российские проекты // Технологии и средства связи. Специальный выпуск «Спутниковая связь и вещание - 2019». 2019. С. 72-75.
4. Иванов В. И. Алгоритм централизованной многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в негеостационарной спутниковой системе связи с межспутниковыми линиями // Системы управления, связи и безопасности. 2018. 3. С. 69-105.
5. Чепурнов П.А., Жуковский А.В., Стешковой А.С. Обобщенный алгоритм функционирования абонентского терминала в сети низкоорбитальной системы широкополосной спутниковой связи OneWeb // Информация и космос. 2021. 2. С. 45-55.
6. Пантенков Д. Г. Моделирование и сравнительный анализ своевременности передачи информации от источника к получателю в двухуровневой системе спутниковой связи с использованием космических аппаратов на низких и геостационарной орбитах // Системы управления, связи и безопасности. 2020. 4. С. 192-219.
7. Пономарев Д.Ю., Гаипов К.Э. Имитационная модель комбинированной спутниковой сети // Вестник Военного инновационного технополиса «ЭРА». 2021. Т. 2, 3. С. 64-69.
8. Акмоллов А.Ф., Ковальский А.А., Ефимов С.Н. Предложения по созданию и функционированию многоспутниковой системы связи на основе разновысотной орбитальной группировки // Труды учебных заведений связи. 2020. 6(1). С. 22-31.

9. Пономарев Д.Ю. Функциональные и математические модели распределения трафика в комбинированной спутниковой сети // Вестник Военного инновационного технополиса «ЭРА». 2021. Т. 2, 4. С. 29-37.

10. Алтухов А.А., Зеленовский Ю.В., Филатов В.И. Имитационное моделирование спутниковой системы связи с изменяемой орбитальной структурой // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14, 1. С. 21-27.

11. Пономарев Д.Ю. Моделирование спутниковой сети в среде GPSS World // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2022. 10(2). URL: <https://moitvvt.ru/ru/journal/pdf?id=1152>.

12. Шелковый Д. В., Черников А. А. Имитационное моделирование функционирования сегмента сети связи с коммутацией пакетов // Вопросы радиоэлектроники. 2019. 12. С. 75-82.

АЛГОРИТМ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТРАФИКА В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ С ПРИОРИТЕТНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ

К.Э. Гаипов, и.о. зав. лаб. НЛ, канд. техн. наук. наук.

Д.А. Тауснев, инженер НЛ

Сибирский государственный университет науки и технологий им. М.Ф. Решетнева,
Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31.

email: gaipovke@yandex.ru

Аннотация. Одним из решений повышения качества функционирования сети является точное определение оптимальных маршрутов передачи данных. Причем в качестве критерия оптимизации необходимо рассматривать минимизацию потерь и минимизацию среднего времени задержки [1]. В данной работе представлен новый алгоритм, решающий данную задачу за короткое время для телекоммуникационной сети с приоритетным обслуживанием. В отличие от известных нам алгоритмов, данный алгоритм способен (и притом быстро) решать задачи большой размерности.

Ключевые слова: многокритериальная оптимизация, распределение трафика, телекоммуникационные сети, приоритетное обслуживание.

Пусть дана сеть с n абонентами и n промежуточными узлами. Известны следующие технические характеристики сети: μ_{ij} – интенсивность обслуживания канала от узла C_i к узлу C_j и N_{ij} – число мест в буфере соответствующего канала ($i \neq j, i, j = \overline{1, n}$). Известно количество информации c_{ijk} , которое необходимо передать от абонента A_i к абоненту A_j с k -м приоритетом. Известны некоторые функции вероятности потерь $p_h(\bar{x}, \mu, N)$ и некоторые функции среднего времени задержки $t_h(\bar{x}, \mu, N)$ в зависимости от приоритета h , где \bar{x} – вектор интенсивностей загрузки канала.

Обычно в данной задаче за переменные берут x_{ijkh} количество информации от абонента A_k с приоритетом h , проходящей по каналу H_{ij} ($i \neq j, i, j = \overline{1, n}$). И сводят к задаче условной многокритериальной оптимизации [2] с ограничениями вида:

$$\sum_{i=1}^n x_{ijkh} p_h(\bar{x}_{ij}, \mu, N) = \sum_{i=1}^n x_{ijkh} - \sum_{i=1}^n x_{jikh} - c_{kjh} + in p_{jkh} \quad (1)$$

Наличие нелинейных ограничений значительно усложняет задачу оптимизации. На практике численные методы уже с трудом справляются с данной задачей при $n > 6$.

Иногда в качестве переменных можно брать x_{ijkh} интенсивности потоков информации от абонента A_i к абоненту A_j по всевозможным маршрутам k с соответствующими приоритетами h . Но сложность задачи растёт как факториал от размера сети (на полносвязных графах), поэтому этот подход является ещё более непрактичным, чем первый. И всё же, преимуществом данного подхода является меньшее количество ограничений.

В первую очередь нами был разработан алгоритм вычисления целевой функции для второго случая. Преимуществом данного подхода является отсутствие нелинейных ограничений.

Во-вторых, нами был разработан алгоритм нахождения перспективных направлений спуска для каждой пары (A_i, A_j) по аддитивному критерию свертки. Таким образом, сложность задачи была снижена с $O((n + 1)!)$ до $O(n^4)$

$$x_{ij}^* = \min_k f'_{x_{ijk}} \quad (2)$$

В-третьих, нами был реализован покоординатный спуск, согласно лучшим маршрутам из предыдущего алгоритма, обновляемым на каждом шаге.

Таким образом, был разработан алгоритм решения задачи оптимизации трафика в телекоммуникационной сети по критерию свертки минимизации потерь и минимизации среднего времени задержки для телекоммуникационных сетей с приоритетным обслуживанием. На малых задачах он работает не хуже известных алгоритмов. Численно проверено, что получаемые решения на больших задачах незначительно отличаются от оптимума. Более того, задачу для $n = 40$ узлов алгоритм решает примерно за 12 секунд, тогда как известными методами не удаётся решать задачи даже для $n = 10$ узлов.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева.

Список литературы

1. Толстых Никита Денисович, Учватов Сергей Андреевич. "Система массового обслуживания, ее основные принципы и понятия" APRIORI. Серия: Естественные и технические науки, no. 6, 2015, pp. 39.
2. Шляга Анна Юрьевна. "Многокритериальная оптимизация" Вестник Московского государственного университета печати, no. 1, 2016, pp. 99-102.

О ПОДХОДАХ К ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОМУ ПЛАНИРОВАНИЮ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ НА СРЕДНЕВЫСОТНОЙ КРУГОВОЙ ОРБИТЕ

К.Э. Гаипов, и.о. зав. лаб. НЛ, канд. техн. наук. наук.

К.А. Гениатулин, старший научный сотрудник НЛ, канд. техн. наук. наук, доцент.

Н.А. Слащев, инженер НЛ

А.И. Тимощенко, лаборант-исследователь НЛ

Сибирский государственный университет науки и технологий им. М.Ф. Решетнева,
Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31.

email: gaipovke@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассмотрены возможные подходы к частотно-территориальному планированию системы спутниковой связи (далее – ССС) на примере разрабатываемой ССС «Скиф». Предлагаются инновационные способы применения адаптивного частотно-территориального плана в целях повышения эффективности использования частотно-энергетического ресурса.

Ключевые слова: *системы спутниковой связи на средневысотной орбите; ССС «Скиф»; частотно-территориальное планирование; метод координационных колец.*

В докладе рассматриваются варианты построения частотно-территориального плана (далее – ЧТП) на примере проектируемой ССС «Скиф», состоящей из 12 космических аппаратов (далее – КА) в трёх орбитальных плоскостях, высота орбиты – 8070 км, наклонение – 90° , разнесение орбитальных плоскостей – 60° . Показано, что при такой конфигурации зоны обслуживания КА пересекаются примерно на 20% площади.

Рассмотрено три подхода к построению ЧТП:

1. Однолучевая глобальная зона обслуживания.
2. ССС на основе фиксированных лучей многолучевой антенны КА.
3. С помощью узких лучей, перенацеливаемых в пределах зоны обслуживания КА.

Преимущества многолучевой конфигурации перед однолучевой обоснованы в [1]: группировка обеспечит глобальное покрытие всей поверхности Земли с

повторным использование частот. Пространственное расположение лучей должно учитывать пересечение зон обслуживания КА на соседних орбитальных плоскостях. Отмечается особенность круговой орбиты, вызванная пересечением зон обслуживания КА на солнечной стороне Земли с зонами лучей КА, которые движутся в обратном направлении на теневой стороне Земли. При этом зоны обслуживания оказываются развернутыми на 180° относительно друг друга, что приводит к нарушению мозаичной структуры ЧТП. Разрешить данную ситуацию возможно за счет применения различной поляризации у КА на соседних орбитальных плоскостях.

Использование узких (порядка $3,5^\circ$), адаптивно перенацеливаемых лучей, каждый из которых при движении СР постоянно сопровождает закрепленную за ним группу абонентских земных станций (далее – ЗС), оптимален для покрытия территории Российской Федерации. Для этого применяются КА с адаптивными фазированными антенными решетками (АФАР). Система управления лучами должна обеспечивать ЭМС, обеспечивая пространственное разнесение лучей, работающих в совмещенном канале. Внутри абонентских лучей обеспечивается частотное разделение каналов. Аналогичные (или более узкие) лучи используются для связи КА с узловыми ЗС.

Для повышения пропускной способности сети предлагается осуществлять адаптивное перераспределение частотных каналов между лучами с учетом текущей нагрузки. Недостатком такого подхода является усложнение построения транспондеров КА.

При построении частотного плана ключевым вопросом остается определение минимального расстояния D_k между центрами лучей, работающих на одной частоте с учетом множественности помех (от одного и более мешающих лучей). Для решения данной задачи возможно применение метода координационных колец [2], позволяющего на основе частотно-пространственных ограничений обеспечить оптимальное присвоение частот в лучах.

Для определения влияния множественных помех по боковым лепесткам ДН предложено выражение для определения мощность помехи от каждого луча, работающего в совмещенном канале:

$$C_I = EIRP_{SAT}(\alpha) - L_{DN} - L_{atmDN} + G_{ARX}(\varphi), \text{ дБВт.}$$

Отмечается, что расчет энергетики линии связи для рассматриваемого случая орбитальной группировки имеет ряд особенностей [3]. Наиболее существенные для Ka-диапазона факторы: ослабление сигнала в кислороде и водяном паре, ослабление из-за облачности на наклонных трассах, затухание в дожде. Предложен способ решения задачи определения оптимальной сигнально-кодовой конструкции на основе проведенного энергетического расчета.

Таким образом, построение ССС с многолучевой конфигурацией либо с перенацеливаемыми узкими лучами, адаптивным выделением частотных каналов, оптимальным разнесением лучей с учетом множественности помех, выбором наиболее эффективной сигнально-кодовой конструкции, позволит построить ССС с максимальной пропускной способностью и эффективным расходом энергетического ресурса. Предлагаемые способы ЧТП будут апробированы в трехмерной компьютерной модели проектируемой ССС.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева

Список литературы

1. Гениатулин, К. А. Адаптивные системы подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием для радиосвязи на морских направлениях / К.А. Гениатулин, А.В. Пасхальный, В.Б. Мелашенко // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 2 (33). С. 21–34.
2. Гениатулин, К. А. Применение метода координационных колец при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2014. – № 1 (25). – С. 35-48.
3. Анпилогов, В. А. Затухание в спутниковых каналах Ku- и Ka-диапазонов / В.Р. Анпилогов, А.А. Афонин // Специальный выпуск «Спутниковая связь и вещание», 2010, С. 82-85.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

К.Э. Гаипов, и.о. зав. лаб. НЛ, канд. техн. наук. наук.

К.А. Гениатулин, старший научный сотрудник НЛ, канд. техн. наук. наук, доцент.

А.А. Проскурин, старший научный сотрудник НЛ, канд. техн. наук. наук.

Н.А. Слащев, инженер НЛ

Д.А. Тауснев, инженер НЛ

Сибирский государственный университет науки и технологии им. М.Ф. Решетнева.

г. Красноярск, проспект Красноярский рабочий 31.

email: gaipovke@yandex.ru

Аннотация. В данной работе рассматривается структура программного обеспечения, которое позволяет осуществить моделирование распределение информационных потоков в спутниковых системах связи.

Ключевые слова: *спутниковые сети, оптимальное управление потоками, моделирование спутниковых сетей.*

Спутниковые телекоммуникационные системы являются сложной системой и требуют учета множества параметров при их проектировании. Эти параметры включают в себя движение спутника по орбите, зоны радиопокрытия, частотное планирование и управление спектром, структуру расположения наземных станций и параметры качества обслуживания, при этом каждый новый параметр зависит от предыдущего.

В настоящий момент работы в этих направлениях активно ведутся, лидером в этой области можно отметить продукт компании AGISystem Tool Kit [1], другим программным продуктом на базе сетевого симулятора NS3 является проект SNS [2], также следует отметить такой инструмент как Satellite Communications Toolbox [3], интегрированный в среду Matlab. В качестве отечественных программных продуктов следует отметить инструменты от ИКЦ Северная Корона и их САПР Альбатрос [4], а также программа AES описана в [5]. Актуальность такой разработки заключается в большой активности различных стран в создании своих низкоорбитальных спутниковых группировок в том числе и в России.

Разрабатываемое программное обеспечение состоит из нескольких модулей: модуль небесной механики, отвечающий за расчет положения космического

аппарата относительно земли, модуль расчета бюджета радиолинии, модуль расчета зон радиопокрытия и электромагнитной совместимости, модуль расчета оптимального распределения информационных потоков, модуль трехмерной визуализации, модуль генерации кода имитационной модели спутниковой сети, база данных для сохранения результатов моделирования и интерфейс для ввода и отображения результатов моделирования и исходных данных.

Исходными данными программы являются орбитальные положения спутников, заданные Кеплеровскими элементами орбит или строками TLE, данные для расчета бюджета радиолинии, положение наземных станций и параметры информационного потока. Затем запускается симуляция работы сети, в рамках которой рассчитываются положения спутников и наземных станций относительно друг друга. Этим расчетом занимается библиотека skyfield [6] и встроенная в нее модель орбитального предсказания SGP4. Затем определяются дополнительные параметры для расчета бюджета радиолинии и формирования частотно-территориального плана, такие как углы места и наклонная дальность. При расчете частотно-территориального плана учитываются вид модуляции и помехоустойчивый код, определяющие скорость радиолинии. Расчет затухания радиолинии выполняется с использованием методики из [7] и с учетом рекомендаций ITU-R серии P.

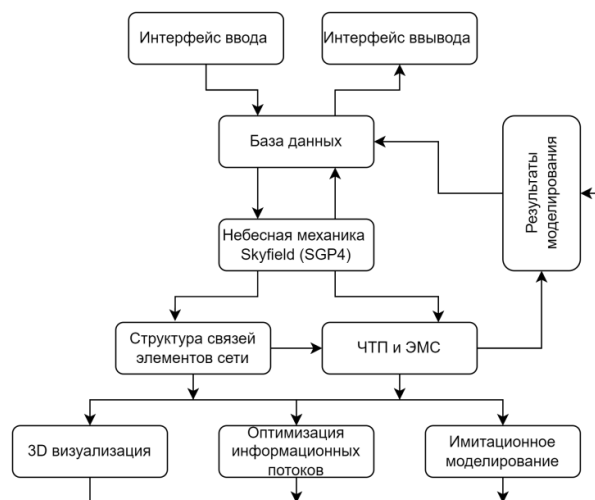
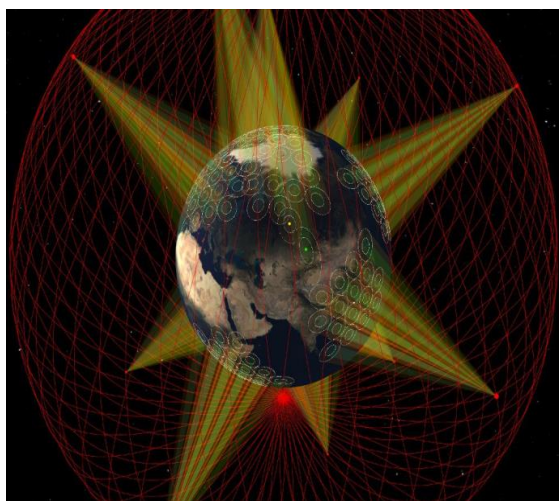


Рисунок 1 - Структура программного обеспечения

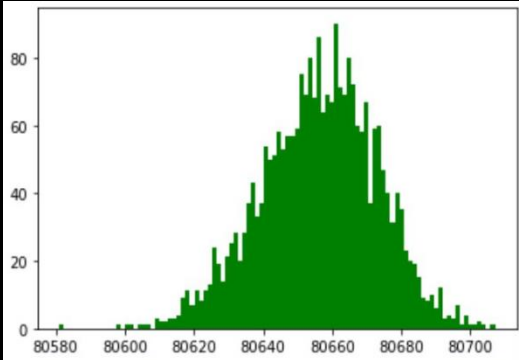
Особенностью программы является модуль, обеспечивающий расчет оптимальных характеристик спутниковой сети, к таким параметрам относятся вероятность потерь данных, время задержки в канале и маршруте, загрузка каналов

связи, распределение частотного диапазона, чего нет ни в одной из существующих программных реализаций.

Разработанная математическая модель в зависимости от выбранных параметров расчета позволяет определить следующие параметры спутниковой сети: обеспечить поиск маршрутов по критерию минимума потерянных информационных пакетов, обеспечить поиск маршрутов по критерию минимальной суммарной задержки, обеспечить двухкритериальную оптимизацию по критерию минимума задержки и потерь, решить задачу параметрического синтеза распределяя частотный диапазон между абонентскими лучами в соответствии запросами абонентов, а также решить все эти задачи с учетом механизма приоритетного обслуживания информационных потоков.

Для решения поставленной задачи используется алгоритм Флойда - Уоршелла, в котором в качестве весов ориентированного графа используются численные производные от функции потерь в канале. Далее, решается задача распределения трафика по полученным маршрутам и пересчитываются весовые коэффициенты. Процесс повторяется итерационно пока значение целевой функции не будет изменяться.

Таблица 1 - Результаты тестирования жадно-градиентного алгоритма оптимизации

Количество узлов	Количество целевых запросов	Потери информации (%)	Время работы (сек)	Устойчивость алгоритма при различных начальных условиях
5	20	0.72%	0.01	
10	90	0.64%	0.02	
40	2000	2.83%	1.5	
100	7000	0.78%	30	

Таким образом разрабатываемое программное обеспечение позволит анализировать процессы передачи данных для произвольных структур спутниковых группировок на круговых орбитах.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева

Список литературы

1. Ansys Government Initiatives: официальный сайт. – 2023. – URL: <https://www.agi.com> (дата обращения: 05.09.2023).
2. Satellite Network Simulator 3: официальный сайт. – 2023. – URL: <https://satellite-ns3.com/>(дата обращения: 05.09.2023).
3. ЦИТМ Экспонента: сайт/документация Satellite Communications Toolbox.– Москва : 2023 – . – URL: <https://docs.exponenta.ru/satcom/index.html>(дата обращения: 05.09.2023).
4. Информационный космический центр «Серверная корона»: сайт/ специализированное программное обеспечение.– СПб: 2023– . – URL: <https://spacecenter.ru/Software.htm>(дата обращения: 05.09.2023).
5. Машбиц, Л. М. Компьютерная картография и зоны спутниковой связи / Л. М. Машбиц ; Л. М. Машбиц. – 2-е изд., перераб. и доп.. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2009. – 236 с. – ISBN 978-5-9912-0086-8.
6. Rhodes Mill: сайт/ Skyfield. 2023– . – URL: <https://rhodesmill.org/skyfield/>(дата обращения: 05.09.2023).
7. Расчет линий спутниковой связи - Основные понятия и формулы /Под ред. С.Елеферов.: - Дубна: МСЭ, 2006.

АЛГОРИТМ ЧАСТОТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ

К.Э. Гаипов, и.о. зав. лаб. НЛ, канд. техн. наук. наук.

Д.Ю. Пономарев, главный научный сотрудник НЛ, д-р техн. наук, доцент

М.С. Демичев, аспирант 4 курса.

А.А. Демичева, младший научный сотрудник НЛ.

Сибирский государственный университет науки и технологий им. М.Ф. Решетнева,
Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31.

email:gaipovke@yandex.ru

Аннотация. В докладе рассмотрен алгоритм частотно-территориального планирования для спутниковых группировок с многолучевым покрытием, позволяющий определить количество необходимых частотных диапазонов каждого луча и возможность повторного переиспользования частот.

Ключевые слова: частотно-территориальное планирование, спутниковые системы связи

Спутниковые системы связи являются необходимым сегментом связи и инфокоммуникаций, и используются как в военных, так и гражданских целях. При использовании космического сегмента можно организовать стабильную связь с отдаленными и труднодоступными районами нашей страны, где использование проводных линий связи физически невозможно или экономически затратно.

При создании и эксплуатации спутниковой сети связи необходимо достичь баланса между затрачиваемыми ресурсами сети и качеством устанавливаемого соединения, в частности возникает вопрос о распределении ограниченного частотного диапазона между космическими аппаратами (далее – КА) и лучами каждого отдельного КА, что рассмотрено в [1-3]. Каждый КА имеет определенное количество лучей, направленных на земную поверхность, а каждый луч должен использовать свой частотный диапазон, необходимый и достаточный для осуществления передачи данных с определенным качеством обслуживания.

Однако возможность решения данного вопроса связана со всеми беспроводными сетями, а не только с космическим сегментом, что показано в [4-7], в связи с чем применение алгоритма распределения частот возможно на все сегменты спутниковой сети связи: космический, наземный, наземно-космический.

В связи с рассмотрением этого вопроса была поставлена задача частотного планирования по распределению выделенных полос частот для обеспечения электромагнитной совместимости в условиях необходимости покрытия требуемых областей территории Земли. Разрабатываемый алгоритм учитывает:

1. Область покрытия луча излучения спутниковой станцией на территории Земли.
2. Области рассеивания, образованные покрывающими лучами излучения спутниковой станцией на территории Земли.
3. Области Земли, которые необходимо покрыть.
4. Количество и нумерация лучей спутниковой станции.

5. Количество частот для частот назначенных. Ширина выделенных частотных полос не имеет принципиального значения, в рамках настоящего алгоритма.

6. Наличие алгоритма определяющий пересечение областей.

Алгоритм предполагает построение матрицы смежности, которая определяет наличие перекрытия зон покрытия каждого из лучей КА. Далее используются математические преобразования для определения возможности двум лучам работать в одинаковых частотных диапазонах. Затем составляется список из минимально возможного количества частотных диапазонов и их использования в определенном луче КА.

Данный алгоритм позволит оптимально распределить выделенный для спутниковой системы связи частотный диапазон.

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева.

Список литературы.

1. Щеглов Г.А., Таратонкина В.С. Оценка проектных параметров группировки информационных спутников IoT 5G. Инженерный журнал: наука и инновации, 2023, вып. 7. DOI: 10.18698/2308-6033-2023-7-2
2. Кащеев А.А. Повышение частотной эффективности сети спутниковой связи передачи данных. Системы, сети и устройства телекоммуникаций. Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2013, №1.
3. Лефтер В.Д., Микишев Г.С., Кайргалиева А.К. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСУЩИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ МОНИТОРИНГА СВЯЗИ СОВРЕМЕННЫХ СЕТЕЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ. ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИЕ НАУКИ
4. Demichev M.S., Gaipov K.E., Demicheva A.A., Faizulin R.F., Malyshev D.O. — Frequency scheduling algorithm with the allocation of the main and additional frequency bands. // Программные системы и вычислительные методы. – 2021. – № 2. DOI: 10.7256/2454-0714.2021.2.35214 URL: https://nbpublish.com/library_read_article.php?id=352

5. Демичев М.С., Гаипов К.Э., Демичева А.А., Нарожный А.И., Радиочастотное планирование радиосети с исключением интерференции радиоволн. Кибернетика и программирование, 2017, №4. DOI 10.25136/2306-4196.2017.4.23786.
6. Викулов А.С. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 2. Метод выбора частотной конфигурации и решения для малого числа каналов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 27–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-27-36
7. Викулов А.С. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 3. Решения задачи выбора частотной конфигурации для случая с 8 каналами // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 1. С. 41–51. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-41-51

ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В КОМБИНИРОВАННОЙ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ

Пономарев Д.Ю.¹, главный научный сотрудник НИ, д-р техн. наук, доцент

Лацинник А.А.², младший научный сотрудник НИО

¹Сибирский государственный университет науки и технологий им. М.Ф. Решетнева, Россия, г. Красноярск, пр. им. газеты «Красноярский рабочий», 31.

²Военный инновационный технополис «ЭРА»,

Россия, г. Анапа, Пионерский пр., д. 41

email: ponomarevdu@yandex.ru

Спутниковые системы обеспечивают потребности современного общества в широкополосной связи, навигации, дистанционном зондировании, телерадиовещании, исследовании космического пространства и многом другом.

Рассматриваемая в данной работе комбинированная спутниковая сеть - это спутниковая система, обеспечивающая получение и передачу информации о состоянии земной поверхности путем использования космических аппаратов, находящихся на разных орбитах. Такая сеть обычно состоит из нескольких различных типов спутников, каждый из которых имеет свое целевое назначение [1-3].

С целью обеспечения оперативности доставки информации космической системы (КС) ДЗЗ, от объективности которой зависят точность планирования работы и достоверность подтверждения характеристик, необходимо использовать дополнительные методы построения сети, например такие, как размещение кластеров спутников на разновысотных орбитах. Одним из таких методов построения спутниковой сети является комбинированная спутниковая сеть дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), которая позволяет собирать и передавать данные с использованием нескольких спутников, что повышает оперативность сети [4].

Одним из примеров крупной комбинированной спутниковой сети является *Starlink* от *SpaceX*, которая включает в себя большое количество низкоорбитальных спутников для обеспечения высокоскоростного интернета на больших территориях с использованием межспутниковых линий. В целом, комбинированные сети представляют собой перспективное направление развития спутниковых технологий.

Целью работы является разработка модели комбинированной спутниковой сети ДЗЗ для оценки характеристик процессов передачи информации. Для достижения поставленной цели в работе используется тензорный подход, а именно, узловой метод анализа сетей. В узловом методе загрузки систем вызывают в качестве отклика интенсивности потоков [1-3,5]: $\lambda = \mu\rho$, где μ - интенсивность обслуживания. В таком случае, исходными данными являются интенсивности поступления и обслуживания в системах распределения информации. Использование данного выражения позволяет получить инвариантное уравнение в виде $(A^T M A) P' = A^T \Lambda$, решение которого позволяет найти распределение интенсивностей потоков по сети с учетом ее топологии [3,5]. Целевую функцию для такой оптимизационной задачи можно задать в виде суммы средних времен задержек для всех систем сети. Например, при использовании в качестве дисциплины обслуживания системы

$M/M/1$, целевая функция имеет вид: $Z = \sum_m \frac{1/\mu_m}{1-\rho_m}$, где m – номер системы модели,

участвующие в процессах передачи в исследуемой спутниковой сети; ρ_m – загрузка m -ой системы модели; μ_m – интенсивность обслуживания передачи информации в системе m . В результате расчетов можно найти для заданных интенсивностей обслуживания, загрузки отдельных систем и распределение трафика по сети.

Модель комбинированной спутниковой сети ДЗЗ может быть использована для оценки характеристик передачи информации между спутниками и наземными станциями. Эта модель учитывает различные факторы, такие как орбитальные параметры, пропускная способность каналов связи, а также требования к качеству обслуживания [10,11].

Работа выполнена в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» СибГУ им. М.Ф. Решетнева.

Список источников

1. Пономарев Д.Ю. Особенности применения тензорного анализа к моделированию телекоммуникационных сетей // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2018. Т. 6, 2. С. 46-63.
2. Пехтерев С.В., Макаренко С.И., Ковальский А.А. Описательная модель системы спутниковой связи *Starlink* // Системы управления, связи и безопасности. 2022. 4. С. 190-255.
3. Потюпкин А.Ю., Волков С.А., Тимофеев Ю.А. Перспективные сервисы многоспутниковых космических систем // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2021. Т. 8, 1. С. 59-68.
4. Акмоллов А.Ф., Ковальский А.А., Ефимов С.Н. Предложения по созданию и функционированию многоспутниковой системы связи на основе разновысотной орбитальной группировки // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 22–31.
5. Пономарев Д.Ю. Функциональные и математические модели распределения трафика в комбинированной спутниковой сети // Вестник Военного инновационного технополиса «ЭРА». 2021. Т. 2, № 4. С. 29-37.

6. Камнев Е., Гриценко А., Анпилогов В. Системы широкополосного доступа на основе высокоэллиптических спутников: российские проекты. Технологии и средства связи. Специальный выпуск. 2019. С. 72–75.
7. Пономарев Д.Ю. Оптимизация среднего времени доставки информации в спутниковой инфокоммуникационной сети // Системы связи и радионавигации. Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2016. С. 59-62.
8. Пономарев Д.Ю. Оценка среднего времени задержки в инфокоммуникационных сетях с использованием методов тензорного анализа // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2018. Т. 6, 4. С. 155-167
9. Алтухов А.А., Зеленецкий Ю.В., Филатов В.И. Имитационное моделирование спутниковой системы связи с изменяемой орбитальной структурой // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2022. Т. 14, 1. С. 21-27.
10. Иванов В.И. Алгоритм централизованной многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в негеостационарной спутниковой системе связи с межспутниковыми линиями // Системы управления, связи и безопасности. 2018. 3. С. 69-105.
11. Пантенков Д. Г. Моделирование и сравнительный анализ своевременности передачи информации от источника к получателю в двухуровневой системе спутниковой связи с использованием космических аппаратов на низких и геостационарной орбитах // Системы управления, связи и безопасности. 2020. 4. С. 192-219.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БЛИЖНЕПОЛЬНЫХ МАГНИТНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

С. Д. Креков (аспирант¹, инженер²),
Н. М. Боев (доцент¹, заведующий лабораторией²)

¹Сибирский федеральный университет

Российская Федерация, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

²Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук
Российская Федерация, 660036, г. Красноярск, ул. Академгородок, 50, стр. 38

E-mail: sdk@kirensky.ru

В работе описан разработанный программно-аппаратного комплекс для проектирования ближнепольных магнитных систем связи. В состав комплекса входят программа расчета бюджета канала с графическим интерфейсом пользователя и демонстрационный макет односторонней голосовой связи с частотной манипуляцией.

Ключевые слова: системы связи, ближнепольная магнитная связь, демонстрационный макет, частотная манипуляция, бюджет канала связи.

Введение. В ближнепольных магнитных системах связи (БПМСС) передача сигнала осуществляется при помощи модуляции магнитного поля, генерируемого передающей антенной. Величина затухания магнитного поля в сравнении с электромагнитной волной в меньшей степени зависит от проводимости и диэлектрической проницаемости среды распространения. Поэтому БПМСС используются для организации более эффективных каналов связи в слабопроводящих немагнитных средах.

Методика расчета бюджета канала БПМСС. Методика расчета, описанная в работе [1], дополнена формулами расчета сопротивления излучения $R_{\text{изл}}$ передающей антенны. В БПМСС сопротивление излучения характеризует мощность, рассеиваемую в проводящей среде, в которую погружена передающая система. Расчет сопротивления излучения $R_{\text{изл}}$, выполняется по приближенной формуле [2]:

$$R_{\text{изл.}} = \omega\mu RN^2 \left[\frac{4}{3}(\beta a)^2 - \frac{\pi}{3}(\beta a)^3 + \frac{2\pi}{15}(\beta a)^5 - \frac{256}{945}(\beta a)^6 + \frac{\pi}{42}(\beta a)^7 - \dots \right], \quad \beta = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}, \quad (1)$$

где ω – циклическая частота тока в антенне, рад/с; μ – магнитная проницаемость среды, в которую погружена антенна, Гн/м; R – радиус антенны, м; N – число витков в антенне; a – безразмерный коэффициент равный радиусу антенны в метрах;

σ – проводимость среды, См/м.

Программа расчета бюджета канала БПМСС. Расширенная методика расчета бюджета канала БПМСС реализована в программе [3]. На рисунке 1 представлено рабочее окно программы с примером расчета разработанной демонстрационной системы связи с частотной манипуляцией и скоростью передачи информации 4,8 кб/с. По результатам расчета максимальная дальность связи составит 5 м.

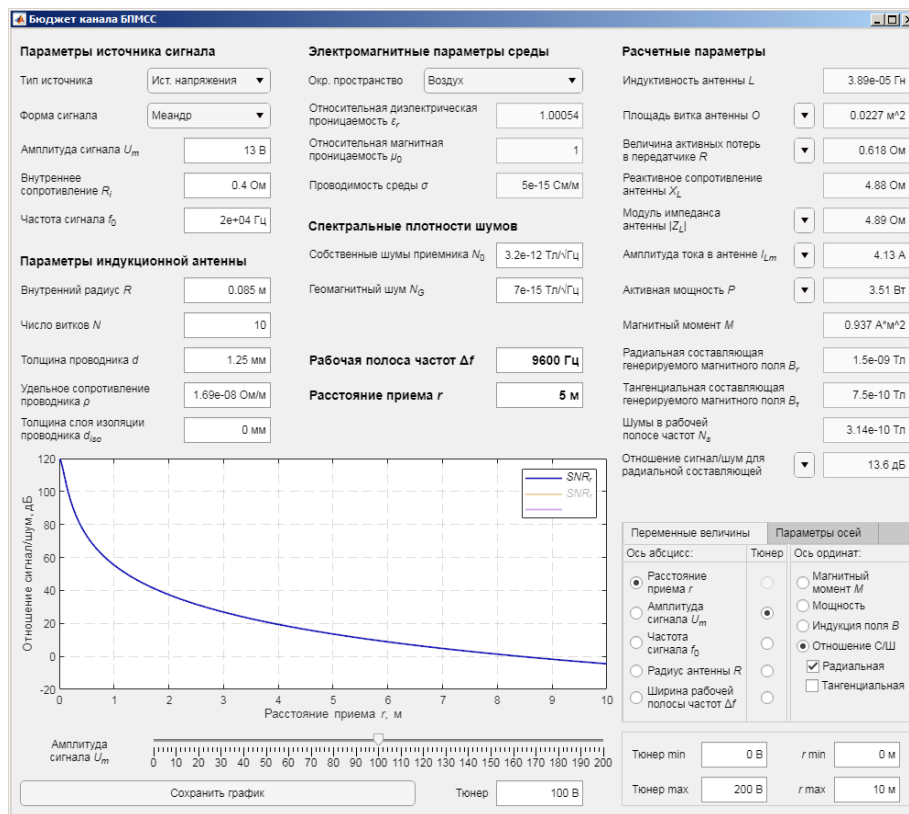


Рисунок 1 – Рабочее окно программы расчета бюджета канала БПМСС с результатами расчета

Демонстрационный макет голосовой БПМСС. С целью подтверждения результатов теоретического расчета и демонстрации работоспособного макета разработана цифровая БПМСС односторонней голосовой связи с частотной манипуляцией. На рисунке 2 изображены приемное и передающее устройства.

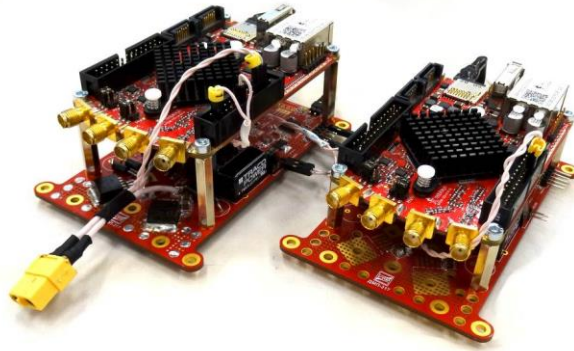


Рисунок 2 – Передающее (слева) и приемное (справа) устройства разработанной цифровой БПМСС

Заключение. Результаты теоретического расчета бюджета канала в полученной программе согласуются с результатами экспериментальных исследований разработанной системы связи.

Библиографические ссылки

1. Креков, С. Д. Методика автоматизированного расчета бюджета канала ближнепольной магнитной системы связи / Н. М Боев, А. В. Изотов // *Материалы XXVI Международной научно-практической конференции «Решетневские чтения»* : [в 2 томах] – Красноярск : Сибирский государственный университет науки и технологий имени академика М. Ф. Решетнева, 2022. – Т. 1. – С. 349–351.

2. Kraichman, M. B. Impedance of a circular loop in an infinite conducting medium / M. B. Kraichman // *Journal of Research of the National Bureau of Standards, Section D: Radio Propagation*. – 1962. – Vol. 66, № 4. – P. 499–503.

Программа ЭВМ №2022669574 Российская Федерация Бюл. №8. Программа автоматизированного расчета бюджета канала ближнепольной магнитной системы связи 2022 / Креков С. Д., Боев Н. М. №2022668356 : заявл. 10.10.2022 : опубл. 21.10.– 1 с. : и

СЕКЦИЯ «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ И РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ ПРИМЕНЕНИЕМ АВТОДИННЫХ ПРИЕМООТВЕТЧИКОВ

Е.В. Богатырев – кандидат технических наук, доцент, заместитель генерального директора по научно-техническому развитию АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, E-mail: info@krtz.su

Р.Г. Галеев – доктор технических наук, профессор, генеральный директор АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, E-mail: info@krtz.su

В.Э. Иванов – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: v.e.ivanov@urfu.ru

К.А. Игнатков – кандидат технических наук, заместитель директора по науке, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: k.a.ignatkov@urfu.ru

В.Я. Носков – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: v.y.noskov@urfu.ru

В настоящее время радиолокационное зондирование атмосферы с применением телеметрического приемопередатчика на борту шара-зонда, является одним из основных средств получения наиболее качественных данных о состоянии тропосферы и нижней стратосферы [1]. На станциях аэрологического зондирования, объединённых в единую сеть, ежедневно производятся измерения температуры, давления, влажности, направления и скорости ветра. В некоторых пунктах (космодромы, аэропорты и пр.) зондирование выполняется значительно чаще.

В качестве телеметрического приемопередатчика на борту шара-зонда на сегодня используется сверхрегенеративный приемопередатчик (СПП), формирующий ответную паузу в своем излучении на воздействие запросного радиоимпульса РЛС.

В промежутках между импульсами СПП обеспечивает посредством модуляции суперлирующих импульсов многоканальную передачу телеметрических данных, которые поступают от соответствующих датчиков. Параметры ветра получают в РЛС исходя из наклонной дальности до аэрологического радиозонда (АРЗ) и угловых данных, снимаемых с датчиков привода антенны.

Одна из перспектив развития радиозондирования атмосферы в настоящее время состоит в замене СПП на автодинные приемопередатчики (АПП) [2–4]. Известно, что у СПП есть принципиальный недостаток – широкий спектр излучения (4...6 МГц) [1], что создаёт проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. При этом АПП конструктивно практически ничем не отличаются от СПП, но обладают значительно меньшей шириной спектра, поскольку функционируют при непрерывном излучении. При этом узкополосная частотная модуляция (ЧМ) этого излучения, необходимая для передачи данных телеметрии, не создает таких помех в «эфире», как модуляция СПП суперлирующими импульсами.

Настоящий доклад посвящен описанию предложенных нами технических решений автодинных приемопередатчиков нового типа, использующих асинхронный и синхронный режимы приема запросного радиоимпульса РЛС.

Задача, на решение которой направлено первое техническое решение, состоит, как отмечалось, в сужении спектра излучения, а также в расширении диапазона рабочих дальностей действия системы радиозондирования в область малых расстояний за счет стабилизации уровня сигнала запроса, воздействующего на автодинный генератор. Кроме того, при этом достигается повышение устойчивости АПП к воздействию активных помех в виде хаотической последовательности радиоимпульсов. [5].

Второе техническое решение направлено на расширение рабочего диапазона дальности в область малых расстояний (от десятков до порядка сотен метров), сужение занимаемой системой радиозондирования рабочей полосы частот и расширение динамического диапазона по уровню сигнала запроса [6].

Третье техническое предложение состоит из ряда разнородных задач: расширения рабочего диапазона расстояний в область малых дальностей (от десятков до порядка сотен метров) системы радиозондирования атмосферы;

сужения рабочей полосы частот; расширения динамического диапазона по уровню сигнала запроса; повышения помехозащищённости приемопередатчика к воздействию активных помех; предотвращения несанкционированного доступа к получению метеоданных с борта шара-зонда [7].

Представленный доклад с описанием пока не полного списка предложенных нами технических решений, направленных на дальнейшее совершенствование АПП, указывает на перспективность применения автодинов в качестве приемопередатчиков аэрологической РЛС и развития данного направления.

Библиографический список

1. Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы: Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / Под ред. В.Э. Иванова. Екатеринбург: УрО РАН, 2004. – 596 с. <http://hdl.handle.net/10995/122177>
2. Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А., Кудинов С.И., Малыгин И.В., Носков В.Я., Плохих О.В., Рысев В.В., Черных О.А. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России. Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3–49.
3. Патент RU2624993C1, опубл. 11.07.2017, бюл. 20. Заявка 2016121285 от 30.05.2016. МПК G01S13/74. Автодинный приёмопередатчик системы радиозондирования атмосферы / В.Я. Носков, В.Э. Иванов, К.А. Игнатков и др.
4. Носков В.Я., Иванов В.Э., Гусев А.В., Игнатков К.А. и др. Применение автодинов в перспективных системах радиолокационного зондирования атмосферы. Ural Radio Engineering Journal. 2022. Т. 6. № 1. С. 11–53. DOI: 10.15826/urej.2022.6.1.001
5. Патент RU2786415C1 опубл. 21.12.2022, бюл. 36. Заявка 2022119988 от 20.07.2022. МПК G01S13/74; G01S13/95. Автодинный асинхронный приемопередатчик системы радиозондирования атмосферы / В.Я. Носков, Р.Г. Галеев, Е.В. Богатырев, В.Э. Иванов, О.А. Черных.
6. Патент RU2786729C1, опубл. 26.12.2022, бюл. 36. Заявка 2022123976 от 08.09.2022. МПК G01S13/00. Способ и устройство синхронного приема и обработки запросного сигнала в автодинном приемопередатчике системы

радиозондирования атмосферы / В.Я. Носков, Р.Г. Галеев, Е.В. Богатырев, В.Э. Иванов, О.А. Черных.

7. Патент RU2789416C1, опубл. 02.02.2023, бюл. 4. Заявка 2022122933 от 25.08.2022. МПК G01S13/74; G01S13/95. Способ синхронного приема и обработки запросного сигнала в автодинном приемопередатчике системы радиозондирования атмосферы / В.Я. Носков, Р.Г. Галеев, Е.В. Богатырев, В.Э. Иванов, О.А. Черных.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГОДНЫХ УСЛОВИЙ НА РАБОТУ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

К.С. Алилекова, студент

Сибирский государственный университет науки и технологий имени
академика М. Ф. Решетнева Российская Федерация,

660037, г. Красноярск, просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31

E-mail: ksenijalilekova@mail.ru

В данной статье рассматривается влияние погодных условий на работу радиолокационных систем. Приводятся методы снижения степени воздействия осадков на работу радиолокационных станций.

Ключевые слова: радиолокационные системы (РЛС), погодные условия, сигнал, эхо-сигнал.

Радиолокационная система (РЛС) – это система, предназначенная для обнаружения объектов в пространстве, измерения их координат и параметров движения с помощью радиотехнических средств, а также решающая задачи распознавания объектов [1]. Качество результата РЛС зависит от ее разрешающей способности – способности РЛС наблюдать цели, имеющие близкие параметры, отдельно.

Принцип работы радиолокационной станции основан на явлении рассеяния радиоволн, которые при отражении от объекта поступают на приемный тракт РЛС,

после чего информация фиксируется и обрабатывается. Но на РЛС могут влиять погодные явления и снижать тем самым достоверность получаемой от нее информации. К таким явлениям относятся любые осадки в виде дождя, снега, тумана, града, а также низкая облачность в слоях тропосферы.

Самое заметное влияние плохих погодных условий выражено в наблюдении дальности объекта. Во-первых, искривляется траектория распространения сигнала, так как играет роль явления рефракции – преломления радиоволн в нижних слоях атмосферы из-за изменения по высоте температуры, давления, влажности [2]. Основное влияние оказывается на низколетящие цели. Во-вторых, радиоволны затухают при воздействии осадков по причине того, что энергия рассеивается в молекулах кислорода, паров воды, гидрометеоров, пыли и т.п. Экспериментально полученные данные показателей поглощения в зависимости от длины волны приведены в работе [3]. Это приводит к тому, что РЛС может не обнаружить цель, находящуюся на расстоянии, которое она обычно могла бы обнаружить в отсутствие водяных осадков. Наиболее существенное снижение дальности обнаружения вызывается действием дождя (или града) и густого тумана, влияние снега выражается значительно меньше. Соответственно, наиболее плотные облака также оказывают значительное влияние на дальность обнаружения. При наличии такого рода помех рекомендуется использовать дифференциаторы, встроенные в РЛС, которые повысят усиление сигнала.

Капли воды также могут исказить форму и размеры цели и тем самым усложнить распознавание объекта. Данный фактор вызван тем, что капли воды имеют плотность, различную от плотности привычной среды распространения (в случае воздуха), что искажает траекторию движения сигнала.

Стоит также учитывать особенности работы антенны, так как часть энергии излучается ею в виде боковых лепестков диаграммы направленности. В результате действия осадков, близко проходящих к РЛС, сигнал будет отражаться от них и обнаруживаться боковыми лепестками. Поэтому необходимым является применение временной автоматической регулировки усиления (ВАРУ) с целью ослабления ложных сигналов. Однако, регулировка ВАРУ должна быть осуществлена таким образом, чтобы снижение усиления главного лепестка диаграммы направленности было приемлемым в определенных задачах.

Кроме того, эхо-сигналы от сильного снегопада или, ливня, грозových и дождевых туч засвечивают экран и среди этих пятен достаточно тяжелой задачей становится обнаружение истинной цели. Для того, чтобы отличить осадки от объекта, следует вести тщательное наблюдение за изменением формы эхо-сигнала, так как такие сигналы имеют мелкие очертания с непостоянной формой, обладая собственным движением. Работа РЛС в режиме истинного движения поможет наблюдать движение облаков, что также во многих случаях поможет опознать объект среди ливневых образований.

При песчаных бурях дальность радиолокационного обнаружения также может сокращаться в зависимости от количества твердых частиц в воздухе. Этот эффект более выражен, чем при тумане, при одинаковой визуальной видимости на той же дальности [4]. Для снижения влияния данного фактора рекомендуется применять те же технологии, что и для борьбы с воздействием помехами, полученным при условиях тумана. Обычно использование специальных алгоритмов обработки данных, которые позволяют учитывать искажения сигнала, вызванные осадками, оказывается достаточным, но в частных случаях требуются дополнительные меры, применение которых заранее должно быть учтено при проектировании РЛС.

Таким образом, наиболее существенное влияние на работу радиолокационной станции оказывают осадки в виде дождя и тумана, а также песчаные бури. Учитывая степень воздействия данных факторов, при проектировании РЛС возможно использование определенных технологий, снижающих данное воздействие.

Список литературы

1. Филатова С. Г. Радиолокационные системы: учебное пособие / С. Г. Филатова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2018. – 119 с.
2. Лозовский И. Ф. Теория и техника радиолокации: учебное пособие / И. Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2022. – 216 с.
3. Радиотехнические системы: учебник для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.; под ред. Ю. М. Казаринова. – Москва: Высшая школа, 1990. – 496 с.
4. Виноградов В. Н. Памятка судоводителю по использованию судовой РЛС и САРП для расхождения с судами: учебное пособие. – Измаил. – 2006. – 76 с.

МЕТОДЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ РАДИОЛОКАЦИОННЫМИ СТАНЦИЯМИ

К.С. Алилекова, студент

Сибирский государственный университет науки и технологий имени
академика М. Ф. Решетнева Российская Федерация, 660037, г. Красноярск,
просп. им. газ. «Красноярский рабочий», 31

E-mail: ksenijalilekova@mail.ru

В данной статье рассматриваются методы обнаружения воздушных объектов радиолокационной станцией. Приводится классификация методов радиолокационного распознавания.

Ключевые слова: радиолокационные системы (РЛС), радиолокационное распознавание, цель, воздушные объекты (ВО).

Использование радиолокационных систем (РЛС) для обнаружения и идентификации объектов в различных условиях является важным и актуальным направлением развития технологий. РЛС применяются во многих отраслях, таких как военное дело, авиация, морская навигация, геодезия и картография, метеорология и других.

Радиолокационные системы – это класс радиотехнических систем, в которых с помощью радиосигналов извлекают информацию об окружающих объектах [1]. Действие РЛС основано на явлении рассеяния радиоволн, распространение которых происходит во всех направлениях, включая направление обратно к радиолокационной станции. Таким образом, осуществляется обнаружение сигналов, поступающих от различных объектов, и применяется обработка данных для распознавания типа данных объектов.

В зависимости от характера излучения приемника и передатчика сигналов, могут применены методы пассивной или активной радиолокации. Первый тип основывается на приеме собственного излучения объекта (пассивный ответ), к нему

относится, например, радиотеплокация или радиоизлучение бортовых источников сигналов (высотомер, радиосвязь, бортовой радиолокатор). Второй тип определяется так называемой вторичной обработкой, то есть информацией, полученной от отраженной волны (активный ответ).

Рассматривая распознавание воздушных объектов (ВО) в зависимости от того, какой именно используется вид радиолокационной информации, принято различать несколько методов: по тактическим признакам, по типу радиоизлучения воздушных объектов, по признакам траектории, сигнальным и комплексным признакам [2].

В качестве тактических признаков используются следующие параметры: тактическая дальность; курс цели относительно линии боевого соприкосновения (ЛБС); курсовой параметр цели относительно разведанных аэродромов противника и стартовых площадок ракет; курсовой параметр цели относительно стыка зон обнаружения [3]. Тактические признаки направлены на решение задач противовоздушной обороны (ПВО), установление типов активных помех (шумовые/импульсные), вероятности маршрутов полета воздушного объекта и т.д.

Радиоизлучение ВО включает в себя излучение РЛС управления оружием, РЛС обеспечения безопасности полетов, станций помех и др. В связи с особенностью формы помехи, является возможным распознавание по помеховым излучениям, так как устройства постановки помех имеют определенные виды генераторов и усилительных приборов.

В основе траекторных признаков распознавания ВО лежит критерий Неймана-Пирсона, в соответствии с которым порог принятия решений устанавливается таким образом, чтобы получалось заданное значение вероятности ложной тревоги (обнаружение сигнала цели при его отсутствии). К признакам траектории относятся параметры высоты, скорости и курса полета ВО, энергетические составляющие высоты и скорости изменения высоты, а также особенности характеристик движения ВО.

Сигнальные признаки распознавания воздушных объектов – это эффективная площадь рассеяния, количественно равная площади непоглощающей и равномерно во всех направлениях рассеивающей электромагнитные волны поверхности [4]; импульсная характеристика ВО и его передаточная функция, полученная преобразованием Фурье; собственные резонансы летательного аппарата;

поляризационные характеристики отраженных сигналов; характеристики модуляции; двумерные радиолокационные изображения и т.д.

В случае использования нескольких признаков в целях распознавания ВО одновременно говорят о применении комплексных признаков. Комплексный метод является наиболее актуальным в современной радиолокации в связи с тем, что действие РЛС направлено на решение большого количества задач, следовательно, требуется обработка нескольких типов данных, которую может обеспечить использование нескольких признаков распознавания ВО.

Для наиболее качественного принятия решения об использовании того или иного признака необходимо выполнение операции моделирования. При помощи моделирования можно оценить результаты распознавания того или иного типа классов воздушных объектов. В работе [5] изложены результаты проведения таких работ. Наиболее информативным являются сигнальные признаки, в связи с чем их применение особенно распространено в радиолокационных задачах.

Список литературы

1. Лозовский И. Ф. Теория и техника радиолокации: учебное пособие / И. Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2022. – 216 с.
2. В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин и др. Радиолокационные системы / Под общей ред. В. П. Бердышева. – Красноярск: Изд-во СФУ. – 2011. – 400 с.
3. В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, В. Н. Тяпкин и др. Основы построения РЛС РТВ / Под общей ред. В. Н. Тяпкина. – Красноярск: Изд-во СФУ. – 2011. – 536 с.
4. Филатова С. Г. Радиотехнические системы: учебное пособие/ С. Г. Филатова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2018. – 119 с.
5. П. Бердышев, О. Н. Помазуев, А. Н. Савельев и др. Распознавание классов и типов воздушных объектов по двумерным радиолокационным изображениям в обзорной РЛС // Engineering & Technologies. - 2019. - №12(1). - С. 18-29.

МОНОЛИТНЫЙ ФИЛЬТР НА ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ С РАСЩЕПЛЕННЫМ ПРОВОДНИКОМ

А.О. Афонин^{1,2}, н.с., к.т.н., **А.В. Угрюмов**^{1,2}, н.с., к.т.н.,
И.В. Подшивалов³, аспирант, **Д.К. Огородников**³, аспирант.

¹Институт физики им. Л.В. Киренского, г. Красноярск, Россия

²АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, Россия

³Сибирский федеральный университет, г. Красноярск, Россия

E-mail: afoninao@iph.krasn.ru

Полосно-пропускающие фильтры (ППФ) являются важнейшими элементами систем связи, радионавигации, радиолокации, измерительной и специальной радиоаппаратуры. Они зачастую определяют массогабаритные и электрические характеристики итогового изделия, и, что немаловажно, его конечную стоимость. В этой связи актуальной является задача разработки новых миниатюрных конструкций фильтров, обладающих высокими частотно-селективными свойствами, технологичностью и низкой стоимостью при массовом производстве. Для ее решения в настоящее время активно исследуются различные конструкции фильтров на полосковых многопроводниковых резонаторах [1]. Такие резонаторы являются миниатюрными и при этом обладают сравнительно высокой собственной добротностью. Для реализации таких конструкций широко используется технология создания многослойных интегральных схем СВЧ на основе керамики с низкой температурой отжига (*LTCC*) [2]. В случае же массового производства СВЧ-устройств, особенно хорошо себя зарекомендовала технология многослойных печатных плат (*PCB*-технология) [3].

В *PCB*-технологии диэлектрические слои соединяются между собой специальным материалом – препрегом, влияние характеристик которого может существенно сказываться на характеристиках конечных устройств, особенно, на частотах выше 5 ГГц. В настоящей работе описана конструкция монолитного полоскового фильтра, созданного по *PCB*-технологии, у которого конфигурация проводников резонаторов позволила практически исключить влияние препрега на его характеристики, даже в сантиметровом диапазоне длин волн.

На рис. 1 приведена 3D-модель (в разрезе) разработанной конструкции монолитного полоскового фильтра пятого порядка. Фильтр состоит из двух диэлектрических слоев, разделенных слоем препрега. Топология проводников расположена на верхнем слое нижнего диэлектрика (зеленым цветом) и на нижнем слое верхнего (оранжевым цветом). Внешняя металлизация диэлектрических пластин играет роль экрана фильтра. Как видно из рисунка, резонатор фильтра состоит из двух расщепленных препрегом проводников, закороченных на экран концами с одной стороны. При этом верхний проводник резонатора имеет разрез. Такая конфигурация резонатора, во-первых, позволила нивелировать влияние характеристик препрега на собственные свойства резонатора, т.к. на частоте четвертьволнового резонанса разность потенциалов между противоположными точками на верхнем и нижнем проводнике равна нулю. Во-вторых, добавление поперечной щели на верхнем проводнике позволило сдвинуть вверх частоты паразитного резонанса, что привело к расширению высокочастотной полосы заграждения.

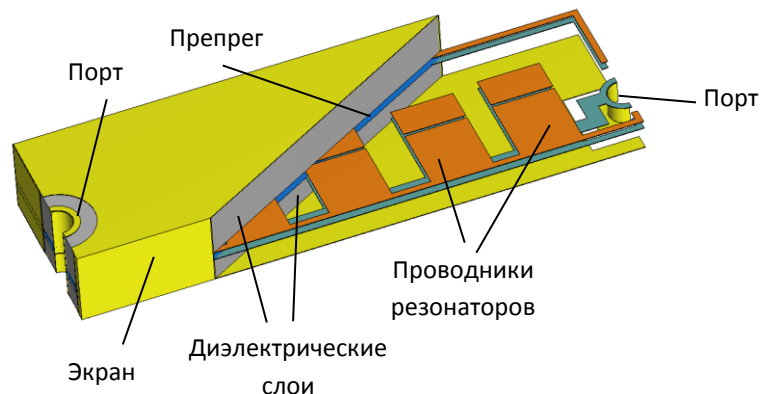


Рис. 1. 3D-модель спроектированного фильтра

В пакете программ *CST Studio Suite* был спроектирован фильтр пятого порядка по заданным параметрам: центральная частота полосы пропускания $f_0 = 9.43$ ГГц с относительной шириной полосы пропускания (по уровню -3 дБ) $\Delta f/f_0 = 6.0\%$. Уровень обратных потерь не выше -20 дБ. Настройка фильтров осуществлялась подбором длины проводников, зазоров между ними и величины кондуктивной связи резонаторов с портами. По результатам моделирования были получены следующие параметры модели: длина проводников резонаторов составила $l_{1,5} = 3.83$ мм, $l_{2,4} = 3.71$ мм и $l_3 = 3.69$ мм, ширина всех резонаторов $w = 2$ мм, ширина щелей 0.1 мм. Вход и выход фильтра подключены кондуктивно к портам с волновым

сопротивлением 50Ω . В качестве материала диэлектрических слоев был выбран RO4350 ($\epsilon_R = 3.66$, $\text{tg}\delta_R = 0.0037$) толщинами 0.762 мм для нижнего слоя и 1.524 мм для верхнего. Препрег из материала RO4450F ($\epsilon_R = 3.52$ и $\text{tg}\delta_R = 0.0041$) имел толщину 0.102 мм. Размеры фильтра составили $18.0 \times 5.4 \times 2.1$ мм, а масса устройства всего 0.5 г.

По результатам моделирования была изготовлена партия фильтров из 400 штук на единой многослойной печатной плате (МПП). Фотография одного из опытных образцов вместе с его частотными характеристиками приведена на рис. 2. Пунктирной линией показан результат моделирования, сплошными – результат измерений. Видно, что имеется хорошее согласие между результатами моделирования и экспериментом. Измеренная центральная частота полосы пропускания составила $f_0 = 9.45$ ГГц, а ее относительная ширина (по уровню -3 дБ) $\Delta f/f_0 = 5.7\%$. Минимальные вносимые потери в полосе пропускания фильтра составили 4.3 дБ, а уровень отражений в полосе пропускания не превышает -20 дБ. Стоит отметить высокую повторяемость характеристик у устройств со всей МПП.

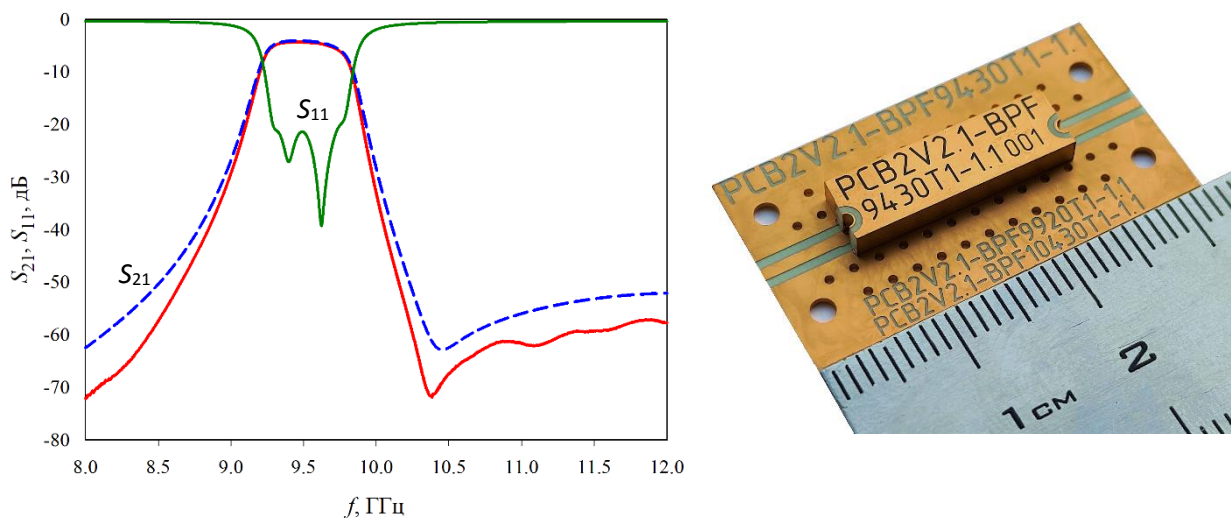


Рис. 2. АЧХ фильтра (пунктирная линия – результат моделирования, сплошные линии – результат измерений) и фотография образца на измерительном полигоне

Таким образом, разработана монолитная конструкция миниатюрного ППФ сантиметрового диапазона длин волн, предназначенная для серийного производства по *PCB*-технологии. Фильтры имеют низкую себестоимость при массовом производстве, а также высокую повторяемость характеристик, что доказывает

перспективность использования разработанной конструкции в радиотехнических системах.

Работа выполнена в рамках Соглашения №470 от 30.08.22 между ИФ СО РАН, Краевым фондом науки и АО «НПП «Радиосвязь», по конкурсу научно-технических и инновационных проектов в интересах первого климатического научно-образовательного центра «Енисейская Сибирь».

Список литературы

1. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Leksikov An.A. Multilayered Multiconductor Stripline Resonator and its Application to Bandpass Filter with Wide Stopband // Microwave and Optical Technology Letters, 59 (9), 2212 (2017).
2. Kholodnyak D., Kolmakov Ya. A., Vendik I., Trabert J.F., Mueller J., Drue K.-H., Hein M. Bandpass Filters for Ka-Band Satellite Communication Applications Based on LTCC // Proc. 38th European Microwave Conf. (Amsterdam, 2008), p. 211.
3. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Galeev R.G. A Monolithic Miniature Multi-Conductor Strip-Resonator Bandpass Filter // Technical Physics Letters, 47 (9), 645 (2021).

ВЛИЯНИЕ ПОЛИТОНАЛЬНОЙ ПОМЕХИ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ БЕСПороГОВОГО ПОИСКА ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Е. В. Кузьмин, доцент каф. «Радиотехника», канд. техн. наук, доцент,

Институт инженерной физики и радиоэлектроники

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», (г. Красноярск)

e-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru

Ф. Г. Зограф, доцент каф. «Приборостроение и наноэлектроника», канд. техн.

наук, доцент, Институт инженерной физики и радиоэлектроники

ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», (г. Красноярск)

e-mail: fzograf@sfu-kras.ru

Радиопомехи различного вида способны дестабилизировать работу многих радиоэлектронных систем (РЭС), в частности – информационно-измерительных

РЭС, функционирующих в условиях ансамбля слабых шумоподобных сигналов (ШПС), порождаемых псевдослучайными последовательностями (ПСП) [1–4]. Одним из возможных вариантов помеховых воздействий является политональная помеха (ПП), образуемая суперпозицией отдельных гармоник, частоты которых локализируются в спектральной полосе полезного ШПС [1–4]. Недавно проведённые исследования по детальному изучению влияния однотональной гармонической помехи на эффективность поиска ШПС показали существенный разброс (единицы, десятки децибел и более) в допустимом уровне $Q_{\text{пс}}$ превышения такой помехи над ШПС в зависимости от её частотного положения [4]. Аналогичные исследования при тех же условиях для случая воздействия ПП отсутствуют.

Цель работы: статистическое исследование влияния политональной помехи различного состава и интенсивности на процедуру поиска ШПС по задержке.

Результаты исследования влияния ПП представлены в виде зависимостей вероятностей P правильного выполнения поиска фазоманипулированного ШПС по задержке от отношения мощностей «ПП/ШПС» $q_{\text{пс}}$ (рис. 1), а также и в виде столбчатых диаграмм допустимых отношений «ПП/ШПС» $Q_{\text{пс}}$ (рис. 2), зафиксированных при однотональной помехе и при N гармониках ПП с одинаковыми интенсивностями для случаев равных требований к качеству поиска ($P = 0.9$). Рассмотрены два сценария частотного положения ПП – фиксированные и случайные частоты, представленные на рис. 1 группами зависимостей 1 и 2 соответственно. В каждой группе по пять линий, соответствующих $N = 1..5$. Задержки ШПС, реализации шума, а также начальные фазы гармонических компонентов ПП – случайные в каждом из 200000 испытаний. Энергопотенциал 45 дБГц. Обработка аддитивной смеси ШПС, шума и ПП производилась за время длительности периода ПСП длины 1023 и реализовывалась аналогично [4].

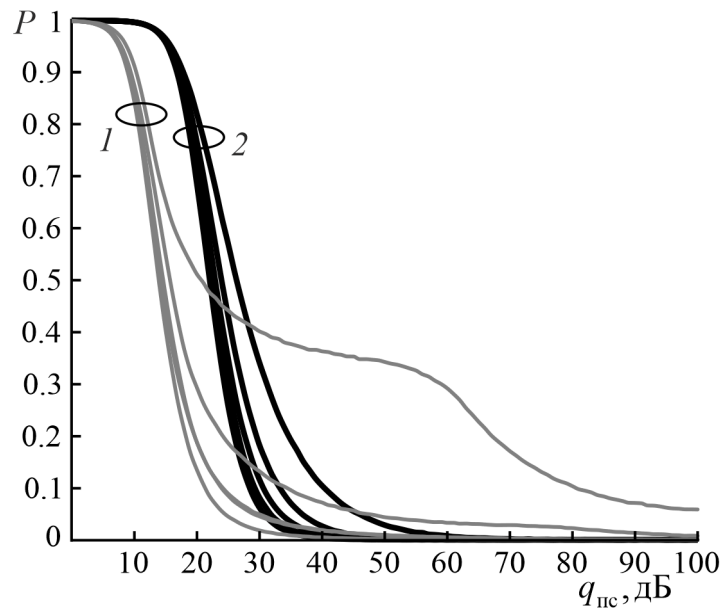


Рис. 1. Семейство зависимостей вероятностей правильного выполнения поиска ШПС от отношения «ПП/ШПС» (1 – фиксированные частоты ПП; 2 – случайные)

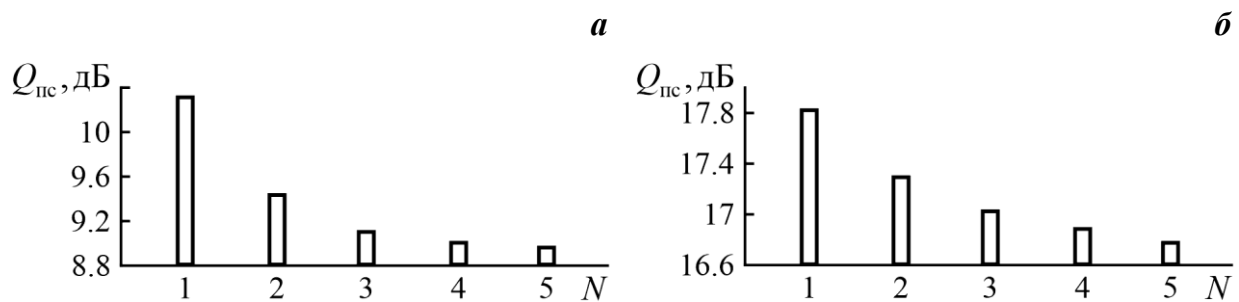


Рис. 2. Столбчатые диаграммы допустимого отношения «ПП/ШПС» при N гармониках помехи для $P = 0.9$ (а – фиксированные частоты ПП; б – случайные)

Выводы. Как видно из результатов статистического моделирования, представленных на рис. 1 и рис. 2, политональная помеха оказывает дополнительное негативное воздействие на качество поиска ШПС в сравнении со случаями присутствия однотоновой помехи. Сказанное справедливо для обоих рассмотренных сценариев частотного положения ПП и количественно характеризуется снижением допустимого отношения «ПП/ШПС» от 0.5 дБ при $N = 2$ до 1 дБ при $N = 5$ (фиксированные частоты), а также от 0.9 дБ при $N = 2$ до 1.4 дБ при $N = 5$ (случайные частоты). Взаимное расположение зависимостей, полученных в разных сценариях, во многом объясняется результатами [5].

Таким образом, дополнительно к [4] установлено, что возникающие ухудшения, обусловленные присутствием ПП, при невысоких требованиях к вероятности правильного поиска ($P = 0.9$) оказываются в пределах до 2 дБ (при $N = 5$ и менее).

Список литературы

1. Смирнов Н.И. Помехоустойчивость асинхронных систем передачи с шумоподобными сигналами при действии узкополосных помех / Н.И. Смирнов, С.Ф. Горгадзе // Радиотехника. – 1993. – № 7. – С. 27–36.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
3. Авдеев В.А. Обнаружение помех в частотных диапазонах космических навигационных систем / В.А. Авдеев, А.С. Кошкарлов, Е.В. Коннов // Журнал радиоэлектроники. – 2015. – № 10. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct15/12/text.pdf> (дата обращения: 07.09.2023).
4. Кузьмин Е.В. Влияние гармонической помехи на эффективность процедуры беспорогового поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания с переходом в частотную область определения / Е.В. Кузьмин, Ф.Г. Зограф // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67. – № 8. – С. 774–781.
5. Кузьмин Е.В. Анализ частотных характеристик процедур квадратурной корреляционной обработки комплексных сигналов / Е.В. Кузьмин // Цифровая обработка сигналов. – 2020. – № 4. – С. 13–20.

ПРИМЕНЕНИЕ ПРИНЦИПОВ РАДИОФОТОНИКИ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Е.В. Богатырев – кандидат технических наук, доцент, заместитель генерального директора по научно-техническому развитию АО «НПП «Радиосвязь», г.

Красноярск, E-mail: info@krtz.su

Р.Г. Галеев – доктор технических наук, профессор, генеральный директор АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, E-mail: info@krtz.su

К.А. Игнатков – кандидат технических наук, заместитель директора по науке, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г.

Екатеринбург, E-mail: k.a.ignatkov@urfu.ru

А.С. Лучинин – кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург,

E-mail: r303las@mail.ru

В.Я. Носков – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: v.y.noskov@urfu.ru

В последние десятилетия принципы построения РЛС с использованием радиофотонных технологий развиваются в ведущих зарубежных странах бурными темпами. Благодаря возрастанию функциональных возможностей, эксплуатационных характеристик, снижению габаритных размеров, массы и потребляемой мощности, а также стоимости радиофотонных компонентов их область применения в РЛС быстро расширяется. Новые разработки на базе радиофотоники используются как в радиоэлектронных комплексах систем вооружения, так и в гражданском секторе экономики. В настоящее время принципы радиофотоники широко используются в РЛС, причем не только для дистанционной передачи и приема радиосигналов, но также в устройствах формирования и обработки радиолокационных радиосигналов, например, в перспективных системах ближней радиолокации (СБРЛ), в том числе «СВЧ фотонных ММО-радаров малой дальности действия» [1, 2].

Наши успехи в данной области при практическом отсутствии отечественной элементной базы недавно были отмечены созданием первой радиофотонной фазированной антенной решетки (АФАР) [3]. Это достижение можно считать

прорывным, хотя вопрос насколько успешно в наших реалиях эта АФАР может быть освоена серийным производством остается открытым.

Настоящий доклад посвящен описанию принципа действия устройства нового типа, предназначенного для СБРЛ, так называемого радиофотонного автодина (РФА) [4, 5], выполненного на основе радиофотонного генератора (РФГ).

На рисунке 1а представлена структурная схема РФА, которая включает в себя оптическую, электронную и радиоволновую части. В состав оптической части входит полупроводниковый лазер, электрооптический модулятор интенсивности излучения Маха-Цендера (ММЦ), волоконно-оптическая линия задержки (ВОЛЗ) радиосигналов и фотодетекторный (ФД) модуль.

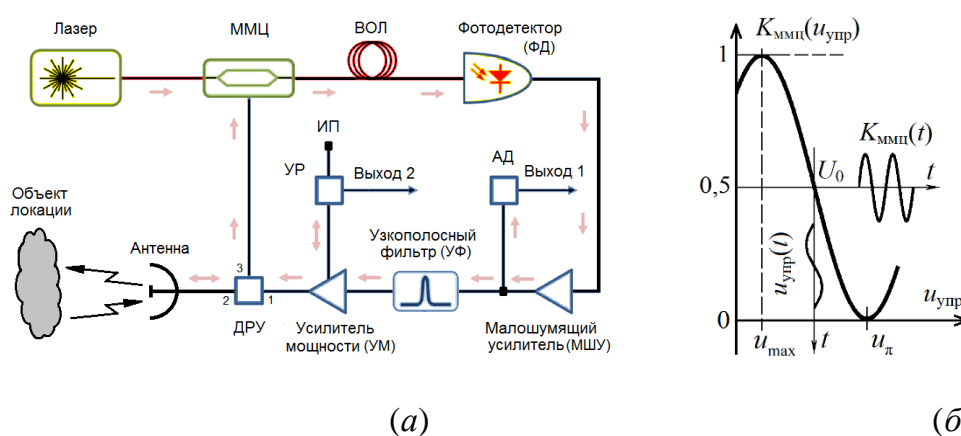


Рис. 1. Структурная схема (а) радиофотонного автодина и характеристика (б) $K_{\text{ммц}}(u_{\text{упр}})$ модулятора Маха-Цендера

В состав электронной части РФА входят: малошумящий усилитель (МШУ), узкополосный полосно-пропускающий фильтр (УФ), усилитель мощности (УМ) и делительно-развязывающее устройство (ДРУ), а также устройства регистрации (УР) автодинного сигнала по изменению тока в цепи питания УМ и по изменению амплитуды колебаний посредством амплитудного детектора (АД), подключенного к выходу МШУ. Радиоволновая часть автодинной системы представлена пространством между антенной и объектом локации.

Модулятор Маха-Цендера, предназначенный для амплитудной модуляции поступающего от лазерного модуля излучения, имеет зависимость коэффициента $K_{\text{ммц}}(u_{\text{упр}})$ передачи от управляющего напряжения, приведенную на рис. 1б. Положение рабочей точки в середине ската характеристики модулятора достигается подачей напряжения смещения U_0 на управляющий вход $U_0 = (u_{\pi} - u_{\text{max}}) / 2$.

По своей сути замкнутая цепь с выхода ММЦ до его входа управления, включающая в себя ВОЛЗ, фотодетекторный модуль, МШУ, узкополосный фильтр, усилитель мощности и ДРУ, представляет собой кольцевую схему автогенератора с запаздывающей обратной связью. При условии, что модуль контурного коэффициента передачи этого кольца в режиме малых колебаний больше единицы, в рассматриваемой схеме возникают нарастающие автоколебания.

Сравнение шумовых характеристик РФГ и генераторов КВЧ и СВЧ диапазонов на полупроводниковых приборах показывает, что РФГ обеспечивают преимущество примерно на 40 дБ. Поскольку предельный потенциал автодинов определяется как отношение его выходной мощности к мощности собственных шумов генератора, то применение РФГ вместо известных генераторов обеспечивает увеличение предельной дальности действия автодина при прочих равных условиях на порядок. Улучшение данных параметров автодина позволит значительно расширить область их применения, например, в создании на их основе систем обнаружения объектов с малой ЭПР, таких как беспилотных летающих аппаратов, для защиты от которых применение обычных (дальних) РЛС малоэффективно.

Библиографический список

1. Pan S. and Zhang Y. Microwave Photonic Radars // *IEEE Journal of Lightwave Technology*. 2020. V. 38. № 19. P. 5450–5484.
2. Berland F., Fromenteze T., Boudescoque D., et al. Microwave Photonic MIMO Radar for Short-Range 3D Imaging // *IEEE Access*. 2020. V. 8. P. 107326–107334.
3. Зайцев Д.Ф., Андреев В.М., Биленко И.А. и др. Первая радиофотонная фазированная антенная решетка // *Радиотехника*. 2021. Т. 85. № 4. С. 153–164. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202104-17>
4. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Автодинный приёмопередатчик для систем ближней радиолокации. Патент RU2779887C1 опублик. 14.09.2022, бюл. 26.
5. Носков В.Я., Богатырев Е.В., Галеев Р.Г., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д. Принцип действия автодинного оптоэлектронного приемопередатчика для систем ближней радиолокации. *Ural Radio Engin. Journal*. 2022. Т. 6. № 3. С. 269–295.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ВЫРАБОТКИ КУРСОВОЙ ИНФОРМАЦИИ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ И НАВИГАЦИИ

Д.Х. Мухаметзянов, А.П. Колеватов, А.А. Широков,

А.А. Порсев, Д.А. Корчагин,

ПАО «ПНППК» (г. Пермь)

E-mail: damirmuhamet@gmail.com, kolevatov@pnppk.ru, shirokov@pnppk.ru,
porsev@pnppk.ru, KorchaginDA@pnppk.ru

Несмотря на значительный прогресс в развитии бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС), в настоящее время широкое применение получают системы, использующие внешнюю измерительную информацию. Выполнение комплексной обработки информации позволяет преодолеть некоторые недостатки, присущие БИНС: длительное время выставки, накопление ошибки определения параметров объекта с течением времени и др. [1], [2].

Важной задачей для разработчиков БИНС на сегодняшний день является расширение области применения автономных систем навигации до высоких широт (85°). Сложность эксплуатации БИНС в указанном широтном диапазоне заключается в увеличении ошибки гирокомпасирования с увеличением широты места по секансной зависимости. Данный фактор вносит ограничение на применение БИНС в высоких широтах, для преодоления которого необходимо использовать внешнюю угломерную информацию. В качестве источников такой информации могут служить:

- Многоантенная угломерная аппаратура спутниковой навигации (АСН);
- Астродатчик и астроинерциальная навигационная система;
- Геодезические методы определения углов ориентации с помощью специализированных оптических устройств (тахеометр, теодолит, квадрант).

Каждый из представленных источников угловой информации имеет свои недостатки, например, угломерная АСН существенно подвержена внешним помехам, применение астродатчиков требует благоприятной метеобстановки, а использование геодезических методов предполагает проведение предварительных

работ по определению координат опорных точек и умение оператора работать со специальным оборудованием.

Угломерные АСН используют интерферометрический метод определения угловых характеристик, суть которого состоит в измерении разности хода сигналов, принятых на две и более антенны. Следует отметить, что в условиях северных широт количество наблюдаемых навигационных спутников близко к минимальному, из-за чего может снижаться качество угломерного решения АСН в особенности при относительно малом расстоянии между антеннами. В этом случае предлагается установить разнесенные радиомаяки (РМ) на точках с заранее известными координатами, генерирующие псевдокод, и используя интерферометрический метод определять ориентацию объекта. Следует отметить, что для реализации подобного рода системы необходимо иметь точные часы.

Данная работа разделена на две части. Первая посвящена оценке угломерного канала трехантенной АСН МРК-101РЕ-232 производства АО «НПП «Радиосвязь». Вторая часть посвящена испытаниям макетного образца, использующего разнесенные РМ.

Для исследуемой АСН проводились испытания на неподвижном основании в различных условиях радиовидимости, а также в условиях подвижного объекта (катера): движение по прямой траектории, движение в условиях маневрирования.

Расчетная погрешность угломерных измерений АСН в соответствии с расположением спутниковых антенн (см. рисунок 1) на корпусе катера составила: курс $\pm 0.21^\circ$, тангаж $\pm 0.24^\circ$ и крен $\pm 0.13^\circ$ (3σ). В качестве эталонного оборудования использовалась БИНС собственной разработки ПАО «ПНППК» с точностью гироскопирования $\pm 0.15^\circ(3\sigma)$, точность горизонтальных углов (тангаж, крен) $\pm 0.08^\circ(3\sigma)$ и удержанием угла курса в движении $\pm 0.02^\circ/\text{ч}$.

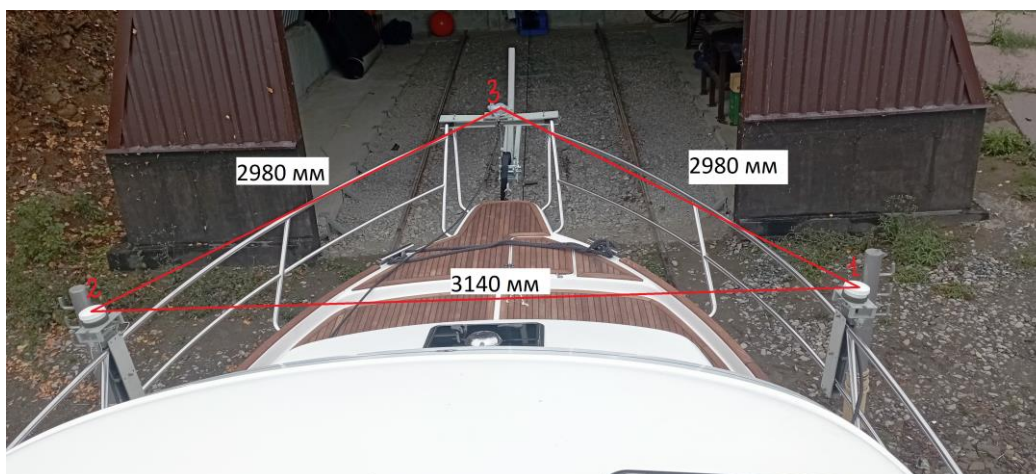


Рисунок 1 – Расположение спутниковых антенн на корпусе катера

Очевидно, что углы крена и тангажа от угломерной АСН не имеют практического применения для комплексирования БИНС. Целесообразным является введение в АСН в качестве обратной связи информации по углам тангажа и крена от БИНС, что позволит снизить выбросы курсовой информации при работе АСН в неблагоприятных радионавигационных условиях. Курсовые измерения АСН, особенно во время движения, подвержены внешним помехам и поэтому фактическая погрешность оказывается значительно выше расчетной. Для комплексирования данной угломерной АСН с БИНС высокой точности требуются дополнительные критерии достоверности, а также применение соответствующих способов фильтрации. В данной работе в случае выполнения начальной выставки по курсовым измерениям АСН предлагается использовать адаптивный фильтр [4], а при комплексировании во время движения осуществлять отбраковку по разности курса БИНС и курса АСН, а также по величине производной угла курса БИНС.

Вторая часть работы посвящена испытаниям макетного образца, состоящего из двух РМ и двухантенного приемника азимутальных определений. В качестве эталонного оборудования также, как и в первой части работы, использовалась БИНС собственной разработки ПАО «ПНППК». Испытания проводились на неэксплуатируемой взлетно-посадочной полосе (ВПП). Координаты пунктов установки РМ определялись с помощью специального геодезического оборудования, расстояние между РМ составило 115м. Антенны приемника устанавливались на крыше автомобиля (длина базы 1.1м). На рисунке 2 представлена схема расстановки РМ с привязкой к местности.

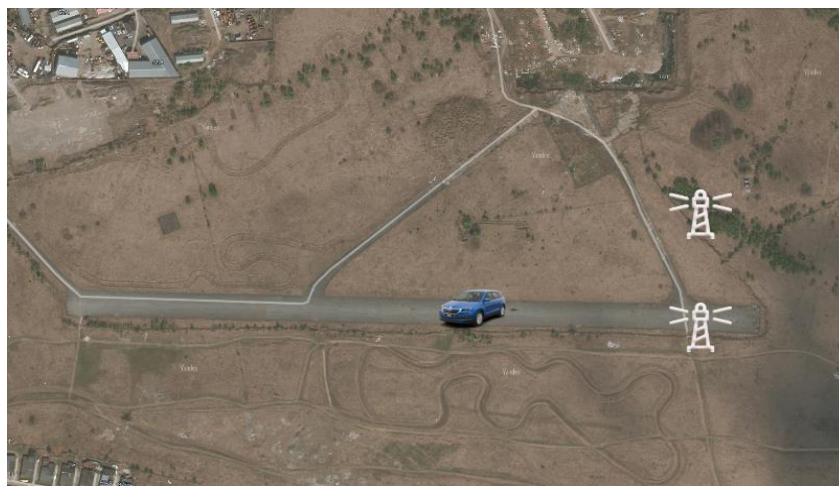


Рисунок 2 – Схема расстановки РМ с привязкой к местности

Суть испытаний заключалась в следующем. Автомобиль двигался вдоль ВПП с 10 секундными остановками, во время которых определялся азимут радиотехническим способом (в формате постобработки) и сравнивался со значением, измеренным БИНС. По результатам испытаний среднее квадратическое отклонение измерения азимута составило 0.11° . В настоящее время ведутся работы по совершенствованию макетного образца.

Применение многоантенных приемников для комплексирования БИНС в области высоких широт позволяет значительно снизить ошибку определения начального угла курса. Однако, их применение требует дополнительных решений, таких как введение обратных связей, применение различных способов отбраковки и фильтрации данных. Использование разнесенных РМ предполагает повышение точности выполнения начальной выставки БИНС, относительно первого способа, при этом не требует специальных навыков оператора работы с оборудованием.

Список литературы

1. *Борсоев В.А., Гребенников А.В., Десятов А.С.* Комплексирование угломерной спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС/GPS с ИНС на воздушных судах // Научный вестник МГТУ ГА.- 2009.- N 1 (139). С. 91-95.
2. *Емельянцеv Г.И., Степанов А.П.* Интегрированные инерциально-спутниковые системы ориентации и навигации. Санкт Петербург. 2016. 394с.
3. *Алешечкин А.М.* Определение угловой ориентации объектов по приращениям фазовых сдвигов сигналов космических аппаратов спутниковой

радионавигационной системы // Актуальные проблемы авиации и космонавтики. - 2015. Т. 1. С. 679-681.

4. Salychev O. Verified approaches to inertial navigation// The Bauman Moscow State Technical University: Moscow Russia – 2017. P. 213-218.

**ФИЛЬТРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ
АВТОМОБИЛЯ В ГОРОДЕ ПО СИГНАЛАМ ГНСС И
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫМ СИГНАЛАМ ЛОКАЛЬНОЙ
НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

В.Б. Пудловский, к.т.н.

ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений», Московская область, г. Солнечногорск,
р.п.Менделеево,
Россия, E-mail: pudlovskiy@vniiftri.ru, 8 (495) 526-63-79

А.П. Малышев

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва,
Россия,
E-mail: malyshevap99@gmail.com;

А.А. Чугунов

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва,
Россия,
E-mail: iamchugunov@gmail.com;

С.А. Серов

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва,
Россия, E-mail: srv.28@yandex.ru;

С.В. Черных

ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва,
Россия,
E-mail: ChernykhSVI@mpei.ru;

Существующие методы абсолютного и относительного позиционирования высокоавтоматизированных транспортных средствах (ВАТС), основанные только на сигналах ГНСС, не обеспечивают требуемой для ВАТС надежности и точности. Среди основных факторов, оказывающих существенное влияние на распространение сигналов ГНСС и возможность их устойчивого и правильного приема в городских условиях, следует выделить многолучевость, ослабление или блокирование сигналов

ГНСС, а также помехи от широкого класса сигналов в полосе частот ГНСС. Поэтому подавляющее большинство навигационных комплексов ВАТС основано на интеграции различных навигационных средств для повышения надежности.

Для повышения достоверности координатно-временных и навигационных определений (КВНО) для ВАТС предлагается использовать локальную навигационную систему (ЛНС) использующую сверхширокополосные (СШП) сигналы. Известно, что СШП ЛНС обеспечивают погрешность определения координат объектов менее 1 м с вероятностью 0,95.

Целью проведенных исследований стало определение возможности снижения погрешности КВНО для автомобиля в городских условиях за счет приема СШП сигналов ЛНС и сохранение требуемой погрешности КВНО при недостаточном количестве наблюдаемых навигационных спутников ГЛОНАСС.

В докладе представлены результаты совместной обработки измерений по СШП сигналам и сигналам ГНСС ГЛОНАСС для оценки КВНО в сложных городских условиях. Разработан фильтрационный алгоритм оценки координат потребителя в единой шкале времени с учетом непостоянного периода измерений от СШП ЛНС. Проведено экспериментальное определение эффективности использования ЛНС для поддержки высокоточного позиционирования объектов в городе по сигналам ГЛОНАСС. По результатам обработки экспериментальных данных получено, что погрешность оценки координат автомобиля с помощью предложенного алгоритма не превысила 1,5 м в плане. Для работы фильтрационного алгоритма в режиме времени близкому к реальному масштабу, предложен вариант модернизации ведущего приемопередатчика ЛНС и объединение навигационного приемника ГНСС и приемопередатчика ЛНС на борту объекта в единое устройство.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ В РЛС УВД НА ОСНОВЕ СОВРЕМЕННЫХ МОДУЛЕЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В.В. Родионов, гл. специалист, д.т.н., профессор,

E-mail: rodionov_vv74@mail.ru

А.Ю. Светлов, нач. конструкторского центра, к.т.н.,

E-mail: aysv@mail.ru

АО Челябинский радиозавод «Полет», г. Челябинск

Для обзорных РЛС характерна работа в условиях пассивных помех, вызванных отражениями от местных предметов, метеообразований, подстилающей поверхности.

Увеличение дальности действия РЛС, при ограниченной пиковой мощности передатчика, делает необходимым применение сложных сигналов большой длительности. Поэтому первым этапом обработки является сжатие принимаемых сигналов. При сжатии сложных сигналов, помимо основного максимума сжатого сигнала появляются локальные дополнительные максимумы, которые носят название боковых лепестков сжатого сигнала. Это приводит к тому, что существенное влияние на помехоустойчивость в условиях пассивных помех начинает оказывать уровень боковых лепестков сжатого сигнала.

Встает задача выбора такого зондирующего сигнала и алгоритма его обработки, при котором будут гарантированы заданный малый уровень боковых лепестков сжатого сигнала, а также малые потери в отношении сигнал/шум за счет несогласованной обработки.

Задача уменьшения уровня боковых лепестков сжатого сигнала поставлена давно и предложены различные способы ее решения. Условно эти способы можно классифицировать следующим образом:

1. Применение весовой обработки во временной или частотной области.
2. Выбор закона модуляции сигнала для достижения малого уровня боковых лепестков.
3. Амплитудно-частотная коррекция принимаемого сигнала.

Проанализированы перечисленные методы уменьшения уровня боковых лепестков сжатого сигнала и предложен метод формирования и обработки сложных

сигналов с нелинейной фазовой модуляцией, обеспечивающий малый уровень боковых лепестков и малые потери в отношении сигнал/шум по сравнению с согласованной обработкой. На этот метод получен патент Российской Федерации.

Для уменьшения уровня боковых лепестков сжатого сигнала применена амплитудно-частотная коррекция принимаемого сигнала. Суть ее заключается в том, чтобы пропустить принимаемый сигнал через такой фильтр, чтобы выходной сигнал не имел фазовой модуляции, а его амплитудно-частотный спектр совпадал с заданной функцией частотного окна, вид которого гарантирует заданный уровень боковых лепестков.

Следующим этапом обработки принимаемого сигнала является межпериодная обработка, целью которой является выделение сигналов от точечных движущихся целей на фоне пассивных помех.

Методы синтеза оптимальных алгоритмов обнаружения движущихся точечных целей на фоне пассивных гауссовских помех хорошо описаны в литературе.

В когерентных РЛС отраженный от цели сигнал, во многих случаях, может быть представлен медленно флуктуирующим гауссовским процессом (модель квазидетерминированного сигнала).

При синтезе алгоритма обнаружения в рамках этой модели предполагается известной доплеровская частота отраженного сигнала. При этом алгоритм, синтезированный при полной априорной информации, как о сигналах, так и о помехах, будет оптимальным, а его характеристики обнаружения являются предельно достижимыми.

Однако в задачах радиолокационного обнаружения доплеровская частота сигнала обычно неизвестна, а во многих случаях и не нужна.

Кроме того, в реальных условиях неизвестна также и корреляционная функция пассивной помехи, от которой зависит алгоритм обнаружения.

В том случае, когда речь идет об обнаружении точечной цели на фоне протяженной по дальности помехи, имеется принципиальная возможность оценить неизвестную корреляционную функцию помехи и реализовать адаптивный алгоритм обнаружения.

Этот алгоритм можно построить, заменяя неизвестные параметры помехи в алгоритме, синтезированном для условий полной априорной определенности, на их оценки, сформированные по классифицированной обучающей выборке.

Известно, что корреляционная матрица помехи может быть представлена в виде разложения по собственным векторам.

Исследования показали, что для РЛС дециметрового диапазона во многих случаях коэффициент межпериодной корреляции пассивных помех близок к единице ($\approx 0.97..0.99$). При такой высокой корреляции вид собственных векторов корреляционной матрицы флуктуаций (без учета доплеровского смещения частоты) мало зависит от тонкой структуры этой корреляционной матрицы и может быть определен заранее.

Собственные значения оцениваются по обучающей выборке помехи.

Эти методы обработки реализованы в радиолокаторах, выпускаемых в ОАО "Челябинский радиозавод "Полет" и показывают хорошие результаты работы в условиях пассивных помех.

ИСПЫТАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ВОЗДЕЙСТВИЯ КЛИМАТИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ

Павлов М.Р., ведущий научный сотрудник, к.х.н., НИЦ «Курчатовский институт» -
ВИАМ, г. Москва,

Старцев В.О., начальник лаборатории, д.т.н., НИЦ «Курчатовский институт» -
ВИАМ, г. Москва,

Валевин Е.О., заместитель начальника лаборатории, к.т.н., НИЦ «Курчатовский институт» - ВИАМ, г. Москва, E-mail: vostartsev@viam.ru.

Введение

Радиоэлектронная аппаратура и ее составные части классифицируется как техническое изделие и на него распространяются требования по предельным и рабочим значениям (верхнее и нижнее) климатических факторов, воздействие

которых не должно приводить к повреждениям и значительным изменениям характеристик изделий.

В зависимости от назначения изделия, применяют различные нормативные документы, содержащие методы испытаний:

- для аппаратуры военного назначения применяют группу стандартов: ГОСТ РВ 20.57.306-98, ГОСТ РВ 0020-57.306-2019, ГОСТ РВ 20.57.307-98, ГОСТ РВ 0020-57.307-2019, ГОСТ РВ 20.57.416-98, ГОСТ РВ 0020-57.416-2020;

- для аппаратуры, устанавливаемой на борту воздушного судна применяют квалификационные требования КТ-160G/14G;

- для бытовой аппаратуры, а также для аппаратуры всех видов применяют комплекс стандартов Международной энергетической комиссии (МЭК, IEC).

К климатическим воздействующим факторам относят температуру, влажность, атмосферное давление, солнечное излучение, воздействие пыли и песка, воздействие плесневых грибов, воздействие соляного тумана, воздействие агрессивных сред.

Температура и влажность воздуха считаются основными климатическими факторами, влияющими на стабильность работы радиоэлектронной аппаратуры и обуславливающими деградацию ее элементов [1].

При испытаниях аппаратуру подвергают воздействию повышенной и пониженной температуры, а также воздействию изменения температур. Уровень воздействия определен как рабочая и предельная температуры. Аппаратура должна выдерживать кратковременные воздействия предельных температур в не рабочем состоянии и длительные воздействия рабочих температур в условиях функционирования. При проведении климатических испытаний продолжительность воздействия температуры не превышает 24 ч. Длительные (продолжительность может достигать десятков тысяч часов) воздействия температур проводят при испытаниях на надежность и безотказность. Под безотказностью понимают способность аппаратуры сохранять свою работоспособность в течение заданного времени в заданных условиях [2]. Безотказность и надежность тесно связаны с понятием срока эксплуатации.

При испытаниях на воздействие изменения температуры, время выдержки аппаратуры должно быть достаточным для стабилизации температуры по всему объему объекта испытаний, и как правило определяется заранее до начала

испытаний. Время переноса аппаратуры между камерами, как правило, не превышает 5 минут.

Испытания на воздействие влажности проводят в циклическом или непрерывном режиме. Выбор режима испытаний зависит от условий эксплуатации аппаратуры. Циклический режим испытаний применяют для аппаратуры, которая может храниться, транспортироваться и эксплуатироваться в условиях выпадения росы. В требованиях к аппаратуре при этом указывается величина относительной влажности 100 %. Аппаратуру, для которой выпадение росы является недопустимым испытывают в непрерывном режиме, а в требованиях устанавливают уровень влажности не более 98 %.

Испытания на воздействие пониженного атмосферного давления проводят для аппаратуры, имеющей в своем составе полости, заполненные жидкостями или газами. Аппаратуру двойного назначения испытывают при атмосферном давлении 133 Па (1 мм рт. ст.). Аппаратуру, устанавливаемую на борту воздушного судна, испытывают при пониженном давлении, соответствующем высоте эксплуатации аппаратуры.

Испытания на воздействие солнечного излучения проводят как для проверки материалов внешнего контура аппаратуры противостоять фотохимическому воздействию солнечного излучения (в первую очередь ультрафиолетовой составляющей солнечного излучения), так и для проверки способности аппаратуры выдерживать локальный перегрев отдельных участков прибора, обращенных к солнцу. Для проверки фотохимической стабильности испытания проводят в непрерывном режиме, при этом допускается испытывать не изделие в сборе, а его макет, собранный из соответствующих материалов, или образцы материалов внешней оболочки аппаратуры.

Испытание на динамическое воздействие пыли и песка проводят проверки аппаратуры противостоять абразивному воздействию песка и пыли.

Испытания на статическое воздействие проводят для проверки возможности аппаратуры функционировать в условиях запыленности.

Аппаратуру испытывают на динамическое воздействие при скорости потока воздуха 10-15 м/с, размер частиц не должен превышать 200 мкм. Аппаратуру,

устанавливаемую на борту воздушного судна, испытывают на динамическое воздействие песка при скорости потока 18-29 м/с, размер частиц от 150 до 850 мкм.

Испытания на воздействие плесневых грибов проводят для определения способности аппаратуры противостоять росту плесневых грибов в условиях, оптимальных для их развития. Наиболее важным это испытание является для аппаратуры, которая может эксплуатироваться и храниться в районах с тропическим климатом.

Испытания на воздействие соляного тумана проводят для проверки коррозионной стойкости материалов и покрытий, применяемых при изготовлении аппаратуры, предназначенной для эксплуатации в атмосфере, насыщенной солями.

Испытания на воздействие агрессивных сред проводят для проверки способности аппаратуры сохранять свой внешний вид, работоспособность и параметры в процессе воздействия или после воздействия агрессивных сред. К агрессивным средам относятся сернистый газ, сероводород, аммиак, двуокись азота, озон, амил и гептил.

Воздействие можно проводить методом нормальных испытаний и методом ускоренных испытаний. Ускорение достигается за счет увеличения концентрации агрессивной среды, по сравнению с нормальными условиями эксплуатации и хранения.

Список литературы

1. Глудкин О.П. Методы и устройства испытаний РЭС и ЭВС.- М.: Высш. шк., 1991.-335 с.
2. Никитин Л.Н., Пирогов А.А., Бобылкин И.С. Методы и средства испытаний и контроля приборов и систем. [Электронный ресурс].- Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2018.- 173с.

МИНИАТЮРНЫЙ МОНОЛИТНЫЙ ФИЛЬТР С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ ЗАГРАЖДЕНИЯ

А.О. Афонин^{1,2}, н.с., к.т.н., **А.В. Угрюмов**^{1,2}, н.с., к.т.н.,

И.В. Подшивалов³, аспирант, **Д.К. Огородников**³, аспирант.

¹Институт физики им. Л.В. Киренского, 660036, Красноярск, Россия

²АО «НПП «Радиосвязь», 660021, Красноярск, Россия

³Сибирский федеральный университет, 660041, Красноярск, Россия

E-mail: afoninao@iph.krasn.ru

Как известно, одними из наиболее важных узлов радиоэлектронной аппаратуры являются полосно-пропускающие фильтры (ППФ). Для современных систем связи и другой радиоаппаратуры требуются устройства, которые должны обладать миниатюрностью и высокими электрическими характеристиками, в частности, не иметь паразитных полос пропускания в широкой полосе частот. При этом фильтры должны удовлетворять требованиям массового производства, а именно, быть технологичными и иметь низкую стоимость изготовления.

Особенно остро проблема миниатюризации стоит в метровом и дециметровом диапазоне длин волн, т.к. даже многопроводниковые конструкции резонаторов на таких частотах обладают большими размерами. Сворачивание проводников резонаторов в форму шпильки или спирали зачастую приводит к ухудшению собственной добротности резонаторов, что, соответственно, ухудшает частотно-селективные свойства фильтров. Известна конструкция полоскового многопроводникового двуспирального резонатора, который отличается существенно меньшими размерами по сравнению со всеми миниатюрными полосковыми конструкциями [1]. Для изготовления фильтров на основе таких резонаторов успешно применяется технология многослойных печатных плат (*Printed Circuit Board – PCB*) [2], в которой диэлектрические несущие слои соединены между собой препрегом. В данной работе описана конструкция миниатюрного монолитного фильтра для работы в метровом диапазоне длин волн, выполненного по *PCB*-технологии, и имеющего широкую полосу заграждения.

Фильтр представляет собой каскадное соединение ППФ и фильтра нижних частот (ФНЧ), которые объединены в общую монолитную конструкцию. ППФ

формирует основную полосу пропускания, в то время как ФНЧ служит для расширения высокочастотной полосы заграждения. На рис. 1 приведена 3D-модель (в разрезе) разработанной конструкции миниатюрного монолитного фильтра, состоящего из двенадцати слоев диэлектрика. Для миниатюризации устройства ППФ и ФНЧ были расположены друг над другом.

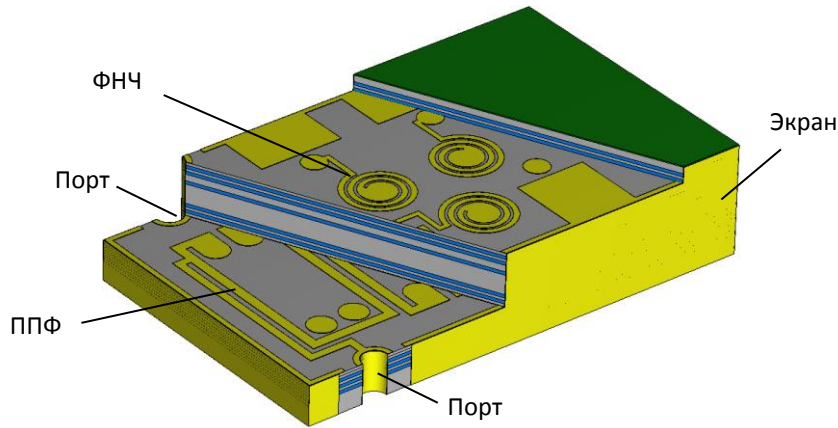


Рис. 1. 3D-модель спроектированного фильтра. Показан срез 4-ого слоя с проводниками резонаторов ППФ и срез 10-ого слоя со структурой ФНЧ

ППФ представляет собой семислойную структуру и содержит четыре многопроводниковых двуспиральных резонатора. Топология проводников расположена с обеих сторон диэлектриков на слоях со второго по шестой. Проводники каждого из резонаторов на соседних слоях соединены между собой через глухие металлизированные отверстия. ФНЧ представляет собой структуру на квазисосредоточенных емкостях и индуктивностях, расположенных на пяти слоях диэлектрика. Выходной порт ППФ соединен с входным портом ФНЧ с помощью глухого металлизированного отверстия. Вход и выход фильтра подключены кондуктивно к портам с волновым сопротивлением 50Ω . Один порт к одному из портов ППФ, а второй – к порту ФНЧ. Наружная металлизация торцов является экраном фильтра. В качестве материала диэлектрических слоев был выбран RO4350 ($\epsilon_R = 3.66$, $\text{tg}\delta_R = 0.0037$). Для 1-ого и 7-ого слоев (внешние слои ППФ) его толщина составила 0.762 мм , для 8-ого и 12-ого слоев (внешние слои ФНЧ) – 0.254 мм . Все внутренние несущие слои с рисунком топологий имели толщину 0.102 мм . Препрег из материала RO4450F ($\epsilon_R = 3.52$ и $\text{tg}\delta_R = 0.0041$) имел толщину 0.102 мм .

На основе такой конструкции в пакете программ *CST Studio Suite* был спроектирован фильтр по заданным параметрам: центральная частота полосы пропускания $f_0 = 175 \text{ МГц}$ с относительной шириной полосы пропускания (по

уровню -3 дБ) $\Delta f/f_0 = 37.0\%$. Уровень обратных потерь не выше -20 дБ. Размеры фильтра составили $17.5 \times 4.1 \times 10.3$ мм, а масса устройства всего 1.5 г.

По результатам моделирования была изготовлена партия фильтров из 300 штук на единой многослойной печатной плате (МПП). Фотография одного из опытных образцов вместе с его частотными характеристиками приведена на рис. 2. Пунктирными линиями показан результат моделирования, сплошными – результат измерений. Согласие между результатами моделирования и экспериментом отличное. Измеренная центральная частота полосы пропускания составила $f_0 = 174.8$ МГц, а ее относительная ширина (по уровню -3 дБ) $\Delta f/f_0 = 36.8\%$. Высокочастотная полоса заграждения по уровню -38 дБ простирается вплоть до $10f_0$. Минимальные вносимые потери в полосе пропускания фильтра составили 2.4 дБ, а уровень отражений в полосе пропускания не превышает -18 дБ. Стоит отметить высокую повторяемость характеристик у устройств со всей МПП.

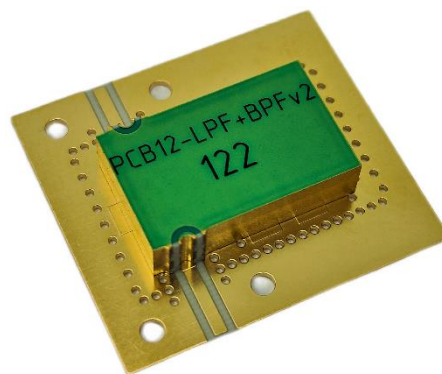
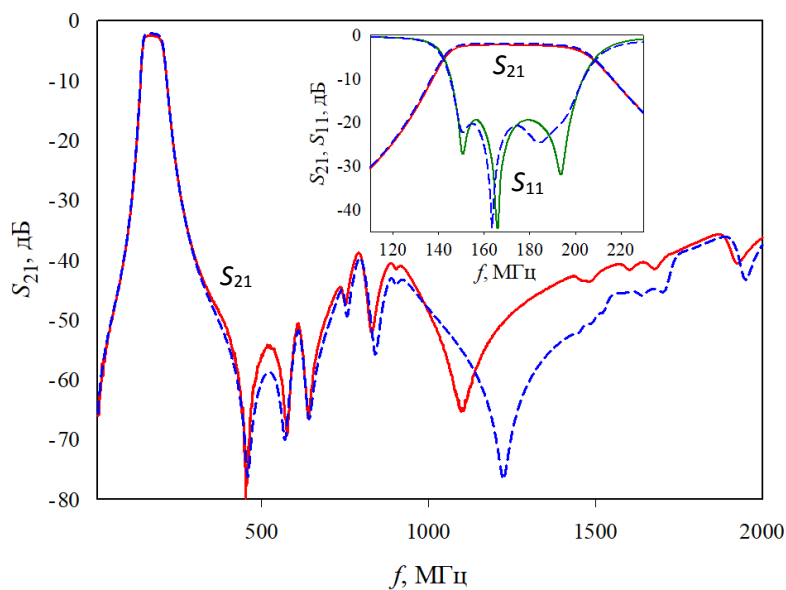


Рис. 2. АЧХ фильтра (пунктирные линии – результат моделирования, сплошные линии – результат измерений) и фотография образца на измерительном полигоне

Таким образом, разработана монолитная конструкция миниатюрного ПДФ метрового диапазона длин волн, предназначенная для серийного производства по *PCB*-технологии. Фильтры имеют низкую себестоимость при массовом производстве, а также высокую повторяемость характеристик, что доказывает перспективность использования разработанной конструкции в радиотехнических системах.

Работа выполнена в рамках Соглашения №470 от 30.08.22 между ИФ СО РАН, Краевым фондом науки и АО «НПП «Радиосвязь», по конкурсу научно-технических и инновационных проектов в интересах первого климатического научно-образовательного центра «Енисейская Сибирь».

Список литературы

1. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Лексиков Ан.А., Бальва Я.Ф., Галеев Р.Г. Миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на двойных спиральных полосковых резонаторах // Ural Radio Engineering Journal, 5 (1), 21 (2021).
2. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Galeev R.G. A Monolithic Miniature Multi-Conductor Strip-Resonator Bandpass Filter // Technical Physics Letters, 47 (9), 645 (2021).

СРАВНЕНИЕ ДВУХ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗРЫВОВ В ФАЗОВЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ ОДНОЧАСТОТНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ ПРИЕМНИКОВ

А.С. Пустошилов, доцент, к. т. н., Сибирский федеральный университет,
г. Красноярск, E-mail: apustoshilov@sfu-kras.ru

С.П. Царев, профессор, д. ф.-м. н., Сибирский федеральный университет,
г. Красноярск, E-mail: sptsarev@mail.ru

В данной работе для фазовых измерений одночастотных приемников, появившихся недавно, сравниваются два новых алгоритмы, с высокой достоверностью находящие положения и величины разрывов в фазовых измерениях.

Постановка задачи и методы решения. Для приемников с встроенными опорными генераторами имеется существенный шум фазовых измерений из-за флуктуаций временной метки измерений. Устраним шум опорного генератора взятием разности кодовых и фазовых измерений. Рассмотрим эту разность $y(t_i)$ как сумму

$$y(t_i) = x(t_i) + s(t_i) + n(t_i), \quad (1)$$

где $x(t_i)$ – кусочно-постоянная функция разрывов в фазовых измерениях, $n(t_i)$ – шум измерений, $s(t_i)$ – гладкий тренд, содержащий задержки в трактах приемника и спутника, задержку сигнала в ионосфере, фазовую неоднозначность и доворот фазы. Для выделения $x(t_i)$ из аддитивной смеси (1) эффективными оказались алгоритмы sparse recovery [1], основанные на минимизации полной вариации искомого вектора \mathbf{x} ($\mathbf{x}_i = x(t_i)$) в регуляризованной норме в L_p : $TV(\mathbf{x}, p, \varepsilon) = \sum (|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_{i-1}| + \varepsilon)^p$. Нахождение разреженного (sparse) вектора \mathbf{x} сводится к задаче нелинейной оптимизации

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = \arg \min TV(\mathbf{x}, p, \varepsilon) \\ \text{при условии } \|\mathbf{F} \cdot (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}})\|_2 \leq r \end{cases} \quad (2)$$

где \mathbf{F} – линейный фильтр, затуляющий тренд s ; r – уровень шума.

Результаты. Из 1-секундных измерений станций KIR0, REYK были выбраны 1000 2000-секундных интервалов без разрывов фазовых измерений (проверка по разности L1-L2) и случайно добавлены до 5 разрывов величиной от 1 до 6 циклов. Вначале применен прямой метод sparse recovery: полная вариация в (2) заменялась на условие минимизации нормы в L_p вектора коэффициентов разложения \mathbf{x} по подходящему базису. Очевидным выбором такого базиса был бы набор e_k , $k = 1, \dots, N$, единичных "ступенек" (с разрывом в точке k) с добавлением подходящего базиса для тренда s , например базиса полиномов низкой степени. Однако получаемая матрица разложения по базису имеет огромное число обусловленности, что приводит к неустойчивости методов решения задачи sparse recovery, особенно в присутствии шума. Для приведения числа обусловленности к приемлемым значениям следует выбирать ортогональный базис разложения (или близкий к нему). Подходящим базисом может служить известный базис дискретных ортогональных полиномов Хана, который и был использован в нашем первом алгоритме. Результат восстановления этим алгоритмом вектора разрывов \mathbf{x} для одного из интервалов приведен на рис. 1. Верхний график (единица измерений: метры) отображает синим модельные разрывы и красным сумму реальных данных и моделируемых разрывов, нижний (синим) – моделируемые и (красным) восстановленные алгоритмом разрывы. Как очевидно, восстановление происходит с намного большим числом разрывов и недостаточно точными их положениями и величинами.

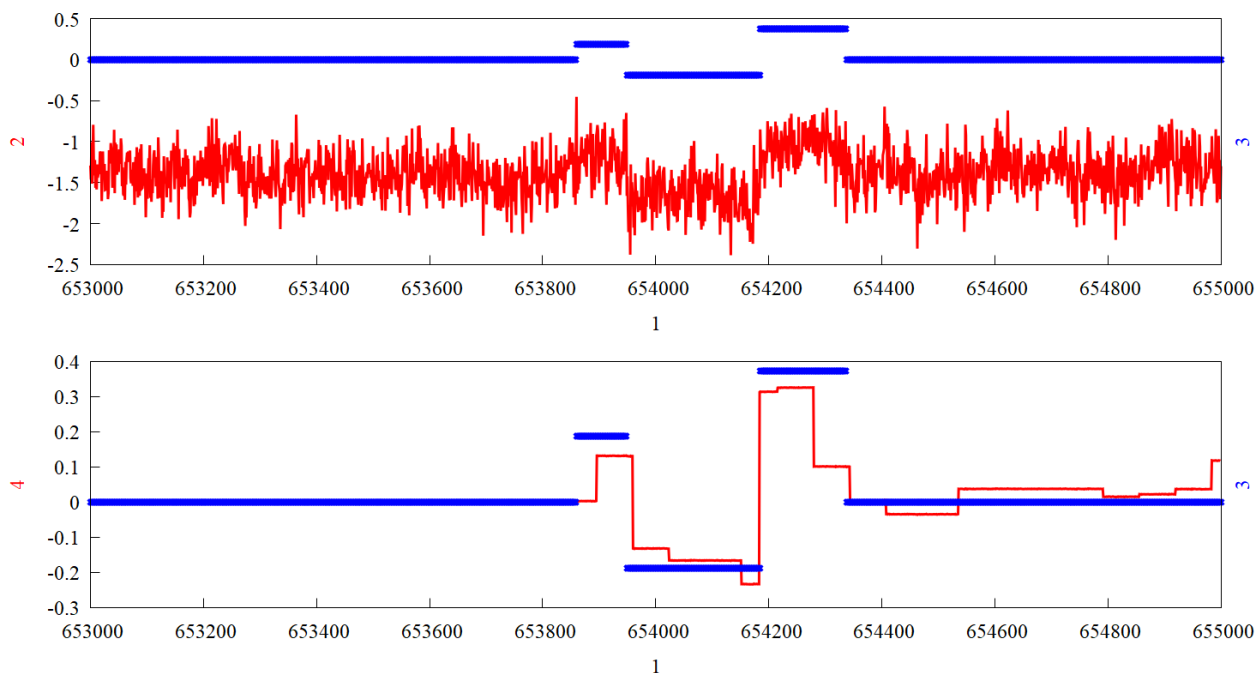


Рис. 1. Обнаружение множественных модельных разрывов в разности кодовых и фазовых измерений прямым методом sparse recovery (1 – метки времени, с; 2 – сумма сигнала с модельными разрывами фазы, м; 3 – модельные разрывы фазы, м; 4 – восстановленные разрывы фазы, м)

Второй алгоритм решает задачу (2) (см. [7], [8]). На рис. 2 показан пример обнаружения разрывов вторым алгоритмом на тех же данных: синим отображены модельные разрывы и красным разрывы, восстановленные алгоритмом..

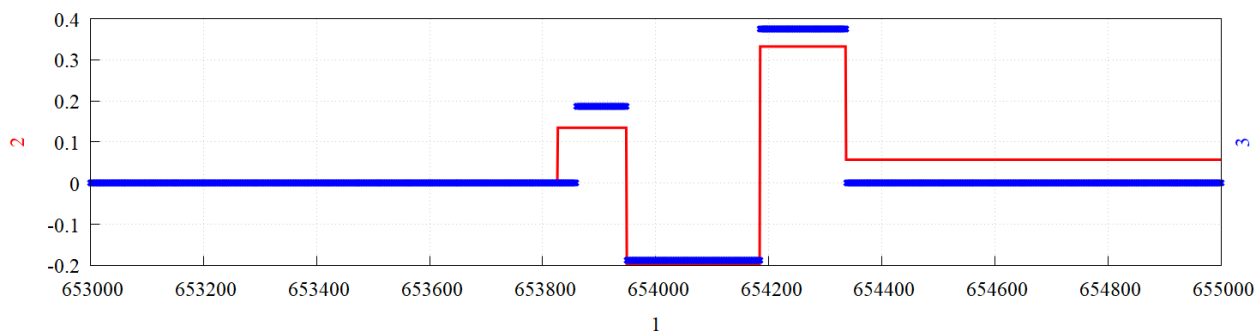


Рис. 2. Обнаружение множественных модельных разрывов в разности кодовых и фазовых измерений вторым алгоритмом (1 – метки времени, с; 3 – модельные разрывы фазы, м; 2 – восстановленные разрывы фазы, м)

Видно, что имеется относительно небольшая ошибка восстановления. По результатам применения данного алгоритма для 1 000 интервалов с модельными разрывами, наложенными на реальные данные (разности кодовых и фазовых

измерений как шумовая компонента и тренд), была вычислена вероятность идентификации разрывов с допустимой ошибкой по положению и величине разрыва: 0,8.

Тем самым можем сделать **вывод**: наилучшие результаты показал алгоритм на основе минимизации полной вариации (2).

Работа поддержана Красноярским математическим центром, финансируемым Минобрнауки РФ (Соглашение 075-02-2023-936).

Список литературы

1. Hastie T., Tibshirani R., Wainwright M. Statistical learning with sparsity: the lasso and generalizations. – CRC press, 2015.
2. Selesnick I. W., Arnold S., Dantham V. R. Polynomial Smoothing of Time Series With Additive Step Discontinuities. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, т. 60, №12, с. 6305-6318. doi:10.1109/TSP.2012.2214219.
3. Пустошилов А. С. Повышение точности обработки данных ГНСС с использованием полиномиальных и адаптивных методов : дис. – Сибирский федеральный университет, 2021.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ТИПА ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА ПО ФЛУКТУАЦИИ АМПЛИТУД СИГНАЛОВ

Д.А. Чаринцев

Военный учебный центр при ФГАОУ ВО

«Сибирский федеральный университет» (г.Красноярск)

В настоящее время задача распознавания воздушного объекта (ВО) вызывает повышенный интерес, особенно у разработчиков систем управления воздушным движением и противовоздушной обороны, поскольку реализация режимов распознавания обеспечивает повышение адекватности радиолокационной информации.

Распознавание ВО может быть реализовано: по тактическим признакам, по сигнальным признакам, по радиоизлучению ВО, по траекторным признакам, по комплексным характеристикам ВО. Наибольший интерес представляет собой распознавание в тех условиях, когда тактические и траекторные признаки у всех типов ВО совпадают.

В процессе исследования было использовано распознавание типов ВО, систематически находящихся на известных трассах, по сигнальным признакам, а именно по флуктуации амплитуд радиолокационных сигналов с помощью статистического критерия максимальной мощности.

Для достижения поставленной цели исследования были решены следующие задачи:

1. Определены типы исследуемых воздушных объектов.
2. Сняты амплитуды принятых радиолокационных сигналов от ВО, находящихся на одной трассе, на выходе системы ПОИ нескольких РЛС дежурного режима с разным видом зондирующего сигнала.
3. Результаты набранной статистики обработаны с помощью программы РТС Mathcad Prime на персональной электронно-вычислительной машине (ПЭВМ).
4. Проверена на практике возможность определения типа воздушного объекта, находящегося на исследуемой трассе.

Сбор данных, по которым было проведено исследование и составлен алгоритм распознавания воздушных объектов по исследуемым трассам, включал в себя следующие задачи:

- выборка трасс, по которым осуществляются регулярные рейсовые полеты ВО исследуемых типов;
- определение плоскостных координат воздушного объекта;
- выбор курса полёта и сектора облучения ВО;
- снятие амплитуд принятых радиолокационных сигналов от воздушных объектов на выходе системы ПОИ РЛС дежурного режима, находящихся на одной трассе
- анализ флуктуации амплитуд радиолокационных сигналов на исследуемых трассах и разделение ее на участки для оценки значений;
- анализ и обработка набранной статистики и оценка следующих параметров:

- математическое ожидание;
- дисперсия;
- коэффициент асимметрии;
- эксцесс;
- медиана;
- отношение математического ожидания к дисперсии;
- разброс амплитуд принятых радиолокационных сигналов от ВО;
- определение закона распределения амплитуд;

- сравнение снятых воздушных объектов одного типа с целью оценки возможности совпадения указанных параметров;

- сравнение разных типов воздушных объектов с целью возможности разделения на типы;

- проверка данного подхода для РЛС, находящихся на других позициях.

Для проведения исследования были отобраны ВО трех разных типов, периодически находящихся на выбранных трассах. Размеры, конфигурации и материалы планеров ВО отличаются по своему исполнению.

Исследование возможности определения типа воздушного объекта производилось:

- в РЛС дежурного режима с НЧМ-сигналом на двух частотах;

- в РЛС дежурного режима с широкополосным сигналом в одном диапазоне частот.

По набранным данным и оцененным параметрам для марта-мая 2023 года возможно распознавание выбранных трех наиболее часто встречающихся типов ВО. Наилучшие показатели по распознаванию получены при облучении ВО в переднюю полусферу (ППС): на трёх из пяти участков трассы возможно достоверно классифицировать все типы. При облучении ВО в заднюю полусферу (ЗПС), получалось правильно распознать только 2 объекта и на меньшем количестве участков трассы.

На основе проделанной работы можно сделать выводы о том, что:

1. идентифицировать ВО, регулярно проходящий по одной трассе, по дружным флуктуациям принятых радиолокационных сигналов от воздушных объектов возможно;

2. возможность отнести ВО к одному из типов имеется как в РЛС дежурного режима с широкополосным сигналом в одном диапазоне частот, так и в РЛС дежурного режима с широкополосным сигналом в двух частотных диапазонах.

3. набор собранных данных для РЛС дежурного режима показал, что межобзорная флуктуация амплитуд зависит от множества факторов: времени года и связанных с этим сопутствующих изменений в канале распространения ЭМВ, погодных условий, высоты полета и скорости ВО, отклонения от центра трассы, наличия в непосредственной близости от исследуемого других ВО, а также работы РЛС в условиях приёма помех. В связи с этим для применения процедуры распознавания необходимы дополнительные исследования, которые смогут повысить вероятность распознавания.

Возможности практического применения результатов исследования.

Разработанный алгоритм и его применение на практике в радиолокационных системах представляют собой новизну в области радиолокации. Он может быть полезен для оптимизации работы радиолокационных систем, а также для более точного анализа и обработки полученных радиолокационных данных. Полученные результаты могут быть использованы при разработке и оценке качества систем распознавания классов и типов воздушных объектов по сигнальным признакам в существующих и перспективных РЛС.

Список литературы

1. Бердышев В.П.; Помазуев О.Н.; Савельев А.Н.; Смолкин М.А.; Копылов В.А.; Лой В.В. Распознавание классов и типов воздушных объектов по двумерным радиолокационным изображениям в обзорной РЛС / Журнал Сибирского Федерального Университета. Серия 12: Техника и технология. – 2019. – № 1 С.19 – 21.

2. Радиолокационные системы: учебник / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2011. – 400 с.

3. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами: монография / О.И. Сухаревский, В.А. Василец, С.В. Кукобко и др. // Под ред. О.И. Сухаревского. – Х.: ХУПС, 2009. – 468 с.

УЗКОПОЛОСНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ С ДИСТАНЦИОННЫМ МЕТОДОМ КОММУТАЦИИ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ И ЕЁ ПЛОСКОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Г.Я. Шайдуров, Заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н., профессор

Военного учебного центра ВИИ СФУ, г. Красноярск

А.В. Когтин, полковник, доцент кафедры Военного учебного центра ВИИ СФУ,

г. Красноярск

Все известные на сегодняшний день методы радиолокации – импульсный, моноимпульсный, импульсно-кодовый, с линейной частотной модуляцией, требуют использования широкополосных приемников, перекрывающих спектр излучаемого радиосигнала, что снижает помехоустойчивость РЛС и требует повышенных энергетических затрат передатчика.

Нами запатентован способ радиолокации с коммутацией радиосигнала вокруг равносигнальной зоны антенны и измерения дальности фазовым методом на частоте коммутации [1].

На рис. 1 изображена структурная схема узкополосной РЛС работающей на новом принципе.

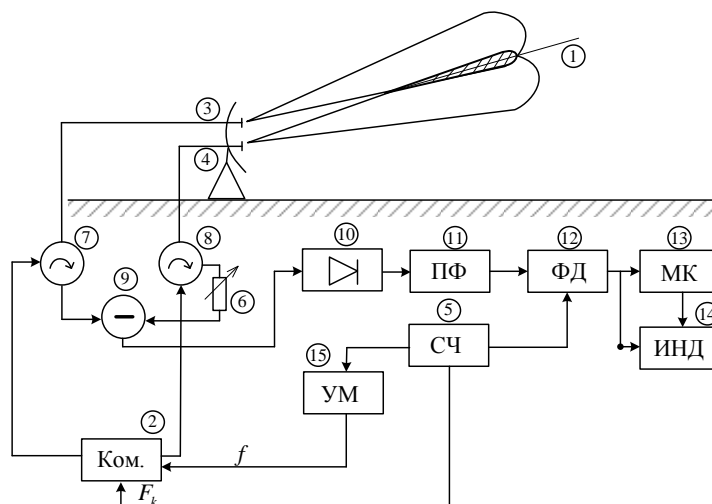


Рис. 1. Структурная схема узкополосной РЛС с коммутацией диаграммы направленности вокруг равносигнальной зоны:

1 – равносигнальная зона; 2 – коммутатор; 3, 4 – вибраторы; 5 – синтезатор частот; 6 – фазовращатель; 7, 8 – циркуляторы; 9 – вычитающая схема; 10 – амплитудный детектор; 11 – полосовой фильтр; 12 – фазовый детектор; 13 – микроконтроллер; 14 – индикатор дальности; 15 – усилитель мощности.

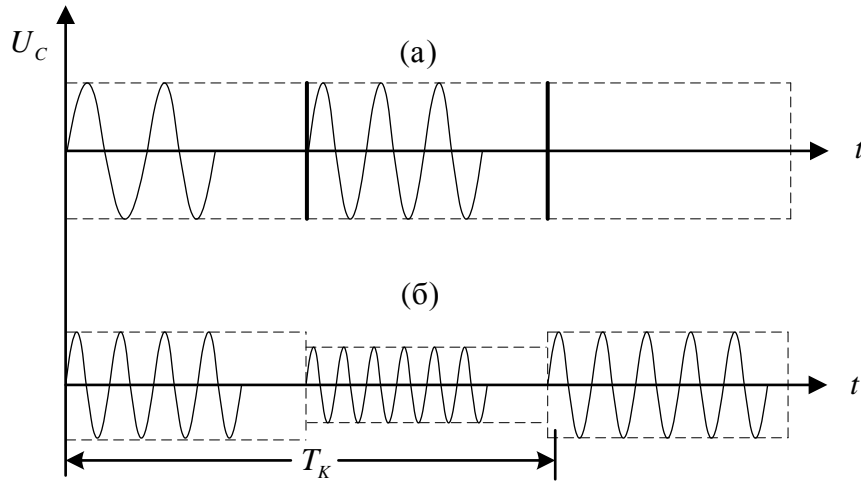


Рис. 2. Эпюры сигналов: (а) – излучаемый; (б) – принимаемый

Излучатель, с помощью разнесенных в фокусе антенны вибраторов создает в пространстве двулепестковую диаграмму направленности вокруг равносигнальной зоны. При этом передатчик РЛС с помощью коммутатора периодически подключается к вибраторам на одной и той же частоте, так что в пространство облучается узкополосные радиосигналом без модуляции.

Отраженный от цели радиосигнал, за счет разности ЭПР лучей антенны получает амплитудную модуляцию с коэффициентом:

$$m = \frac{G_1 - G_2}{G_1 + G_2} \quad (1)$$

Этот коэффициент равен нулю лишь при облучении шарообразной цели, в случае попадания ее в равносигнальную зону. На практике, основные радиолокационные цели не изометричны, даже в случае облучения шероховатой поверхности Земли или моря, так что отраженный радиосигнал будет практически всегда модулирован по амплитуде

$$U_1(t) = \sum U_i \cdot m \exp(+j\omega t) \sin(\Omega t + \varphi) \quad (2)$$

Здесь $\Omega = 2\pi F_k$ и φ – частота и фаза коммутирующего сигнала.

На рис. 2 приведены эпюры излучаемого и принимаемого сигналов.

После амплитудной демодуляции в приемнике на выходе получим сигнал:

$$U_2(t) = \sum_i U_i k m_i \sin(\Omega t + \varphi_i) \quad (3)$$

Где k – коэффициент пропорциональности;

i – номер гармоники в спектре отраженного сигнала.

Измерение разности фаз принятого сигнала частоты коммутации и опорного позволяет однозначно определить дальность до цели если длина волны сигнала этой частоты λ в два раза превышает дальность до цели r .

$$\lambda > 2r \quad (4)$$

$$\varphi = 2\lambda \frac{r}{c} \quad (5)$$

Где c – скорость распространения радиоволн.

Среднеквадратичная погрешность определения дальности зависит от точности измерения сдвига фазы

$$\overline{\Delta r} = \frac{\delta r}{\delta \varphi} \overline{\Delta \varphi} \quad (6)$$

Для цифровых фазометров [2]:

$$\overline{\Delta \varphi} = \sqrt{\frac{1}{q \Delta f_{\text{Э}} T_{\text{Н}}}} \quad (7)$$

Здесь: q – требуемое отношение сигнал/шум по мощности на входе приемника; $T_{\text{Н}}$ – время наблюдения; $\Delta f_{\text{Э}}$ – эффективная полоса пропускания приемника, зависящая от ширины спектра отраженного сигнала и нестабильности генератора частоты коммутации.

Из (7) следует, что при заданном $\Delta f_{\text{Э}} \cdot T_{\text{Н}}$ точность измерения дальности можно повысить за счет увеличения мощности передатчика. Это невозможно при импульсном и других методах радиолокации. Точность по дальности которых определяется шириной спектра излучаемого радиосигнала.

Требуемую мощность излучения передатчика узкополосной РЛС получим из уравнения дальности как:

$$P_{\text{в}} = \frac{(4\pi r^2)^2 P_{\text{ш}} e^{2\alpha r}}{\Delta \varphi^2 G S_{\text{А}} m \sigma_{\text{в}}} \quad (8)$$

Где: $P_{\text{ш}} = k T_k^0 \Delta f_{\text{Э}}$ – мощность шума на входе приемника без учета внешних помех,

α – коэффициент поглощения радиоволн средой,

G – коэффициент направленности действия антенны РЛС,

$m G_{\text{в}}$ – эффективная поверхность цели с учетом коммутации диаграммы направленности антенны.

К примеру, при заданных параметрах: $r = 100$ км; $P_{\text{ш}} = kT_k^0 \Delta f_{\text{э}}$; $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Вт·град/Гц; $T_k^0 = 300$ К; $\Delta f_{\text{э}} = 10$ Гц; $T_{\text{н}} = 1$ с; $\alpha = 0$; $G = 4\pi \frac{S_{\text{А}}}{\lambda^2}$; $\lambda = 0.03$ м; $S_{\text{А}} = 1$ м; $\Delta r = \pm 1000$ м, получим из (8) $P_{\text{у}} = 2$ Вт.

При этом для дальности $r = 100$ км частота коммутации должна быть не более чем $F_k = \frac{c}{2r} = 1500$ Гц, а ожидаемая погрешность измерения сдвига фаз $\overline{\Delta\varphi} = 2.7^\circ$, что не представляет сложности для цифровой фазометрии.

Заметим, что в описанной технологии возможно построение сетки из двух шкал измерения дальности – грубой и точной путем изменения частоты коммутации. Например, при $F_k = 15$ кГц, $\Delta r = 150$ м.

Для сравнения для импульсной РЛС, при длительности импульса $\tau_{\text{и}} = 5$ мкс и потенциальной точности измерения дальности $\Delta r = 1500$ м, требуемая мощность передатчика в импульсе должна быть не менее $P_{\text{и}} = 100$ кВт, а средняя мощность $P_{\text{ср}} = 67$ Вт.

Таким образом узкополосный режим дает неоспоримый выигрыш по мощности излучения передатчика пропорциональный отношению используемых полос пропускания приемника. Преимущество импульсной технологии помимо небольшой излучаемой мощности, является возможности быстрого ухода от прицельных помех и скрытность действий, возможность работы на малых и больших дальностях, малогабаритность.

Недостатком узкополосного режима является невозможность работы по нескольким целям, находящимся на одинаковых азимутах, однако в целом ряде приложений, например, определение загоризонтной радиолокации, координат артиллерийских орудий с высокой точностью, радиовысотомерах, геодезических дальномеров, узкополосная технология может быть эффективно использована.

К тому же, в ряде задач вместо коммутации диаграммы направленности можно использовать с той же эффективностью метод коммутации плоскости поляризации излучаемых радиоволн.

Литература

1. Шайдуров Г.Я. Способ радиолокации. Патент РФ № 2797828 от 27.07.2022.
2. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. С. 184.

ЦИФРОВОЙ ДВОЙНИК СПУТНИКОВОЙ ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А.Ю. Шершунович¹; А.А. Сиротинин²; П.В. Луферчик³; Е.В. Смирнов⁴

¹Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), shershunovich_au@krtz.su

²Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), sirotinin_aa@krtz.su

³Начальник отдела, к.т.н., АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), lrv@krtz.su

⁴Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), smirnov_ev@krtz.su

Вопрос надёжной и точной навигации в настоящее время продолжает оставаться важной темой практически в любой современной сфере деятельности. Навигационные системы продолжают активно развиваться, требования к характеристикам постоянно растут и область применения становится шире с каждым днём.

В связи с высокой актуальностью темы, было принято решение о разработке спутниковой инерциальной навигационной системы (далее — СИНС). СИНС — система, позволяющая определять положение в пространстве, ориентацию и иные параметры движения, используя для расчёта данные полученные от модулей спутниковой навигации и инерциальных измерительных устройств.

Для ускорения и повышения эффективности процесса разработки было принято решение использовать цифровой двойник (далее — ЦД). ЦД — точная цифровая модель, описывающая поведение физического изделия и его компонентов на микро- и макро-уровнях. ЦД должен в полной мере предоставлять всю информацию, которую возможно получать при тестировании физического изделия или его компонентов. Этот подход позволит создавать комплексные системы моделирования, которые позволят проверять различные решения до их физической реализации. Дополнительно, применение ЦД позволит проверять уже готовые компоненты или систему в целом в различных условиях, не подвергая изделия лишнему риску.

После изучения предметной области [1, 2, 3, 4, 5, 6] был составлен список инерциальных датчиков, чьи характеристики удовлетворяли требованиям полученного технического задания. Технические характеристики датчиков из составленного списка были установлены в цифровую модель, спроектированную в

программе разработки MatLab, пакете Simulink. Структура составленной модели, представлена на рисунке 1, а графическое отображение данной системы, на рисунке 2.

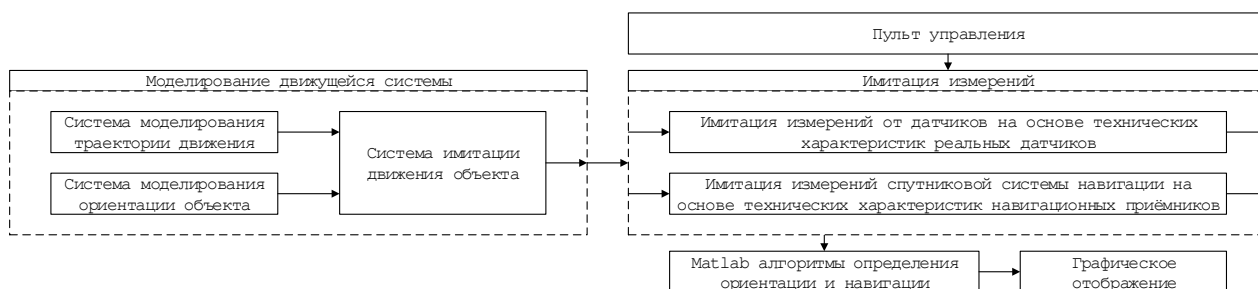


Рисунок 1 – Структура цифровой модели двойника СИНС

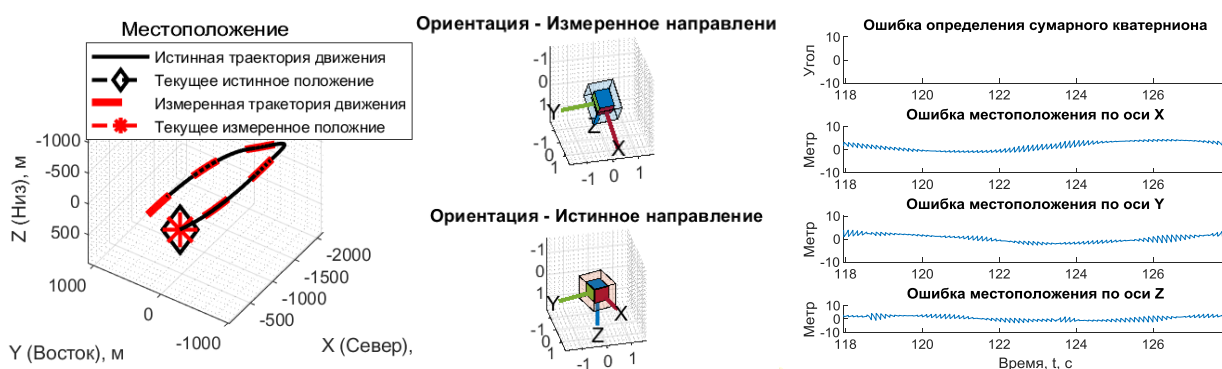


Рисунок 2 – Внешний вид модели в MatLab

Данная модель позволила определить элементную базу. Было решено применить гироскопы, акселерометры и навигационные приемники. От применения магнитометров было решено отказаться по причине высокой чувствительности к внешнему металлу, особенно во время движения. Определив основную компонентную базу, была составлена структурная схема проектируемой системы, представленная на рисунке 3.

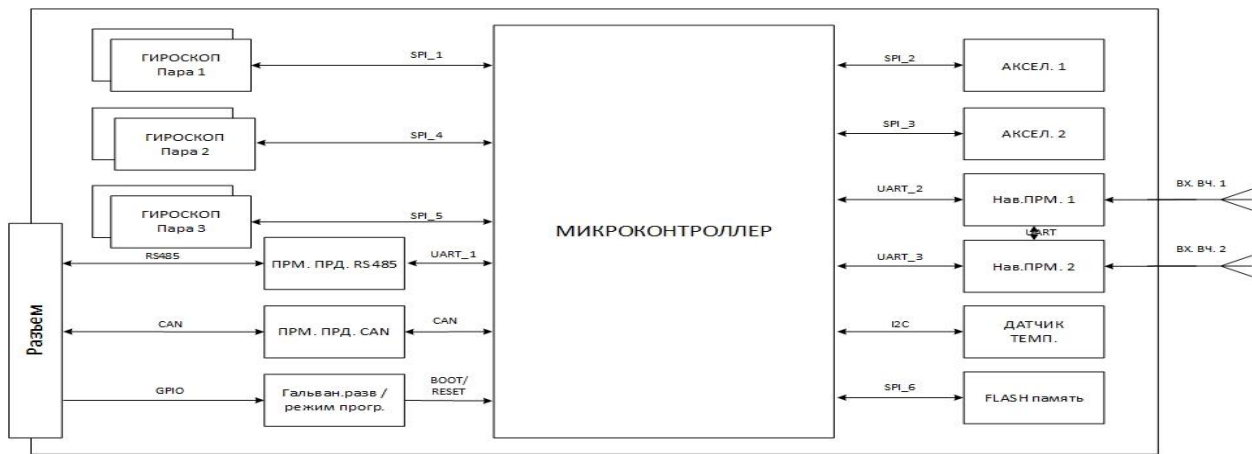


Рисунок 3 – Структурная схема прибора

Структурная схема, представленная на рисунке 3, состоит из трех пар гироскопов, пары акселерометров и пары навигационных приемников, в качестве интерфейсов передачи данных использованы RS485 и CAN. Каждая пара гироскопов устанавливается соосно на одну из осей координат X, Y или Z. Дополнительно, гироскопы в каждой паре настраиваются на разные диапазоны измерения угловой скорости с целью увеличить точность измерения. Акселерометры имеют возможность измерять кажущееся ускорение по всем трем осям координат и устанавливаются соосно, как и гироскопы. Как и гироскопы, акселерометры в группе измеряют разные диапазоны кажущегося ускорения. Два навигационных приёмника работают в паре и позволяют, как увеличить точность навигации, так и определять курс в неподвижном состоянии.

Микроконтроллер выполняет вычисление навигационных параметров и осуществляет корректировку данных измерительных модулей на основе температуры окружающей среды и калибровочных коэффициентов, хранящихся во внешней энергонезависимой памяти.

Таким образом, уже на этапе моделирования применение ЦД позволило проверить выбранные аппаратные решения без приобретения изучаемых компонентов и создания физических тестовых стендов, что позволило значительно сэкономить ресурсы рабочей группы. В дальнейшей работе предполагается расширение и использование ЦД на протяжении всего

жизненного цикла изделия. Как на этапе разработки, так и на этапе эксплуатации готового изделия.

ЛИТЕРАТУРА

1 Емельянцев Г.И. Интегрированные инерциально-спутниковые системы ориентации и навигации [текст] / Г.И. Емельянцев, А.П. Степанов/ Под общей ред. акад. РАН В.Г. Пешехонова – СПб.: ГНЦ РФ АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2016. – 394 с.

2 Матвеев В.В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем [текст] / В.В. Матвеев, В.Я. Распопов/ Под общей ред. д.т.н. В.Я. Распопова. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 280 с.

3 Цифровые двойники. Монография [текст] / Под ред. П.А. Созинова. – М.: Радиотехника, 2022 – 312с.

4 Gianluca F. Advanced Algorithms for GNSS Sestems [text] / F. Gianluca – LAP LAMBERT Academic Publishing ist ein Imprint der / is a trademark of AV Akademikerverlang GmbH & Co. KG 252p.

5 Воронцов. П.С. Роль и задачи имитационного моделирования в военном научном сопровождении НИОКР по созданию авиационных информационно-управляющих комплексов [текст] / П.С. Воронцов, С.Г. Брайкрайц – «Вооружение и экономика» №2(60), 2022. – С. 72-83.

6 Liang A. Review of Digital Twin Technology Development and Application Prospect in Inertial Tech [text]/ Aiqi Liang, Tingjun Wang, Lei Wang, Wen Zhang, Yongyi Ren – Harbin, Heilongjiang, China «IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)», 2023. – P. 324-330.

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВЫХ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

П. В. Штро¹; П. В. Луферчик²; Н. А. Воробьев³

¹Главный специалист, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), shtro_pv@krtz.su

²Начальник отдела, к.т.н, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), lrv@krtz.su

³Инженер, АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), vorobev_na@krtz.su

На сегодняшний день в условиях радионавигационной войны, антенные решетки (АР) нашли широкое применение в радиолокационных комплексах, в космической связи и противоракетной обороне. Применение АР в гражданском секторе ограничено из-за сложности их изготовления и дороговизны. При этом, на текущий момент имеется тенденция перехода от аналоговых АР к цифровым АР (ЦАР), позволяющим на базе одной АР сделать множественное лучеобразование, что особенно актуально в спутниковой радионавигации [1]. Помимо этого, ЦАР позволяют осуществить адаптивную фильтрацию помех, а также обеспечить селекцию сигнала по пространству. В общем случае ЦАР состоят из антенных элементов, аналоговых трактов, вычислителя и передатчика как показано на рисунке 1.

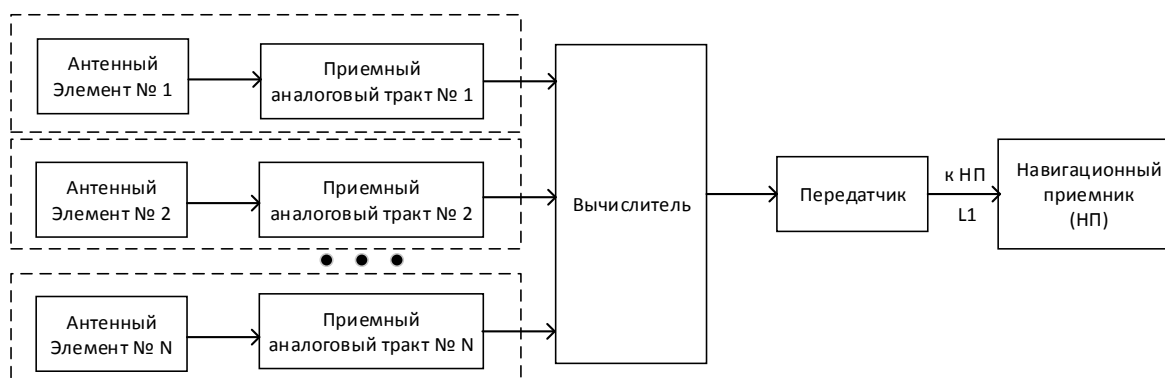


Рис. 1. Функциональная схема ЦАР

Антенные элементы принимают сигналы в рабочем диапазоне частот ЦАР. В приемных аналоговых трактах входные сигналы переносятся с рабочей частоты в область промежуточных частот, где осуществляется квантование и передача

цифровых сигналов в вычислитель. Далее в вычислителе осуществляется цифровое формирование диаграммы направленности (ДН) (сложение входных цифровых сигналов с заданными весами) и передача суммарного сигнала на передатчик. Далее передатчик преобразует сигналы из цифрового вида в аналоговый и переносит сигналы в рабочую область частот с последующим излучением [2].

Проектирование ЦАР может быть осложнено большим числом приемных трактов, а также общими соединениями между приемными трактами. Далее антенный элемент и приемный аналоговый тракт обозначаются как один канал ЦАР (рис. 2).

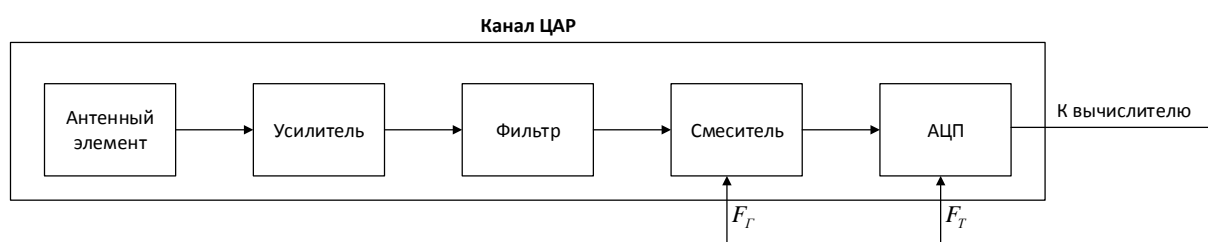


Рис. 2. Функциональная схема канала ЦАР.

Как видно из рисунка 2 в канале ЦАР имеется усилитель, фильтр, смеситель и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Для переноса сигнала в область промежуточных частот на смеситель подаётся сигнал гетеродина F_G . Для квантования сигнала на АЦП подаётся сигнал тактовой частоты F_T .

В ЦАР имеется множество каналов и каждый из них необходимо обеспечить сигналами F_G и F_T . Конкретная область применения ЦАР накладывает требования к организации формирования и соединения сигналов F_G и F_T с каналами ЦАР. Чтобы обеспечить синхронность каналов ЦАР сигналы F_G и F_T формируются из одного источника. Т.е. сигналы F_T формирует первый синтезатор частот, а сигналы F_G второй синтезатор частот при этом синтезаторы синхронизируются одним опорным сигналом F_0 как показано на рисунке 3.

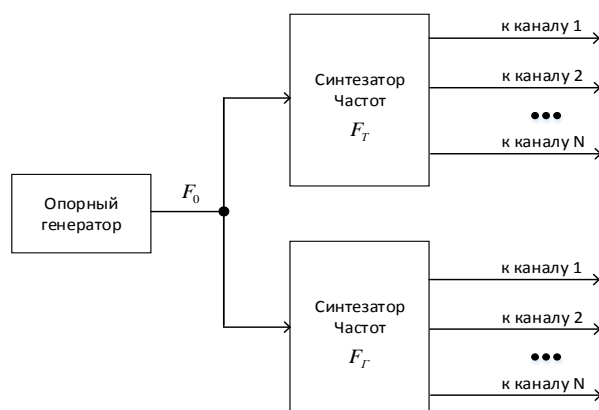


Рис.3. Синхронная схема формирования сигналов F_T и F_T в ЦАР

Существует ряд задач, где нет требования одинаковой начальной фазы сигнала F_T [1]. Соответственно схема подключения сигнала F_T может быть несинхронной, как показано на рисунке 4.

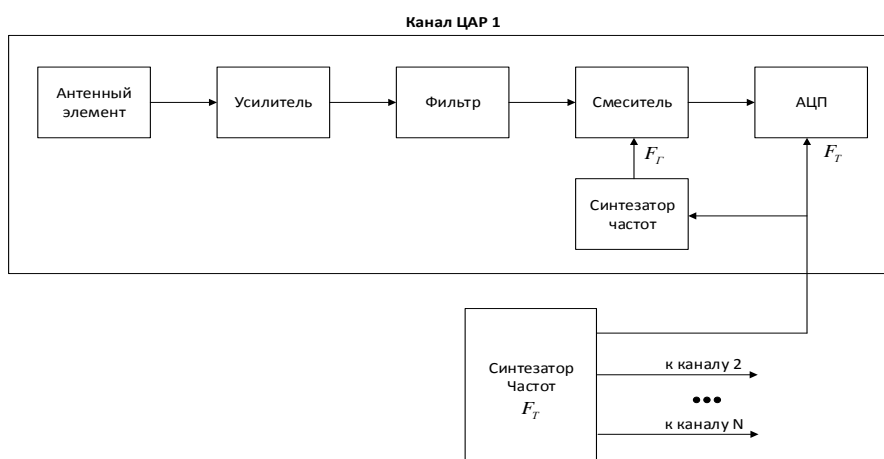


Рис.4. Несинхронная схема подключения сигнала F_T к каналам ЦАР

Как видно из рисунков 3 и 4 синхронная схема имеет в два раза больше общих соединений между каналами ЦАР чем несинхронная схема. Также стоит обратить внимание что сигнал F_T может быть намного больше по частоте чем сигнал F_0 , поэтому трассировка на печатной плате сигнала F_T намного легче чем сигнала F_0 . К недостаткам несинхронной схемы можно отнести наличие индивидуального синтезатора частот F_T в каждом канале ЦАР.

На данный момент современная элементная база за счет высокой интеграции позволяет в двух микросхемах реализовать все блоки ЦАР. Так, на базе микросхемы приемопередатчика (например, [3]) и микросхемы вычислителя (например, ПЛИС

или микроконтроллер) возможно осуществить двухканальную ЦАР как показано на рисунке 5.

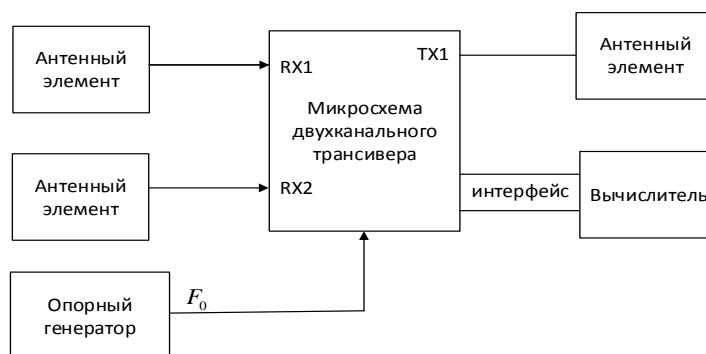


Рис.5. Упрощенная схема двухканальной ЦАР на базе микросхемы двухканального приемопередатчика

На сегодняшний день в условиях радионавигационной войны ЦАР очень востребованы потребителями на рынке навигационной аппаратуры. Это связано с тем, что с их помощью возможно построение адаптивных помехозащищенных навигационных приемников, которые могут работать в условиях активной постановки помех станциями радиоэлектронной борьбы [4].

Список литературы

1. Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews, Chris G. Bartone. Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration, Fourth Edition. 2020.
2. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. – М.: Радиотехника, 2010. – 144 с.
3. AD9361, AD9364 and AD9363 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/ad-fmcomms2-ebz/ad9361>
4. Артемов М.Л., Борисов В.И., Маковий В.А., Сличенко М.П. Автоматизированные системы управления, радиосвязи и радиоэлектронной борьбы. Основы теории и принципы построения. Монография / Под ред. М.Л. Артемова. – М.: Радиотехника. 2021. – 556 с.

РАЗРАБОТКА АКУСТИЧЕСКОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А.Ю. Есин кандидат технических наук, доцент кафедры РЭС ИИФРЭ СФУ г. Красноярск, E-mail: esinkr@mail.ru

А.Б. Самара магистрант, кафедры ЭТТ Сиб ГУ г. Красноярск, annasamara21112001@gmail.com

С.П. Царев доктор физико-математических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Красноярского математического центра СФУ г. Красноярск, sptsarev@mail.ru

Работа одного из соавторов (С.П.Царев) поддержана Красноярским математическим центром, финансируемым Минобрнауки РФ (Соглашение 075-02-2023-936).

В данной работе рассмотрены принципы разработки акустической навигационной системы и её применение, также потенциальные проблемы и ограничения, которые могут возникнуть при использовании системы.

Ключевые слова: навигация, акустическая навигационная система, разностно-дальномерный метод, улучшение акустической навигационной системы.

This paper discusses the principles of the development of an acoustic navigation system and its application, as well as potential problems and limitations that may arise when using the system.

Keywords: navigation, acoustic navigation system, difference-range-finder method, improvement of acoustic navigation system.

В настоящее время акустические навигационные системы имеют широкое применение, например, для определения местоположения боевых снарядов, в момент их пуска, для посадки самолётов, в подводной навигации и др. [1].

В данной работе рассмотрена возможность применения акустической навигационной системы для гражданского назначения в области спорта, а именно хоккея. Задачей системы является вычисление координат шайбы по звуковым сигналам, попавшей в упругую поверхность, установленную в плоскости ворот.

Были проведены экспериментальные и программные исследования макета акустической навигационной системы с известными координатами источника звука.

Решение системы уравнений разностно-дальномерного метода [2, 3] выявило координаты источника звука $i1(q)$ и $i2(p)$ полученные на основе экспериментальных данных и множество решений навигационной задачи многократно запущенной программной модели с той же погрешностью измерения дальности рис. 1.

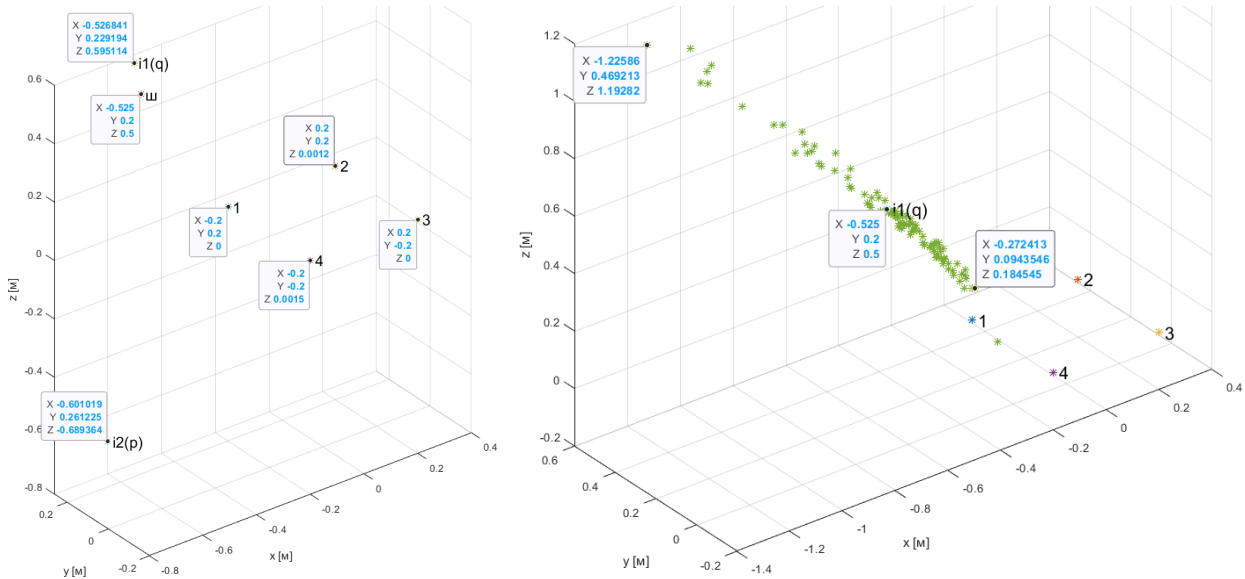


Рисунок 3 - Результаты вычислений координат источника звука: слева - на основе экспериментальных данных, справа – расчётные значения программной модели, ш – точка размещения источника звука во время эксперимента, $i1(q)$, $i1(q)$ - вычисленные точки источника звука, 1-4 – микрофоны.

Эксперименты показали, что координаты найденной точки $i1(q)$ на основе экспериментальных данных находятся в пределах множества значений полученных многократным программным экспериментом, что отражает корректность работы измерительно стенда и алгоритмов вычисления координат. Согласно данным на рис. 1 область значений имеет значительную дисперсию, максимальное отклонение от искомой точки по оси Ox составляет 0,7 м, по оси Oy – 0,26 м, по оси Oz – 0,69 м. С целью увеличения точности вычисления координат источника звука был улучшен геометрический фактор системы и проведён повторный эксперимент, который показал, что максимальное отклонение от искомой точки по оси Ox составляет 4 см, по оси Oy – 3 см, по оси Oz – 15 см.

Выводы:

1. Заданную точность вычисления источника звука (5 см) возможно обеспечить только по сям X , Y .

2. С целью сокращения геометрических размеров системы, то есть упрощения конструкции крепления микрофонов, необходимо применение математических методов где координата Z будет заранее известна.
3. С целью сокращения геометрических размеров системы, то есть упрощения конструкции крепления микрофонов, необходимо сокращение погрешности измерения разности дальностей такими методами как: увеличение частоты дискретизации, внедрение алгоритмов сверх разрешения, калибровки и др.

Библиографические ссылки

1. «Акустическая навигация» [Электронный ресурс] – URL: <https://www.hisour.com/ru/acoustic-wayfinding-7960/>(дата обращения: 05.08.2023). – Текст: электронный.

2. Ворошилин Евгений Павлович, Миронов Михаил Владимирович, Громов Вячеслав Александрович «Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов» – [Электронный ресурс] – Доклады ТУСУР. 2010, №1-2 (21). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/opredelenie-koordinat-istochnikov-radioizlucheniya-raznostno-dalnomernym-metodom-s-ispolzovaniem-gruppirovki-nizkoorbitalnyh-malyh> (дата обращения: 01.09.2023). – Текст: электронный.

3. Шибшаевич Валентин Семенович, Дмитриев П.П., Иванцевич И.В. и др. «Сетевые спутниковые радионавигационные системы» с.221-223 – [Электронный ресурс] – URL: <https://studizba.com/files/show/djvu/3123-74-shebshaevich-v-s-dmitriev-p-p-ivancevich.html> (дата обращения: 01.09.2018). – Текст: электронный.

ПРОБЛЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО КАНАЛА РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛИННОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Н.С. Хохлов

Начальник отдела

АО «Российский институт радионавигации и времени» (г. Санкт-Петербург)

E-mail: hohlov_ns@irt.ru

В настоящее время импульсно-фазовые радионавигационные системы (ИФРНС) длинноволнового диапазона рассматриваются в качестве резервных систем координатно-временного и навигационного обеспечения при отсутствии сигналов глобальных навигационных спутниковых систем [1]. В связи с этим развитие данных систем имеет большое практическое значение. ИФРНС в дополнение к координатно-временным измерениям (КВИ) обеспечивают возможность передачи информации [2, 3]. В настоящее время скорость передачи информации по данному каналу составляет от 50 до 100 бит/с. Однако для удовлетворения растущих требований потребителей необходимо обеспечить скорость передачи информации не менее 1000 бит/с. Целью настоящей работы является оценка существующих проблем повышения пропускной способности информационного канала ИФРНС, обзор применяемых и известных методов передачи информации по данному каналу, определение возможных путей решения обозначенных проблем.

Пропускная способность информационного канала ИФРНС ограничена: разрешенной шириной полосы частот (определяется нормативными документами); особенностями формирования радиосигнала в передатчике (передатчик работает на резонансную нагрузку, для формирования радиосигнала применяются ключевые методы); требованием обеспечить КВИ. Резонансная нагрузка (антенный контур) обладает достаточно высокой добротностью, что обеспечивает высокую мощность излучаемого радиосигнала, но приводит к узкой полосе пропускания: от 2,5 до 5,0 кГц. Применяемые ключевые методы формирования радиосигнала [4, 5] позволяют обеспечить заданные параметры огибающей и стабильность фазы, что имеет принципиальное значение для точных КВИ. Кроме того, они позволяют обеспечить высокий коэффициент полезного действия передатчика (80 - 90 %).

Передача информации не должна препятствовать КВИ. В связи с этим использование для передачи информации занятых ими временных и частотных ресурсов ограничено. Таким образом, задача по организации информационного канала состоит в выявлении свободного ресурса и его наиболее полном использовании.

Определим потенциально возможную пропускную способность. Предположим, что для КВИ используется только начальная область радиоимпульса 40 мкс. Тогда при количестве импульсов в пакете 10 и периоде повторения пакетов 40 мс временной интервал, используемый в течение 1 с, составляет 10 мс. Остальное время может быть использовано для передачи информации. Тогда при отношении мощности сигнала к мощности шума 5 и полосе пропускания канала 5 кГц пропускная способность составит 12 790 бит/с.

Выполнен обзор применяемых и известных методов модуляции [2, 3, 6 – 8], сравнение рассмотренных методов по скорости передачи информации приведено на рис. 1.

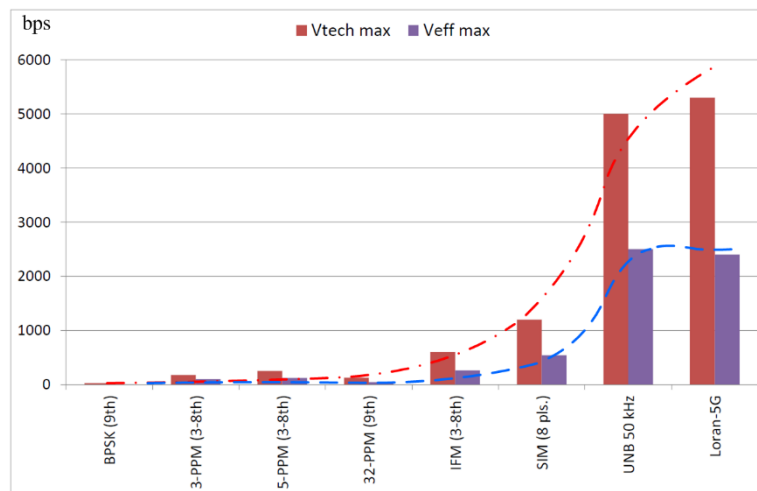


Рис. 1. Эволюция скорости передачи информации

Возможность реализации метода UNB 50 kHz с использованием известных моделей радиопередающих устройств, одновременно с генерированием основного радиосигнала, авторами [7] не рассмотрена и требует дополнительных исследований. Данный метод предполагает изменение фазы сигнала скачком на 180° , что в известных моделях радиопередающих устройств не представляется возможным.

Метод Lorán-5G [8] предполагает формирование радиопередающим устройством одновременно 222 радиосигналов на ортогональных поднесущих

частотах. Причем точность формирования радиосигнала с заданной частотой должна быть не менее 15 Гц, переход на другую частоту должен осуществляться через каждые 166,67 мс. Кроме того, метод предполагает изменение фазы сигнала скачком на 90°. Реализация данных режимов в известных моделях радиопередающих устройств не представляется возможной. Вместе с тем, авторы [8] не рассмотрели вопросы построения радиопередающего устройства.

Наиболее перспективным методом модуляции для повышения пропускной способности информационного канала представляется фазовая (частотная) модуляция (в течение свободных временных интервалов), при этом изменение фазы тока в антенном контуре должно быть непрерывным. Данная модуляция потенциально может быть реализована ключевыми методами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Son P.-W., Park S.G., Han Y., Seo K. eLoran: Resilient Positioning, Navigation, and Timing Infrastructure in Maritime Areas // *IEEE Access*, vol. 8, 2020. – P. 193708-193716.
2. Van Willigen D. Eurofix // *The Journal of Navigation*, The Royal Institute of Navigation, Vol. 42, No. 3, September 1989. – P. 375-381.
3. Lo S.C., Peterson B.B., Enge P.K. Loran Data Modulation: A primer // *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 9, Sept. 2007. – P. 31-51.
4. Hardy T. Next Generation LF Transmitter Technology for (e)LORAN Systems // *Proc. RIN NAV08 and 37th ILA Technical Symposium*. October 2008.
5. Sorotsky V., Zudov R., Pergushev A., Ulanov A., Kulikov N. Multi-Cell Switched Mode Power Amplifiers Voltage Spectrum under Dispersion of Elements Parameters // *2022 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech)*, 2022. – P. 58-61.
6. Liang Q., Xiong W., Li Y. Research on Modulation Technique of High Speed Loran-C Data Channel // *2012 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Shanghai, China, 2012. – P. 1-3.

7. Lyu B., Hua Y., Yuan J., Li S. Application of Ultra Narrow Band Modulation in Enhanced Loran System // Sensors 2021, 21, 4347.

8. Signal Structure for Terrestrial Timing and Positioning System: US Patent 11 563 538 B2 / Opshaug G., Chansarkar M., Tuck D., Cookman J. – Qualcomm Inc. (US). – Jan. 24, 2023.

МОНОКОНИЧЕСКАЯ АНТЕННА РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДИАПАЗОНА СРЕДНИХ ВОЛН

В.С. Панько, канд, техн. наук, vpanko@sfu-kras.ru, **А.Г. Андреев**, канд. техн. наук, aandreyev@sfu-kras.ru, **А.А. Ерохин**, канд. техн. наук, aerokhin@sfu-kras.ru,

А.В. Станковский, stankovskiy_a@mail.ru, **А. А. Сенченко**, asenchenko@sfu-kras.ru, **К.В. Князева** kknyazeva@sfu-kras.ru, **С.Б. Нелипа**, sb.nelipa@yandex.ru,

А.В. Косолапов, dwl@mail.ru

Сибирский федеральный университет, 660074, г. Красноярск,

ул. Киренского, 28

АО «НПП Радиосвязь», 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19

В радионавигационных системах (РНС) средневолнового диапазона, использующих широкополосные сигналы, относительная ширина полосы рабочих частот может составлять 30% и более [1]. Во всей рабочей полосе частот антенна опорной станции РНС должна быть согласована с выходом передатчика. В противном случае возникают частотные искажения формируемого навигационного сигнала, что приводит к увеличению погрешности измерения радионавигационных параметров (задержки и фазы сигнала) и в конечном итоге, ухудшению точности определения координат потребителями навигационной системы.

Наиболее распространенным типом антенн, используемых в РНС этого диапазона частот, является несимметричный вертикальный вибратор с системой противовесов и емкостной нагрузкой на вершине. На рисунке 1 показана модель

антенны, включающая как излучающие элементы, показанные красным цветом, так и необходимые опорные и поддерживающие элементы (мачта, растяжки), показанные серым цветом. Несмотря на наличие емкостной нагрузки, входное сопротивление таких антенн имеет существенную реактивную составляющую (сотни ом), что не позволяет добиться хорошего согласования. Применение узкополосных согласующих цепей может улучшить согласование в некоторой узкой полосе частот, но не во всем рабочем диапазоне.

Возможным вариантом улучшения согласования является применение антенн моноконической конструкции (рисунок 1). В [2] и [3] с помощью численного моделирования было показано, что можно добиться ширины полосы частот 30% и более по уровню $K_{СВН} \leq 2$ при сохранении высоты антенны порядка 22-24 м.

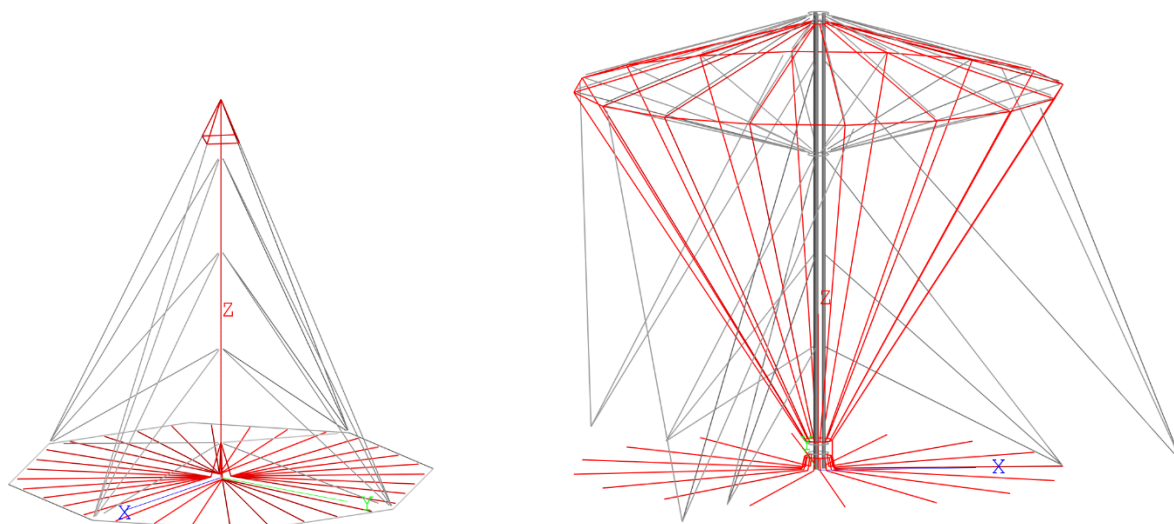


Рисунок 1. Модели антенн РНС: несимметричный вибратор (слева), моноконическая (справа)

Механическая конструкция экспериментального образца моноконической антенны была разработана специалистами ООО «Инструм». Образец моноконической антенны изготовлен и смонтирован на полигоне (рисунок 2), где затем проводились измерения его характеристик.

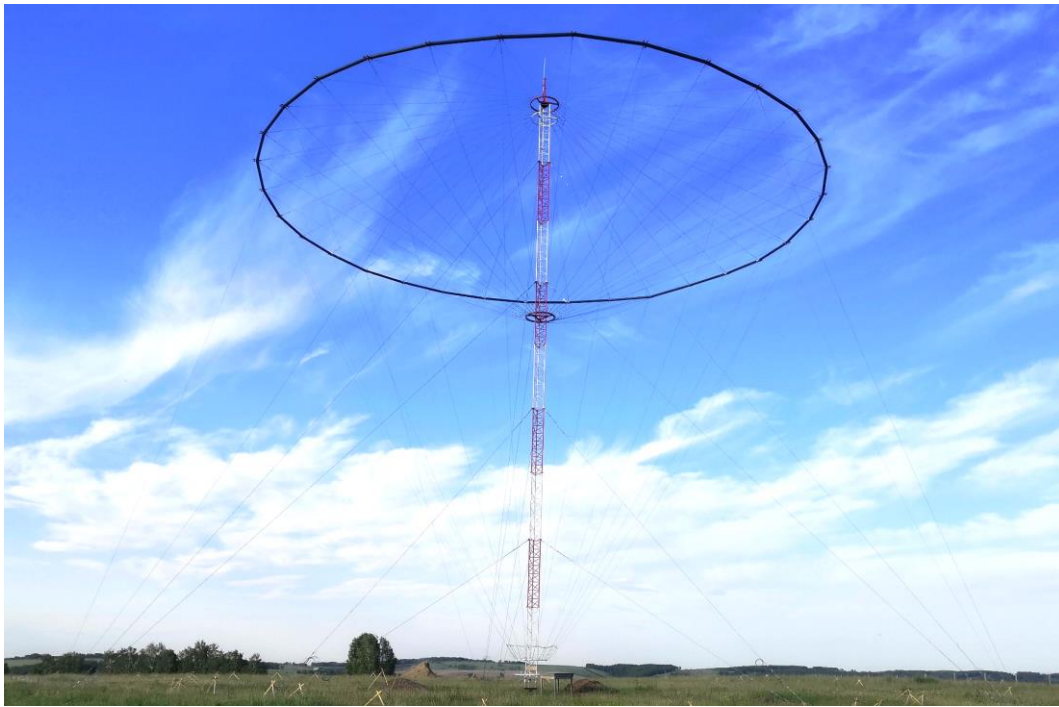


Рисунок 2. Моноконическая антенна на измерительном полигоне

Измерения показали удовлетворительное совпадение с результатами моделирования. На рисунке 3 показаны измеренные и расчетные значения КСВН, полученные для при расположении антенны на сухой земле с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4$ и проводимостью $\sigma = 0.001$ См/м. Для сравнения также показан КСВН несимметричного вибратора при использовании узкополосной согласующей цепи: как видно, моноконическая антенна обеспечивает существенно более широкую полосу рабочих частот.

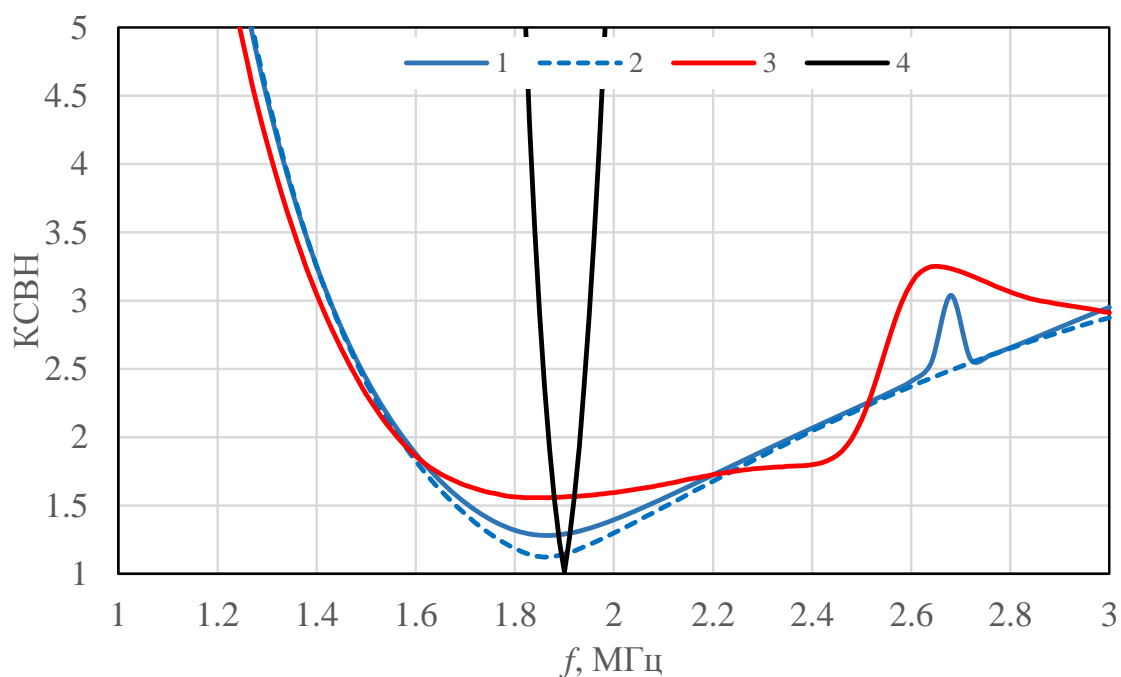


Рисунок 3. КСВН моноконической антенны: 1 – расчет с учетом опорных элементов; 2 – расчет без учета опорных элементов; 3 – эксперимент; 4 – несимметричный вибратор

Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин ; ред. В. М. Владимиров ; Рос. акад. наук, Сиб. отд-ние. - Новосибирск : Наука, 2011. - 257 с.

Панько В. С., Саломатов Ю. П., Баскова А. А. Оптимизация формы антенны в виде конического монополя // Современные проблемы радиоэлектроники. – 2022. – С. 274-279.

Панько В.С., Ерохин А.А, Сенченко А.А, Андреев А.Г. Исследование конструктивных особенностей реализации антенны в виде конического монополя // Международный научно-исследовательский журнал. – 2022. – №. 11 (125). – С. 18.

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008)

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ОДИНОЧНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА

Л.В. Литюк, доцент, к.т.н., ЮФУ, г. Ростов-на-Дону, e-mail: lvlityuk@sfedu.ru

Как известно, ряд участков электромагнитного спектра имеет существенный уровень затухания. К настоящему времени эти участки спектра практически не используются, так как требования к радиолокационным станциям (РЛС) – максимальная дальность действия. Для решения этой задачи, целесообразно применять сложные сигналы второго порядка (ССВП), использующие в качестве модулирующих функций дополнительные кодовые последовательности (ДКП) [1]. Особенностью является то, что их суммарные автокорреляционные функции (АКФ) имеют вид « δ -функции», а суммарные взаимокорреляционные функции (ВКФ) «ортогональны в точке и на временном интервале при произвольном сдвиге». В [1] рассматривались алгоритмы обработки ССВП, позволяющие выделить полезный сигнал из аддитивной смеси с помехой, при отношении сигнал/шум много меньше единицы. Излучаемый сигнал представляет собой ССВП, каждая его составляющая, в виде сложного сигнала первого порядка (ССПП), располагается в соседней по частоте боковой полосе – верхней (ВБП) и нижней (НБП). Полагается, что каналы независимы, на полезный сигнал воздействуют независимые помехи, коэффициенты передачи в каналах одинаковы.

Пусть требуемый сигнал $\dot{x}(t)$ пропускается одновременно через формирующие фильтры (ФФ) ФФ А и ФФ С с импульсными характеристиками (ИХ) $\dot{h}_A(t)$ и $\dot{h}_C(t)$, которые описываются соответствующими ДКП или ССВП [1]. Сигналы в виде $\dot{y}_A(t) = \dot{h}_A(t) * \dot{x}(t)$ и $\dot{y}_C(t) = \dot{h}_C(t) * \dot{x}(t)$ излучаются радиопередающим устройством (РПУ) в ВБП и НБП соответственно (знак * обозначает операцию свертки). На входе приемной получим реализации полезного сигнала в аддитивной смеси с помеховыми реализациями соответственно в ВБП и НБП в виде $\dot{s}_A(t) = \dot{y}_A(t) + \dot{n}_A(t)$ и $\dot{s}_C(t) = \dot{y}_C(t) + \dot{n}_C(t)$. Далее входные сигналы $\dot{s}_A(t)$ и $\dot{s}_C(t)$ обрабатываются в канальных полосовых фильтрах радиоприемного устройства (РПрУ) ПФ $A_{пр}$ и ПФ $C_{пр}$, с одинаковыми полосами пропускания, равными $\Delta F = k/\tau_\delta$, где $1,37 \leq k < \infty$ и τ_δ – минимальная длительность дискрета ДКП или ССВП. Полагается, что ИХ ПФ $A_{пр}$ согласована с ИХ ПФ $A_{пер}$ РПУ, а ИХ ПФ $C_{пр}$ – с ИХ ПФ $C_{пер}$ РПУ. Далее сигналы с выходов

соответствующих ПФ РПрУ подаются на согласованные фильтры (СФ), у которых ИХ $\dot{h}_A^*(t)$ и $\dot{h}_C^*(t)$ определяются параметрами ФФ A и ФФ C .

В результате суммирования откликов СФ на выходе сигнального канала образуется реализация, представляющая сумму полезного сигнала (суммарная АКФ) и суммы помехи в виде

$$\dot{a}(t) = a \cdot \dot{x}(t) + \dot{n}_A(t) * \dot{h}_A^*(t) + \dot{n}_C(t) * \dot{h}_C^*(t), \quad (1)$$

где a – постоянная величина являющаяся амплитудой принимаемого полезного сигнала; $\dot{n}_A(t)$ – помеховая реализация в частотном канале A , располагающегося в ВБП; $\dot{n}_C(t)$ – помеховая реализация в частотном канале C , располагающегося в НБП. В соответствии с алгоритмом обработки, сигналы $\dot{s}_A(t)$ и $\dot{s}_C(t)$, прошедшие каналные ПФ $A_{пр}$ и ПФ $C_{пр}$, также подаются на сжимающие фильтры B (СЖФ B) и D (СЖФ D) с ИХ $\dot{h}_B^*(t)$ и $\dot{h}_D^*(t)$. В результате прохождения входных сигналов через СЖФ B и СЖФ D и суммирования откликов, на выходе помехового канала будет реализация, содержащая только помеховую составляющую в виде

$$\dot{b}(t) = \dot{n}_A(t) * \dot{h}_B^*(t) + \dot{n}_C(t) * \dot{h}_D^*(t), \quad (2)$$

Выполняя операцию преобразования Фурье над (1) и (2), получим отклики в виде

$$\dot{A}(f) = a\dot{X}(f) + \dot{N}_A(f)\dot{H}_A^*(f) + \dot{N}_C(f)\dot{H}_C^*(f), \quad (3)$$

$$\dot{B}(f) = \dot{N}_A(f)\dot{H}_B^*(f) + \dot{N}_C(f)\dot{H}_D^*(f), \quad (4)$$

где $\dot{H}_A^*(f)$, $\dot{H}_C^*(f)$, $\dot{H}_B^*(f)$ и $\dot{H}_D^*(f)$ – амплитудно-фазочастотные характеристики (АФЧХ) СФ A , СФ C , СЖФ B и СЖФ D ; $\dot{X}(f)$ – выборочный амплитудно-фазочастотный спектр (АФЧС) сигнала $\dot{x}(t)$; $\dot{N}_A(f)$ – выборочный АФЧС помеховой реализации, действующий на полезный сигнал в канале A ; $\dot{N}_C(f)$ – выборочный АФЧС помеховой реализации, действующий на полезный сигнал в канале C . Получаем систему, состоящую из двух уравнений (3) и (4) с двумя неизвестными. Зная выборочные спектральные характеристики обрабатываемых процессов на выходах сигнального и помехового каналов $\dot{A}(f)$ и $\dot{B}(f)$, зная АФЧХ СФ A , СЖФ B , СФ C , СЖФ D , можно рассчитать АФЧС реализации помехи в частотных каналах $\hat{n}_A(t)$ и $\hat{n}_C(t)$ соответственно. Тогда помеховые реализации по частотным каналам A и C определяются в виде

$$\begin{aligned}\hat{N}_A(f) &= a\dot{X}(f) + \dot{B}(f)\frac{\dot{H}_A^*(f)}{\dot{H}_B^*(f)} - \dot{N}_C(f)\left[\frac{\dot{H}_D^*(f)\dot{H}_A^*(f)}{\dot{H}_B^*(f)} - \dot{H}_C^*(f)\right] = \\ &= \frac{a\dot{X}(f)\dot{H}_B^*(f) + \dot{B}(f)\dot{H}_A^*(f)}{\dot{H}_B^*(f)} - \frac{\dot{N}_C(f)\left[\dot{H}_D^*(f)\dot{H}_A^*(f) - \dot{H}_C^*(f)\dot{H}_B^*(f)\right]}{\dot{H}_B^*(f)}.\end{aligned}\quad (5)$$

$$\hat{N}_C(f) = \frac{[a\dot{X}(f) - \dot{A}(f)]\dot{H}_B^*(f) + \dot{B}(f)\dot{H}_A^*(f)}{\dot{H}_D^*(f)\dot{H}_A^*(f) - \dot{H}_C^*(f)\dot{H}_B^*(f)};\quad (6)$$

Величина a является энергетическим параметром, то ее определение можно осуществить следующим образом. Произведя на временном интервале $0 \leq t \leq \tau_{ИХ}$, при условии отсутствия полезного сигнала, вычисление мощности W_{Ns} помехового процесса $\dot{\Theta}(t)$, определяемого выражением: $\dot{\Theta}(t) = \dot{n}_A(t) * \dot{h}_A^*(t) + \dot{n}_C(t) * \dot{h}_C^*(t)$, и мощности W_{Np} помехового процесса $\dot{b}(t)$, определяемого (2), учитывая, что на входах СФ A и СжФ B действует процесс $\dot{n}_A(t)$, а на входах СФ C и СжФ D – процесс $\dot{n}_C(t)$, получим следующее равенство: $W_{Ns} = \alpha W_{Np}$, где α – коэффициент, величина которого зависит от параметров фильтров. При наличии сигнала $a \cdot \dot{x}(t)$ мощность аддитивной смеси сигнала и помеховой составляющей будет равна: $W_{xN} = W_{Ns} + W_x$, где $W_x = a^2\beta$ – мощность сигнальной составляющей; β – коэффициент, зависящий от СФ A и СФ C . Тогда, величину a определим в виде $a = \sqrt{(W_{xN} - \alpha W_{Np})/\beta}$. Далее, подставляя величину a , в полученные в результате вычислений $\dot{A}(f)$ и $\dot{B}(f)$, зная параметры СФ A , СФ C , СжФ B и СжФ D в виде $\dot{H}_A^*(f)$, $\dot{H}_C^*(f)$, $\dot{H}_B^*(f)$ и $\dot{H}_D^*(f)$, нетрудно найти отсчеты в частотной области помеховых реализаций $\dot{N}_A(f)$ и $\dot{N}_C(f)$ по выражениям (5) и (6).

Далее, рассчитанные отсчеты в частотной области $\dot{N}_A(f)$ и $\dot{N}_C(f)$ подвергаются обратному преобразованию Фурье, в результате чего, образуются рассчитанные помеховые реализации $\hat{n}_A(t)$ и $\hat{n}_C(t)$. Рассчитанные помеховые реализации вычитаются из принятых сигналов $\dot{s}_A(t)$ и $\dot{s}_C(t)$. В результате формируются очищенные сигнальные реализации $\hat{y}_A(t)$ и $\hat{y}_C(t)$, которые подаются на дополнительные СФ $A_{\text{доп}}$ и СФ $C_{\text{доп}}$, ИХ которых идентичны СФ A и СФ C .

На последнем этапе обработки отклики, полученные на выходах СФ $A_{\text{доп}}$ и СФ $C_{\text{доп}}$, суммируются и дают результирующий сигнал $\hat{x}(t)$. В результате

применения предложенного алгоритма обработки повышается отношение сигнал/шум перед подачей на пороговое устройство.

Список литературы

Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2019. – 590 с.

СЕКЦИЯ «НОВЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ОБРАБОТКИ, ПЕРЕДАЧИ И ХРАНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ»

БИБЛИОТЕКА С ОТКРЫТЫМ ИСХОДНЫМ КОДОМ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАССЕЯНИЯ НА МНОГОСЛОЙНЫХ СФЕРИЧЕСКИХ ТЕЛАХ

Д.В. Денисов – кандидат технических наук, доцент кафедры информационных технологий и систем управления ИРИТ-РТФ УрФУ, г. Екатеринбург,

E-mail: dv.denisov@urfu.ru

В.Я. Носков – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: v.y.noskov@urfu.ru

И.О. Скуматенко – разработчик программного обеспечения, аспирант ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: ilya.skumatenko@urfu.ru

Введение. В работе рассматривается разработанная библиотека с открытым исходным кодом на языке Python. Библиотека позволяет решать задачи возбуждения неоднородных сферических структур методом тензорных функций Грина [1]. Решение используется для численного расчета параметров дифракции на телах

простой геометрической формы, позволяет оценить общие закономерности и особенности работы укрытий и материалов для них.

Электродинамический аппарат. В качестве основной расчетной модели в предложенной библиотеке используется электродинамический аппарат тензорных функций Грина (ТФГ). Методика использования аппарата ТФГ изложена в [1], а подробное решение задачи возбуждения неоднородной сферической структуры и расчет в пакете прикладных программ Matlab приведено в [2].

Описание библиотеки. Библиотека состоит из функций для вычислений функций Бесселя, Неймана, их производных, импедансов и адмитансов (Y и Z) для связанных слоев, функции Ханкеля, ее производной, коэффициентов M_n и N_n слоев. Порядок использования, сведения о лицензии, формат входных и выходных данных приведены в файле `readme.txt` в корне репозитория [3].

Сравнение методов и ранее полученных результатов. В качестве проверки корректности получаемых результатов приведем сравнение решений для некоторых типовых задач. В общем виде геометрия задачи рассеяния ЭМ волны на многослойной сферической структуре показана на рисунке 1.

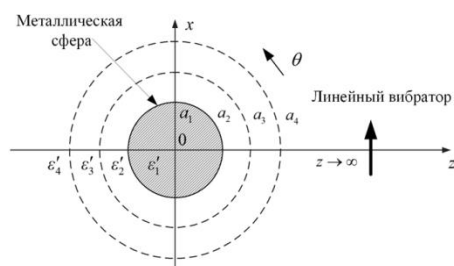


Рис. 1. Модель дифракции ЭМ волны на многослойной сфере

Приведем расчет дифракции ЭМ волны на проводящей сфере и сравним с результатами, полученными в классической литературе [4]. На рисунке 2а, 2б приведены, взятые из [4] диаграммы направленности рассеянного поля на шаре электрического размера $ka = 3$ и $ka = 5$ соответственно, возбуждаемого плоской волной. А в правой части рисунка 2в и 2г – диаграммы, рассчитанные с помощью библиотеки.

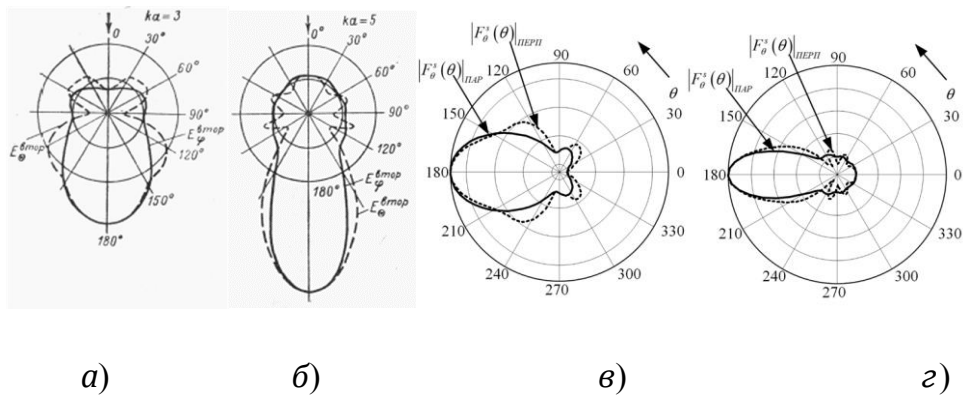


Рис. 2. Диаграммы рассеянного поля на металлической сфере

Аналогично приведем результаты расчета дифракции на четырехслойной линзе Люнеберга. Для простоты параметры слоев соответствуют равношаговой аппроксимации закона Люнеберга. В этой постановке задачи падающая электромагнитная волна имеет частоту 10 ГГц, радиус линзы 9 см ($ka \sim 19$). На рисунке 3 приведено сравнение диаграмм рассеяния, полученных в программном пакете Ansys Elecn-tonics Desktop (HFSS Design) и библиотеки на Python.

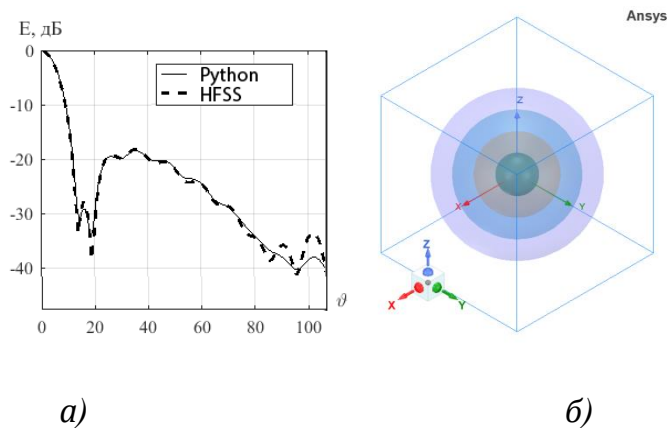


Рис. 3. Рассеяние на линзе Люнеберга (а) и постановка задачи в HFSS Design (б)

Выводы. Программная реализация обладает существенным быстродействием и может эффективно использоваться при первичном анализе объемных диэлектрических структур, а также для определения их дифракционных и радиолокационных характеристик.

Библиографический список

1. Панченко Б. А. Рассеяние и поглощение электромагнитных волн неоднородными сферическими телами. М.: Радиотехника, 2013.

2. Денисов Д. В. Антенные и дифракционные характеристики линз Люнеберга при облучении полем круговой поляризации: дис. ... канд. техн. наук. Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им Р. Е. Алексеева – ННГТУ; 2015.
3. Денисов Д. В. репозиторий GreenTensor: GitHub. 2023. URL:<https://github.com/Den1sovDm1triy/GreenTensor> (дата обращения: 12.09.2023).
4. Марков Г.Т. Возбуждение электромагнитных волн [Текст] / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. – Москва: Радио и связь, 1983 – 296 с.

РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ВОЗДЕЙСТВИЯ СКОЛЬЗЯЩИХ ПОМЕХ

С.С. Дворников, доцент кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; научный сотрудник научно-исследовательского отдела, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, кандидат технических наук.

E-mail: dvornik92@mail.com

А.Ф. Крячко, заведующий кафедрой радиотехнических и оптоэлектронных комплексов, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; доктор технических наук, профессор,

E-mail: alex_k34.ru@mail.ru

С.В. Дворников, профессор кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; профессор кафедры, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, доктор технических наук, профессор.

E-mail: practicdsv@yandex.ru

Представлены результаты оценки помехоустойчивости сигналов в условиях воздействия скользящих по спектру помех. Исследована помехоустойчивость на примере сигналов перестановочной модуляции.

Ключевые слова: помехоустойчивость сигналов, вероятность битовой ошибки, скользящие по спектру помехи

В сложной сигнально-помеховой обстановке нередко встречаются коллизии связанные с взаимным использованием одного и того же участка спектра частот сигналами различных радио и радиотехнических систем. При этом наиболее сложная ситуация возникает в случае, когда мешающие сигналы являются аperiodическими по времени, с высокой динамикой изменения частоты, что делает их сопоставимыми по наносимому деструктивному урону со скользящими по спектру узкополосными помехами.

Наибольший урон такие помехи наносят сигналам многочастотной манипуляции, которые активно используются в коммерческих радиостанциях, поскольку в них информация передается путем позиционирования активных излучениях на строго определенных частотных позициях. В ходе исследования были рассмотрены сигналы с перестановочной модуляцией (ПМ), кодированные телеграфным кодом с постоянным весом МТК-3 [1].

Для проведения расчетов обоснована аналитическая модель мешающего воздействия в виде сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ)

$$s_{\text{ЛЧМ}}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2 \right) + \phi_0 \right], \quad (1)$$

где A – амплитуда; ϕ_0 – начальная фаза; f_{\max} и f_{\min} – максимальное и минимальное значение частоты, в пределах которых сторонний сигнал выступает как скользящая помеха; T_c – длительность полезного сигнала $\alpha = (f_{\max} - f_{\min}) / T_c$ – коэффициент определяющий скорость изменения частоты скользящей помехи.

В ходе эксперимента оценивалась помехоустойчивость приема сигналов с ПМ при использовании двух методов обработки: метода некогерентной обработки по спектру и метода обработки на основе корреляционного приема [2]. Первоначально, для выбранных методов обработки, была проведена оценка помехоустойчивости приема сигналов ПЧ в канале с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), по показателю вероятности битовой ошибки p_b [3].

Результаты представлены в табл. 1, где первый метод обозначен как «Метод 1»,

а второй – как «Метод 2».

Таблица 1 – Результаты оценки вероятности битовой ошибки при приеме сигналов ПМ в канале с АБГШ для различных методов обработки

Метод обработки	Отношение сигнал/шум (ОСШ) в канале, дБ						
	4	6	8	10	12	14	16
Метод 1, p_b	0,2	0,18	0,095	0,03	0,007	6×10^{-4}	$1,5 \times 10^{-5}$
Метод 2, p_b	0,26	0,19	0,1	0,05	0,01	13×10^{-4}	4×10^{-5}

В соответствии с полученными результатами, первый метод является более предпочтительным для канала с АБГШ. При этом приемлемые результаты, при которых обеспечивается прием сигналов с ПМ, начинается с уровня порядка 10 дБ, что в целом сопоставимо с теоретическими данными [4].

Затем была проведена оценка помехоустойчивости приема сигналов ПМ в условиях скользящих по спектру помех. Для раскрытия сущности деструктивного урона, наносимого скользящей по частоте помехи, на рис. 1 показан фрагмент спектра сигнала ПМ, сформированного на основе кода МТК-3, в центре которого находится спектр мешающего сигнала с ЛЧМ.

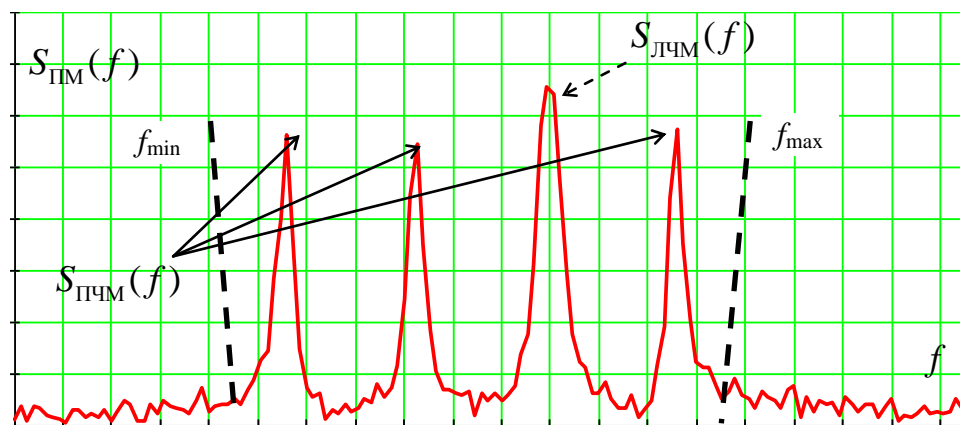


Рис. 1. Фрагмент спектра сигнала ПЧ и помехи

Результаты оценки помехоустойчивого приема сигналов ПЧ по показателю вероятности битовой ошибки проводились из условия обработки входной реализации в полосе 3,1 кГц в канале с АБГШ при воздействии узкополосной помехи в виде сигнала ЛЧМ, скорость изменения частоты которого, составила 1 кГц/с.

Обобщенные результаты сведены в табл. 2, где первый метод обозначен как «Метод 1», а второй – как «Метод 2».

Таблица 2 – Результаты оценки вероятности битовой ошибки при приеме сигналов ПМ

в канале с АБГШ в условиях скользящей по спектру помехи

Метод обработки	Отношение сигнал/шум (ОСШ) в канале, дБ						
	4	6	8	10	12	14	16
Метод 1, p_b	0,25	0,17	0,22	0,16	0,078	0,04	0,015
Метод 2, p_b	0,28	0,14	0,18	0,12	0,075	0,055	0,04

Анализ полученных результатов оценки вероятности битовой ошибки позволяет сделать следующий вывод. Метод некогерентной обработки элемента сигнала по спектру в условиях воздействия помех, скользящих по спектру, обеспечивает существенный выигрыш по отношению ко второму методу, только начиная с уровня ОСШ порядка 14 дБ. При этом приемлемым можно считать уровень ОСШ, при котором возможен прием сигналов ПМ не менее 16 дБ. А метод обработки на основе корреляционного приема оказался неработоспособным в условиях скользящих по спектру помех.

Используемые источники

1. Дворников С.В., Овчинников Г.Р., Балыков А.А. Программный симулятор ионосферного радиоканала декаметрового диапазона // Информация и космос. – 2019. – № 3 – С. 6–12.

2. Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии / С. В. Дворников, В. К. Железняк, В. Ф. Комарович, Р. Н. Храмов // Информация и космос. – 2005. – № 4. – С. 13-16.

3 Компенсация структурных помех в радиочастотных каналах управления робототехнических систем / Дворников С.В., Крячко А.Ф., Попов Е.А., Дворников С.С., Томашевич С.В.// Радиотехника. 2021. Т. 85. № 11. С. 95-106.

4. Kulikov G.V., Nguyen Van Dung. Analysis of noise immunity of reception of signals with multiple phase shift keying under the influence of scanning interference. Rossiyskiy tekhnologicheskii zhurnal (Russian Technological Journal). 2018; 6(6): 5-12. (in Russ.)

РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ ШУМОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ В ТЕРАГЕРЦОВОМ ДИАПАЗОНЕ

С.С. Дворников, доцент кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; научный сотрудник научно-исследовательского отдела, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, кандидат технических наук.

E-mail: dvornik92@mail.com

А.Ф. Крячко, заведующий кафедрой радиотехнических и оптоэлектронных комплексов, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; доктор технических наук, профессор,

E-mail: alex_k34.ru@mail.ru

С.В. Дворников, профессор кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств, Государственный университет аэрокосмического приборостроения; профессор кафедры, Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, доктор технических наук, профессор.

E-mail: practicdsv@yandex.ru

Представлены результаты оценки чувствительности приемных устройств излучений терагерцового диапазона. Исследован уровень шумов.

Ключевые слова: чувствительность пороговая, излучения терагерцового диапазона

Терагерцовое излучение, известное как субмиллиметровое излучение, в соответствии с классификацией ИТУ занимает полосу частот от 0,3 до 3 терагерц (ТГц).

Поскольку длина волн электромагнитных излучений в терагерцовом диапазоне варьируются от 1 мм до 0,1 мм, что соответствует субмиллиметровому диапазону, то они достаточно быстро затухают в свободном пространстве.

Вместе с тем наличие окон частотной прозрачности в атмосфере, открывает возможность организации радиосвязи на небольших расстояниях с большой скоростью передачи данных. Именно поэтому частотный диапазон в районе 0,3 ТГц определен в использование для систем связи 6G. Другой интересной особенностью терагерцового излучения является возможность его проникновения через тонкие слои материалов, что позволяет его использование для анализа их структуры, как низкоэнергетическую альтернативу рентгеновскому излучению для получения изображений внутренней части твердых объектов с достаточно высоким разрешением. Формирование и детектирование когерентного терагерцового излучения остается достаточно технической сложной задачей, несмотря на то, что существуют недорогие коммерческие источники, работающие в диапазоне 0,3–1,0 ТГц (нижняя часть спектра), включая гиротроны, генераторы обратной волны и резонансно-туннельные диоды. Из-за малой энергии фотонов терагерцового диапазона, современные устройства требуют низкой температуры для подавления токов тепловых шумов. Однако в 2008 году инженеры Гарвардского университета добились возможности генерировать терагерцовое излучение при комнатной температуре мощностью нескольких сотен нВт, используя полупроводниковый источник. В 2011 году японский производитель электронных компонентов Rohm и исследовательская группа из Университета Осаки создали чип, способный передавать данные на скорости 1,5 Гбит / с в терагерцовом диапазоне. А уже в 2012 году группой исследователей из Токийского технологического института был создан генератор отрицательного сопротивления на резонансном туннельном диоде, обеспечившего передачу сообщения на частоте 542 ГГц со скоростью 3 Гбит/с на дальностях порядка 10 м.

Дальнейшие исследования показали потенциальную возможность в данном диапазоне обеспечить для системы Wi-Fi передачу данных со скоростью до 100 Гбит /с.

Таким образом, развитие технологий передачи данных в терагерцовом диапазоне является перспективным направлением, требующим проведения дополнительного исследования. В том числе по оценке чувствительность приема в терагерцовом диапазоне.

В общем случае чувствительность определяется уровнем внутренних шумов [1], которые принято разделять на тепловые шумы, характеризующиеся температурой окружающего фона, приводящей к колебаниям заряженных частиц под действием тепла, и дробовые шумы, которые не зависят от температуры, а возникают в результате хаотической нестабильности заряженных частиц, приводящей к росту дисперсии тока. Поэтому уровень дробовых шумов возрастает с увеличением мощности излучения.

Учитывая, что основной тракта приема является гетеродинный преобразователь, то исследованию подвергалась система, на которую поступал сигнал от источника сообщений при температуре T . Поскольку сигнал является случайным процессом, а излучение в терагерцовом диапазоне помимо информационного наполнения несет и тепловую нагрузку, вызванную соударением фотонов с матрицей приемника, то сложно, оперируя только температурой окружающей среды однозначно рассчитать уровень шума.

Поэтому полагалось, что на входе приемника стоит фильтр, с полосой пропускания B , поэтому, и прием излучения ведется только в пределах полосы.

Спектр теплового источника черного тела достигает максимума на длине волны, удовлетворяющей условию

$$\lambda_m \times T = 5,1 \text{ mmK} , \quad (1)$$

Так как для сигналов в части спектра Рэлея-Джинса, т.е. для частот

$$f = c / \lambda_m , \quad (2)$$

мощность сигнала, поступающего в микшер от источника с температурой, T , будет равна

$$P_s = kTB . \quad (3)$$

В формулах (1)-(3) T – температура источника излучений; c – скорость света; $k = 1,380649 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; B – полоса пропускания.

Учитывая, что отношение сигнал/шум (ОСШ) h_0^2 фотодетектора определяться как

$$h_0^2 = \frac{P_s \eta}{f \hbar \Delta F}, \quad (4)$$

где η – коэффициент квантовой эффективности; f – частота электромагнитного излучения; $\hbar = 6,62607015 \times 10^{-34}$ Дж×с – постоянная Планка.

Тогда, объединяя выражения (3) и (4), получим зависимость значения ОСШ в канале приема модулированного фотонного излучения

$$h_0^2 = \frac{\eta k T}{f \hbar}, \quad (5)$$

Согласно (5), требуемый уровень чувствительности, определяемый допустимым значением ОСШ можно обеспечить при заданном значении температуры источника T , только за счет величин

$$T_0 = \eta k / f \hbar, \quad (6)$$

из которых k и \hbar являются константами. А после выбора частоты излучения f , наилучшие возможные шумовые характеристики определяются только квантовой эффективностью микшера η . Полагая максимально возможную эффективность, т.е. $\eta = 1$, можно установить предельное значение T_0 как

$$T_0 \geq 0,048 f. \quad (7)$$

Представленное соотношение величин в (7) получено при условии, что значения f в ГГц, а T_0 – в кельвинах. Тогда, если терагерцовый диапазон записать как 300–3000 ГГц, то, соответственно получим значения $T_0 = 14,4 – 144$ К.

Тогда для температуры источника $T = 293$ К, пороговый уровень ОСШ, определяющий чувствительность, для нижней и верхней границы терагерцового диапазона составит 13 дБ и 3 дБ. Дальнейшие исследования будут связаны с методами совместной обработки сигналов, рассмотренными в [2-5].

Используемые источники

1. Исследование субканальных шумов сигналов, сформированных по технологии ортогонального частотного мультиплексирования / А. Р. Бестугин, С. В. Дворников,

А. Ф. Крячко [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2018. – № 3. – С. 123-129.

2. Численная оценка влияния флуктуаций параметров среды на радиосигнал / А. Ф. Крячко, М. Е. Невейкин // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации. Сборник докладов Третьей Всероссийской научной конференции. Санкт-Петербург, 2022. С. 21-23.

3. Пространственная корреляция электромагнитного поля, рассеянного на неоднородностях тропосферы / А. Ф. Крячко, Н. А. Гладкий // Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации. Сборник докладов Третьей Всероссийской научной конференции. СПб, 2022. С. 18-20.

4. Анализ спектральной эффективности сигналов многоканальных РТС / Крячко А.Ф., Крячко М.А., Марков Е.В., Аюков Б.А., Дворников С.В.// Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2021. № 1. С. 99-107.

5. Дворников, С. В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве (обзор) / С. В. Дворников // Труды учебных заведений связи. – 2018. – Т. 4, № 1. – С. 47-60.

СПОСОБЫ ПОСТАНОВКИ ЗАДАЧ В HFSS ДЛЯ АНАЛИЗА ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЧЕЛОВЕКА

Д.В. Денисов – кандидат технических наук, доцент кафедры информационных технологий и систем управления ИРИТ-РТФ УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: dv.denisov@urfu.ru

В.Я. Носков – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: v.y.noskov@urfu.ru

И.О. Скуматенко – разработчик программного обеспечения, аспирант ИРИТ-РТФ, УрФУ, г. Екатеринбург, E-mail: ilya.skumatenko@urfu.ru

Введение. В процессе проектирования дизайна антенн, излучающих устройств, условий их размещения и эксплуатации возникает задача решения соответствия изделий стандартам Санитарно-эпидемиологических правил и нормативам Российской Федерации (СанПиН). Примеры таких задач: размещение антенного оборудования операторов связи в жилых районах, дизайн и условия эксплуатации медицинских устройств, которые работают с электромагнитными полями, такими как МРТ. С развитием беспилотного транспорта и интеллектуальных автомобилей также возникает необходимость контролировать предельные допустимые уровни излучения встроенных радио систем и средств связи. В приложениях военного назначения различного рода мобильные радиосистемы часто работают с предельно допустимыми мощностями, в связи с чем возникает потребность в оценке влияния излучения на экипаж и оборудование. Решение этих и подобных им задач важно с точки зрения обеспечения безопасности операторов, эффективности электронных устройств и систем. Подобный анализ может быть выполнен в программном пакете Ansys Electronics Desktop (HFSS Design). [1]

Модели тела человека. В качестве моделей тела человека можно использовать библиотеку Human Body Model (HBM), встроенную в HFSS Design. HBM содержит параметризованные упрощенные модели, в которых электродинамические параметры заданы в виде функциональных зависимостей [2]. Более подробная

модель, включающая скелет, внутренние органы с соответствующими параметрами может быть получена бесплатно для научных исследований по запросу на сайте разработчика [3]. На рисунке 1 приведены примеры подробной модели (а) и упрощенной НВМ из библиотеки Ansys.

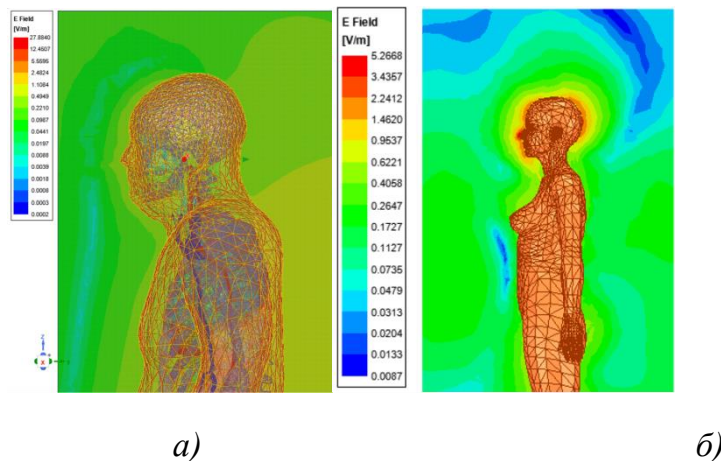


Рис. 1. Модели тела человека в Ansys HFSS

Варианты настройки проекта в HFSS Design. Рассмотрим основные сценарии настройки проекта в HFSS Design, позволяющие оценить влияние излучения на человека. Стандартный подход окружения геометрии FEM-областью как правило оказывается слишком затратным с точки зрения оперативной памяти. Как показывает практика, расчет головы человека на частоте 10 ГГц занимает около 512 Гб оперативной памяти. В связи с этим возникает необходимость выделение в проекте областей анализа интегральными методами (IE-Region), методами геометрической оптики (PO-Region) и с применением аппарата SBR+. Так настройка проекта в гибридной постановки задачи может включать граничные условия FE-BI в тех частях структуры, которая требует детального исследования. И гибридного региона в той части геометрии, влияние которой следует учесть.

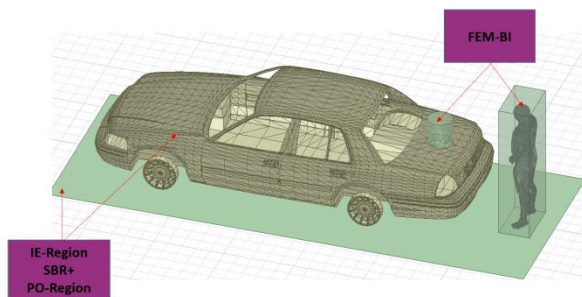


Рис. 2. Пример настройки проекта с гибридными регионами

Если необходимо получить значения поля между анализируемыми области, можно построить поле “ближней зоны” вдоль линии между гибридными областями, как это показано в примере на рисунке 3 при анализе излучения от базовой станции.

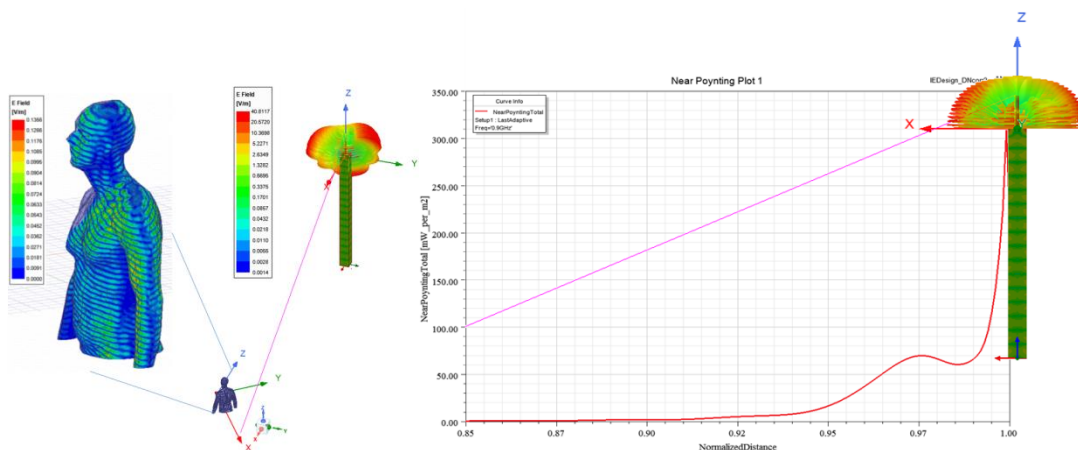


Рис. 3. Пример извлечения поля между гибридными регионами

Библиографический список

1. C. Blair, “Case Study of Electromagnetic Solvers - Finite Element Method (FEM) to RF System Models to Simulate a Routine Implant Environment,” 2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM), Shanghai, China, 2019, pp. 1-3, doi: 10.1109/COMPEM.2019.8778890. [Электронный ресурс]. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8778890> (дата обращения: 27.09.2023).
2. S. N. Makarov, G. M. Noetscher, J. Yanamadala, M. W. Piazza, S. Louie, A. Prokop, A. Nazarian, and A. Nummenmaa, “Virtual Human Models for Electromagnetic Studies and Their Applications,” IEEE Reviews in Biomedical Engineering, vol. 10, pp. 95-121, 2017. PMID: 28682265. DOI: 10.1109/RBME.2017.2722420 <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/28682265>.
3. NEVA EM constructs anatomical true-CAD cross-platform human models for electromagnetic, computational fluid dynamics, thermal, and structural simulations. [Электронный ресурс]. URL: nevaelectromagnetics.com (дата обращения: 03.10.2023).

ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОГО СОСТОЯНИЯ УПОРЯДОЧЕННОГО МАССИВА ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЛЕНТ

**В. А. Орлов^{1,2}, Р. Ю. Руденко¹, А. В. Лукьяненко², В. Ю. Яковчук²,
В. А. Комаров², В. С. Прокопенко³, И. Н. Орлова³**

¹Сибирский федеральный университет, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

^{1,2}Институт физики им. Л.В. Киренского ФИЦ КНЦ СО РАН, 660036,
г. Красноярск, Академгородок, 50, стр. 38

^{1,2,3}Красноярский государственный педагогический университете им.
В.П.Астафьева, 660049, г. Красноярск, ул. Ады Лебедевой 89

* E-mail: vaorlov@sfu-kras.ru

Низкомерные объекты подобные ферромагнитным микро-, нанолентам считаются перспективными объектами для использования в устройствах хранения информации и других устройствах спинтроники нового поколения [1]. Решение задачи повышения плотности записи с одновременной надежностью вынуждают исследовать магнитные свойства не только индивидуальных нанообъектов, но и их массивов [2]. Это обстоятельство неизбежно подводит к необходимости исследовать влияние взаимодействия магнитных подсистем нанообъектов на свойства массивов. Особенно это важно для устройств с высоким быстродействием и/или устройств спинтроники [3]. В настоящей работе мы представляем результаты исследования взаимодействия магнитных подсистем упорядоченных массивов ферромагнитных лент.

Массивы параллельно ориентированных лент были сформированы методом взрывной литографии. Были получены массивы лент размером 4×4 мм². Толщина лент $b = 180$ нм. Расстояние между лентами в различных массивах варьировалось от 4 мкм до 0.3 мкм. Состояние намагниченности исследовалось методом магнитно-силовой микроскопии.

В результате анализа данных магнитно-силовой микроскопии обнаружено, что состояние лент практически однодоменное (преобладает ориентация намагниченности вдоль длинной оси) с замыканием потока на торцах лент

посредством комбинированных доменных стенок, включающих в себя магнитные вихри.

Вдали от торцов наблюдается рябь намагниченности, практически повторяющая неровности боковых поверхностей лент (см. рисунок 1). Поэтому мы связываем существование этой ряби с неоднородностями боковых поверхностей лент, где возникают поля рассеяния. Это справедливо для образцов а и б, где расстояние между лентами относительно велико и роль взаимодействия магнитных подсистем разных лент невелика.

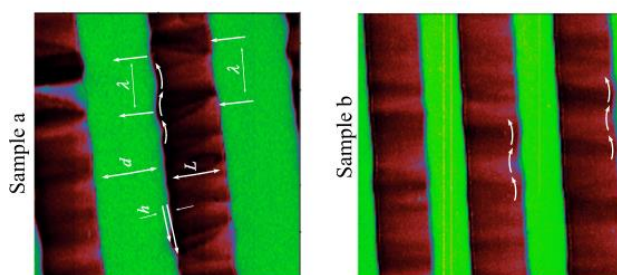


Рис.1. Магнитно-силовой контраст вдали от торцов лент у массивов а, б. Светлыми стрелками вблизи боковых поверхностей показана примерная ориентация намагниченности.

Важным обстоятельством является тот факт, что в массиве с близко расположенными лентами распределения ряби намагниченности в разных лентах заметно коррелирует, что позволяет сделать вывод о значительном магнитостатическом механизме взаимодействия магнитных подсистем посредством полей рассеяния на неоднородностях боковых поверхностей. Это позволяет сделать оценку средней константы эффективной случайной анизотропии, выполняющей роль закрепляющего фактора, связанного с дефектами поверхности.

В работе [4] предложен теоретический метод оценки полей рассеяния, созданных шероховатостями поверхности ферромагнетика. Согласно [4], поле, созданное неровностями можно оценить с помощью выражения:

$$H = M_s \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \frac{h^2}{\lambda L} \exp\left(-\frac{2\pi d \sqrt{2}}{\lambda}\right). \quad (1)$$

Здесь M_s - намагниченность насыщения, h и λ - средняя глубина неровностей и средний период их следования соответственно, L – ширина магнетика (ширина лент), d - ширина немагнитного зазора (расстояние между лентами).

Оценить величину полей рассеяния можно из следующих простых рассуждений. В предположении, что все ленты намагничены в одном направлении, H_M можно оценить, проведя суммирование (1) по всем лентам массива:

$$H_M \approx 2M_s \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \frac{h^2}{\lambda L} \sum_{n=1}^{\infty} \exp\left(-\frac{2\pi d \sqrt{2}}{\lambda}\right) = M_s \sqrt{2} \frac{\pi^2 h^2}{\lambda L} \left(\exp\left(\frac{2\pi d \sqrt{2}}{\lambda}\right) - 1\right)^{-1}. \quad (3)$$

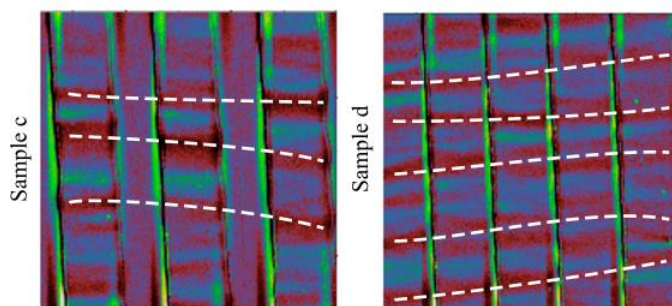


Рис.2. Магнитно-силовой контраст вдали от торцов лент.

Относительно небольшие значения коэрцитивной силы косвенно говорят о том, что процесс зарождения и движения вихревых доменных стенок вблизи торцов лент происходит в небольших полях по сравнению, например, с проволоками.

Период ряби определяется периодом неоднородностей боковых поверхностей лент. Это нарушается в массивах с относительно малым расстоянием между лентами, где наблюдается синхронизация ряби намагниченности лент вне зависимости от положения шероховатостей поверхности.

Исследование выполнено в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (№ темы FSRZ-2020-0011).

Список литературы

[1] Allwood D. A., Xiong G., Faulkner C.C., Atkinson D., Petit D., Cowburn R.P., Magnetic Domain-Wall Logic // Science 2005. V. 309. P. 1688-1692.

[2] Song J.-F., Bird J.P., Ochiai Y., A nanowire magnetic memory cell based on a periodic magnetic superlattice // J. Phys.: Condens. Matter. 2005. V. 17. P. 5263–5268.

[3] Janutka A., Complexes of Domain Walls in Ferromagnetic Stripes // Acta Physica Polonica A 2013. V. 124. P. 641-648.

[4] Tiusan C., Hehn M., Ounadjela K., Magnetic-roughness-induced magnetostatic interactions in magnetic tunnel junctions // Eur. Phys. J. B 2002. V. 26. P. 431-434.

ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ АЛГОРИТМА CORDIC

А.В. Соколовский, инженер-конструктор 1 категории

АО НПП «Радиосвязь», (г. Красноярск)

E-mail: sokolovskii_a@mail.ru

Операция деления является сложной арифметической операцией с точки зрения аппаратных затрат для целочисленной реализации. Аппаратные делители используются в частности при реализации QR разложения для решения системы линейных уравнений методом наименьших квадратов. Классическая реализация методом деления «столбиком» даёт корректный результат только для положительных чисел. В результате перед выполнением деления «столбиком» следует выполнить двоичное дополнение делимого или делителя до операции деления и еще одно двоичное дополнение частного. Вследствие чего усложняется аппаратная архитектура арифметической операции.

Альтернативным методом реализации операции деления является использование таблицы истинности и линейной интерполяции промежуточных результатов. Данный метод является приемлемым в узком круге задач, характерными особенностями которых является ограниченный диапазон значений делимого и делителя, достаточный объём памяти с низкой задержкой, а также эффективная реализация линейного интерполятора.

Также операцию деления можно реализовать на основе алгоритма CORDIC, разработанным Джеком Волдером. Преимуществом использования алгоритма CORDIC является гибкость его настройки под требуемую точность вычисления и

минимум аппаратных затрат, требующих операций суммирования и арифметического сдвига. Кроме того, наличие одноптипных вычислительных операций даёт возможность реализовать делитель в виде систолического массива.

В данной работе рассматривается оптимизация комплексного делителя на основе алгоритма CORDIC, делимое которого является действительным числом, а делитель комплексным.

Деление комплексных чисел описывается выражением

$$\frac{a+ib}{c+id} = \frac{ac+bd+i(bc-ad)}{(c^2+d^2)} \quad (1)$$

Из выражения (1) следует, что операция комплексного деления требует 6 умножителей, 3 сумматора и 2 действительных делителя для вычисления частного от действительной и мнимой составляющей делимого. Таким образом, для аппаратной реализации прямая реализация комплексного делителя является более ресурсоёмкой, чем операция умножения.

Если делитель является действительным числом, операция комплексного деления реализуется на основе 2-х действительных делителей.

Если делимое является действительным числом, то выражение (1) преобразуется к виду

$$\frac{a}{c+id} = \frac{ac-iad}{(c^2+d^2)} \quad (2)$$

Тогда аппаратная реализация выражения (2) может быть реализована на основе 4-х умножителей, 1 сумматора и 2-х действительных делителей.

Оптимизация аппаратной архитектуры комплексного делителя позволит получить повышение вычислительной эффективности алгоритмов на его основе. Известно, что делитель с действительными операндами может быть реализован на основе алгоритма CORDIC, который представляется в виде,

$$\begin{aligned} x^{(i+1)} &= x^{(i)} - \mu d^{(i)} y^{(i)} 2^{-i} \\ y^{(i+1)} &= y^{(i)} + d^{(i)} x^{(i)} 2^{-i} \\ z^{(i+1)} &= z^{(i)} - d^{(i)} \tan^{-1} 2^{-i} \end{aligned} \quad (3)$$

с параметрами

$$z^{(0)} = 0, \mu = 0, d^{(i)} = -\text{sign}(x^{(i)}y^{(i)}) \quad (4)$$

Рассмотрим способы оптимизации алгоритма CORDIC (3) на примере аппаратной реализации выражений (1) и (2).

Представим выражение (1) в виде

$$\frac{a+ib}{c+id} = \frac{Ae^{j\theta_a}}{Ce^{j\theta_c}} = \frac{Ae^{j\theta_a}}{C} e^{-j\theta_c} \quad (5)$$

Тогда выражение (5) может быть реализовано на основе 2-х экземпляров алгоритма CORDIC, работающих в режиме векторизации и 2-х экземпляров алгоритма CORDIC, работающих в режиме вращения. В первую очередь необходимо выполнить вычисление действительного делителя C , затем выполнить два действительных деления комплексного числа и преобразовать частное от деления с помощью алгоритма CORDIC, работающего в режиме вращения, с параметрами

$$z^{(0)} = -\theta_c, \mu = 1, d^{(i)} = \text{sign}(z^{(i)}) \quad (6)$$

Аппаратную архитектуру делителя можно оптимизировать, преобразовав выражение (5) к виду

$$\frac{(a+ib)}{(c+id)} = \frac{A}{C} e^{j(\theta_a-\theta_c)} \quad (7)$$

Тогда выражение (7) возможно реализовать на основе трёх экземпляров алгоритма CORDIC, работающих в режиме векторизации, с параметрами (4) и одного экземпляра алгоритма CORDIC, работающего в режиме вращения, с параметрами

$$z^{(0)} = \theta_a - \theta_c, \mu = 1, d^{(i)} = \text{sign}(z^{(i)}) \quad (8)$$

Если делимое является действительным числом, то выражение (7) преобразуется к виду

$$\frac{a}{c-id} = \frac{A}{C} e^{-j\theta_c}$$

(9)

Тогда комплексный делитель может быть реализован на основе двух экземпляров алгоритма CORDIC, работающих в режиме векторизации, с параметрами (4) и одного экземпляра алгоритма CORDIC, работающего в режиме вращения, с параметрами (6). Структурная схема оптимизированного делителя (9) изображена на рисунке 1.



Рис. 1. Структурная схема оптимизированного делителя на основе алгоритма CORDIC.

Вычислительные затраты на реализацию комплексного делителя представлены в таблице 1, где (×) – умножители, (+) – сумматоры, (/) – действительные делители, (VEC) – алгоритм CORDIC в режиме векторизации (4), (ROT1) – алгоритм CORDIC в режиме вращения(6), (ROT2) – алгоритм CORDIC в режиме вращения (8).

Таблица 1

Вид делимого	Классическая архитектура	Архитектура на основе CORDIC
Действительное число	(×) – 4, (+) – 3, (/) – 2	(VEC) – 2, (ROT1) – 1
Комплексное число	(×) – 6, (+) – 1, (/) – 2	(VEC) – 3, (ROT2) – 1

Рассмотренный способ аппаратной реализации делителя имеет полезный эффект в системах цифровой обработки сигналов с ограниченным набором аппаратных умножителей. Использование алгоритма CORDIC для реализации комплексного делителя позволяет свести к минимуму использование аппаратных умножителей. Длительность вычислительного конвейера оптимизированного делителя зависит от требуемой точности вычисления и может быть сведена к минимуму соответствующим выбором архитектуры сумматоров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. М. А. Лаврентьев, Б. В. Шабат, Методы теории функций комплексного переменного. М.: Лань (ГУП ИПЛ Ульян. Дом печати), 2002, 688 с.

2. Behrooz Parhami, Algorithms and Design Methods for Digital Computer Arithmetic, Oxford University Press, 2012, pp. 623
3. Rohit Shukla, Kailash Chandra Ray, Low Latency Hybrid CORDIC Algorithm // IEEE transactions on computers, Vol. 63, № 12, 2014, p. 3066 – 3078
4. A.V. Sokolovskiy, E.A. Veisov, V.N. Tyapkin, Hardware architectures of the QR decomposition based on aGivens rotationi technique // Journal of Siberian Federal University. Mathematics & Physics, 2019, p. 258 – 270

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM32 ДЛЯ ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ

К.Н. Хабаров, инженер-исследователь, E-mail: kkhbarov@sfu-kras.ru

А.С. Пустошилов, к.т.н., E-mail: apustoshilov@sfu-kras.ru

Сибирский Федеральный Университет, г. Красноярск

В современном мире микроконтроллеры имеют широкое распространение. Благодаря встроенным в них периферийным устройствам можно управлять внешним оборудованием, осуществлять прием, передачу и обработку информации и т.д., при этом занимая минимум свободного пространства. Помимо этого, микроконтроллеры обладают низким энергопотреблением. В рабочем режиме потребляемый ток может составлять от единиц до сотен миллиампер (зависит от модели микроконтроллера и его частоты работы). В режиме ожидания потребляемый ток снижается до микроампер. Благодаря этому автономное устройство, которое имеет в своей базе микроконтроллер, способно длительное время сохранять свою работоспособность.

Актуальность применения микроконтроллера в качестве генератора обусловлена как названными выше качествами, так и тем, что в учебной лаборатории дисциплины радиотехнические цепи и сигналы на данный момент отсутствует устройство, способное генерировать как базовые, так и специальные сигналы.

Данный доклад призван продемонстрировать возможности микроконтроллера STM32F446RET6 при генерации базовых и специальных сигналов. К базовым

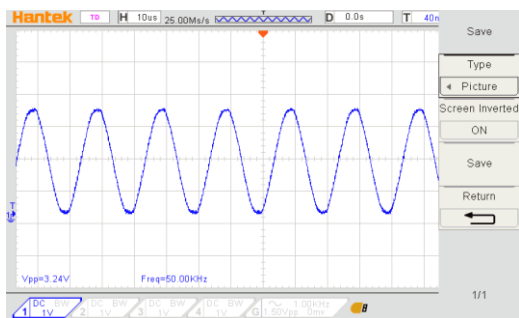
сигналам относятся: синусоидальный, треугольный, пилообразный и прямоугольный сигналы. К специальным сигналам относятся как модулированные, так и шумоподобные сигналы.

Для формирования сигналов применялся метод прямого цифрового синтеза. При применении данного метода аналоговый сигнал формируется за счет генерации временной последовательности цифровых отсчетов и затем преобразуются в аналоговую форму. Поскольку сигнал сначала представляется в цифровой форме, то это позволяет обеспечить быстрое переключение частоты, высокое разрешение по сетке частот и работу в широком диапазоне частот [1].

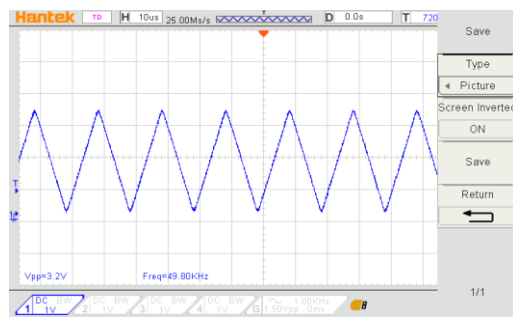
В качестве основы для генератора выбрана отладочная плата «NUCLEO-F446RE» на базе микроконтроллера STM32F446RET6. Данный микроконтроллер имеет в наличии ядра ARM Cortex-M4, которые имеют в наличии инструкции DSP (Digital signal processing). Благодаря данным инструкциям ускоряется обработка потоковых данных, что в свою очередь делает M4 привлекательным для использования в системах управления и обработки информации. Серия F4 имеет лучшее соотношение цена/возможности среди высокопроизводительной платформы.

Тактовая частота данного микроконтроллера составляет 180 МГц. Разрядность цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) 12 бит [2][3]. На данной плате уже установлен ST-Link V2 – это программатор и отладчик для микроконтроллеров STM8 и STM32. Благодаря этому отладочную плату можно программировать через подключение USB.

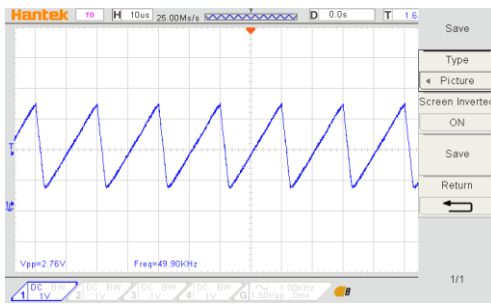
На рисунках 1-2 представлены результаты генерации.



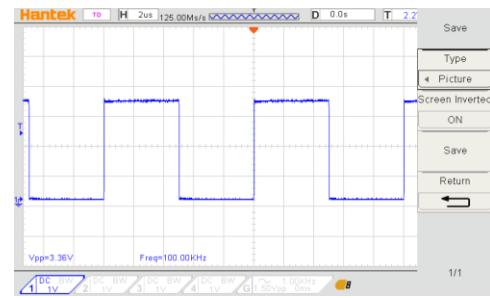
а)



б)

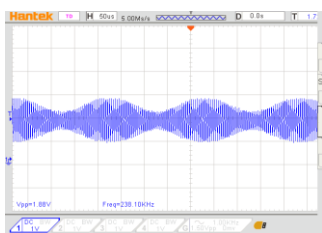


в)

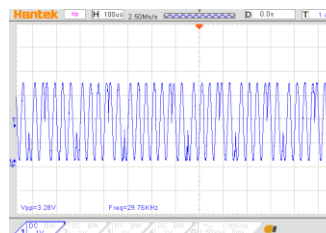


г)

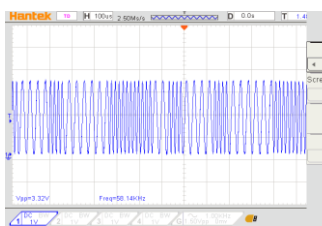
Рисунок 1 – Базовые сигналы: а) синусоидальный, б) треугольный, в) пилообразный, г) прямоугольный



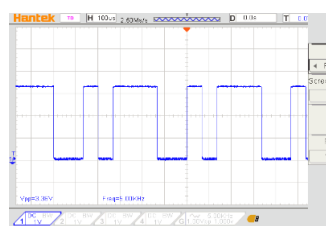
а)



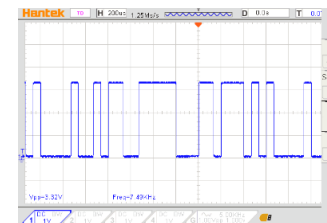
б)



в)



г)



д)

Рисунок 2 – Специальные сигналы: а) АМ-сигнал, б) ФМн-сигнал, в) ЧМн-сигнал, г) код Баркера, д) М-последовательность

В результате микроконтроллер STM32F446RET6 способен формировать как базовые, так и специальные сигналы. В ходе тестирования выяснилось, что максимальная стабильная частота генерации для 50 выборок сигнала составляет 180 кГц, максимальное напряжение на выходе 3.3 В. Для повышения уровня напряжения на выходе рекомендуется использовать операционный усилитель, для лучшей регулировки по частоте нужно реализовать фазовый аккумулятор.

Благодарность

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ- 2023-0008).

Список литературы

1. Компоненты и технологии №1 2005 г.: Всё о синтезаторах DDS – Режим доступа: <https://kit-e.ru/powersource/vsyo-o-sintezatorah-dds>
2. STM32F446RE High-performance foundation line, Arm Cortex-M4 core with DSP and FPU, 512 Kbytes of Flash memory, 180 MHz CPU, ART Accelerator, Dual QSPI datasheet – Режим доступа: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f446re.html>
3. Reference manual STM32F446xx datasheets – Режим доступа: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0390-stm32f446xx-advancedarmbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

С.А. Ходенков

Заведующий кафедрой «Электронная техника и телекоммуникации», к.т.н., доцент
Сибирский государственный университет науки и технологий
имени академика М.Ф. Решетнева, г. Красноярск

E-mail: hsa1982sibsau@mail.ru

В настоящее время частотно-селективные СВЧ устройства, в частности фильтры [1], широко используются в системах связи, радиолокации и радионавигации. Наиболее востребованными из них являются полосно-пропускающие фильтры [2], при разработке которых достаточно актуальным остается использование микрополосковых резонаторов [3].

Реализация в конструкциях полосно-пропускающих фильтров большого скачка волнового сопротивления отрезков их микрополосковых линий позволяет существенно расширить полосу заграждения таких устройств. При этом полосковый проводник резонаторов, образующих фильтр (рис. 1), может состоять всего из нескольких отрезков: двух узких (высокоомных) параллельных друг другу, заземленных на основании со стороны свободных концов и соединенных друг с другом через широкий (низкоомный) отрезок на противоположной стороне. Число

резонаторов в фильтре определяет его селективные возможности, поэтому рассмотрим фильтр с большим числом резонаторов, например, шестью, обозначенных на рисунке римскими цифрами *I*, *II* или *III*.

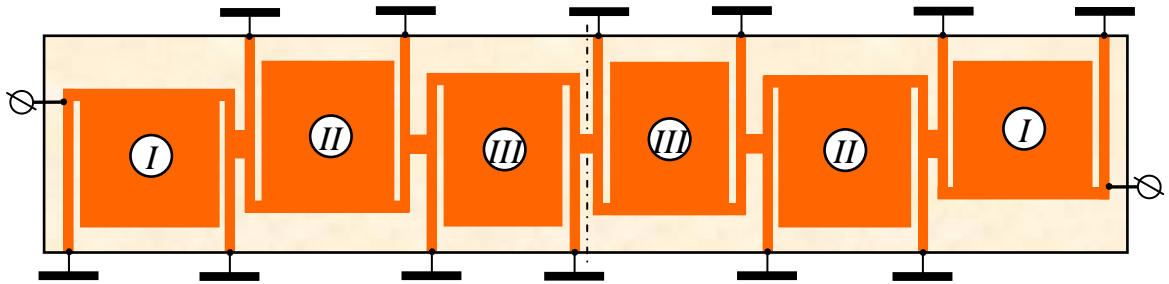


Рис. 1. Топология полосковых проводников микрополоскового фильтра шестого порядка на встречно-направленных резонаторах

Отметим, что все представленные в работе исследования проведены с использованием в расчетах подложки с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9.8$, толщиной 1 мм.

Благодаря тому, что в конструкции фильтра встречно-направленные резонаторы связаны не только электромагнитно, но и дополнительно кондуктивно, через полосковый отрезок-перемычку, относительная ширина его полосы пропускания $\Delta f/f_0$ может варьироваться в пределах не менее чем от 30% до 40% (рис. 2).

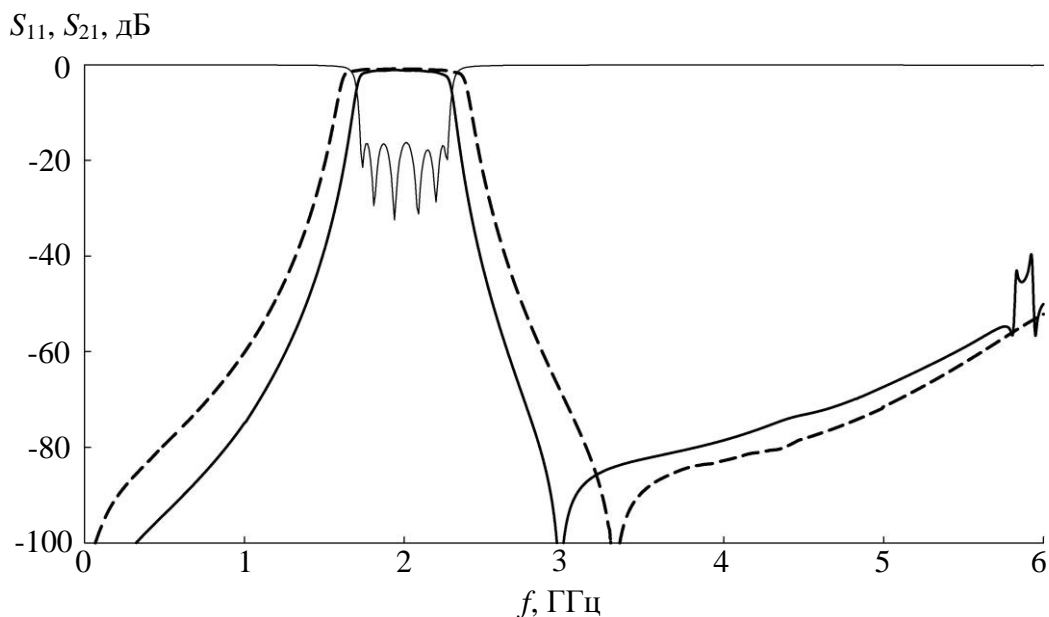


Рис. 2. АЧХ микрополоскового фильтра шестого порядка на встречно-направленных резонаторах. Сплошная линия – $\Delta f/f_0 = 30\%$, штриховая – $\Delta f/f_0 = 40\%$

Очевидно, что такой фильтр можно реализовать и на аналогичных, но сонаправленных резонаторах, как это показано на рисунке 3.

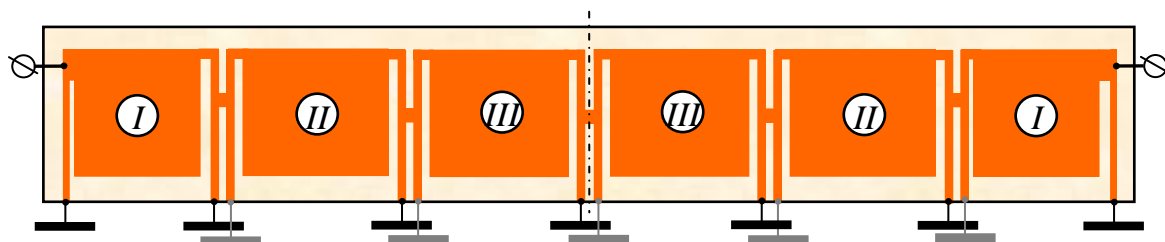


Рис. 3. Топология полосковых проводников микрополоскового фильтра шестого порядка на сонаправленных резонаторах

При этом относительная ширина его полосы пропускания $\Delta f/f_0$ также может варьироваться, но уже в иных пределах – не менее чем от 40% до 50% (рис. 4).

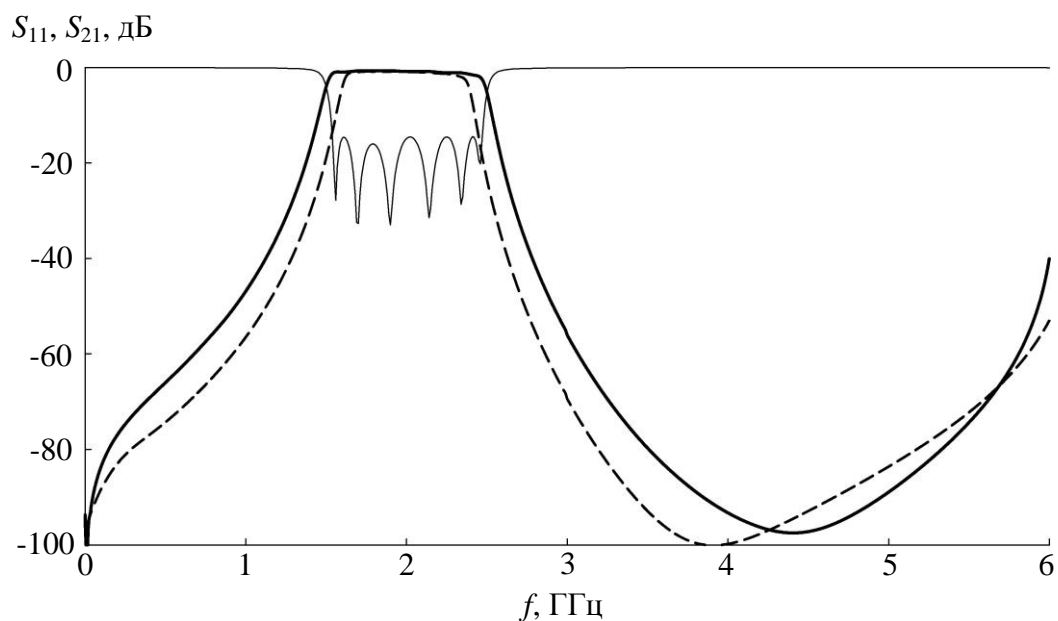


Рис. 4. АЧХ микрополоскового фильтра шестого порядка на сонаправленных резонаторах. Штриховая линия – $\Delta f/f_0 = 40\%$, сплошная – $\Delta f/f_0 = 50\%$

Таким образом, рассмотрены фильтры шестого порядка с расширенными полосами пропускания и высокими частотно-селективными свойствами. При этом на АЧХ фильтра на встречно-направленных резонаторах наблюдается полюс затухания, расположенный рядом с высокочастотным склоном полосы пропускания, что существенно улучшает селективные свойства устройства.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, государственное задание FEFE-2023-0004.

Список литературы

1. Hong, J.-S. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator [Text] / J.-S. Hong, M. J. Lancaster // IEEE Microwave Guided Wave Letters. – 1995. – Vol. 5, No 11. – P. 371-372.

2. Belyaev, B. A. Miniature bandpass filter with a wide stopband up to $40f_0$ [Text] / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, A. A. Leksikov // Microwave and Optical Technology Letters. – 2012. – Vol. 54. – P. 1117–1118.

3. Беляев, Б. А. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников [Текст] / Б. А. Беляев, А. М. Сержантов, Я. Ф. Бальва, Ан. А. Лексиков, Р. Г. Галеев // Письма в ЖТФ. – 2015. – №10. – С. 89-96.

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ И АНТЕННЫ НА ОСНОВЕ ТЕНЗОРНОЙ МЕТАПОВЕРХНОСТИ НА ЧАСТОТАХ КУ-ДИАПАЗОНА

Д.А. Шабанов, м.н.с. лаб. НП, ИФ СО РАН, г. Красноярск,
e-mail: dashabanov@iph.krasn.ru

К.В. Лемберг, к.ф.-м.н, нс лаб. НП, ИФ СО РАН, г. Красноярск,
e-mail: klemberg@kirensky.ru

Н.О. Сивов, инженер лаб. ЭДиСВЧЭ, ИФ СО РАН, г. Красноярск,
e-mail: sivovnikita1@gmail.com

Использование технологии изготовления печатных плат (ПП) на СВЧ диэлектриках для создания планарных антенн является в настоящее время широко распространённым. Такие антенны обладают малыми габаритами, весом, и технологичны в массовом производстве. Основным типом антенн, которые изготавливаются по технологии ПП, являются микрополосковые антенны и антенные решетки [1, 2]. Основной проблемой при их проектировании является разработка схемы деления мощности, особенно для электрически больших апертур.

Это приводит к тому, что пассивные микрополосковые антенные решетки (МПАР) с электрическими размерами более $8 \times 8 \lambda_0$ (16×16 элементов) практически не используются.

Относительно новым видом антенн, которые также хорошо подходят под технологию ПП, являются антенны на основе тензорных метаповерхностей (АТМП) [3-6]. Этот тип антенн был предложен в 2010-х годах, и в настоящее время пока не получил широкого применения, отчасти из-за весьма сложной процедуры синтеза высокоэффективных антенн. Вместе с тем, АТМП обладают рядом потенциальных преимуществ перед микрополосковыми антенными решетками. Так, распределение энергии по апертуре антенны в них осуществляется бегущей поверхностной волной, распространяющейся от центра к краям апертуры, что устраняет необходимость в сложной схеме деления мощности, используемой в МПАР. Кроме того, управление всеми параметрами излучения (направлением и формой луча, поляризацией) в АТМП осуществляется только за счет изменения рисунка метаповерхности, что упрощает создание антенн с ДН специальной формы [5].

В связи с этим, представляет интерес сравнение МПАР и АТМП при их реализации по одинаковому ТЗ. В данной работе на основе численных электродинамических расчетов проводится сравнение основных характеристик микрополосковой антенной решетки и антенны на основе тензорной метаповерхности, разработанных для использования в качестве передающей антенны для спутниковой связи в Ku-диапазоне. Основные требования к антеннам заключались в следующем: диапазон рабочих частот 14–14.5 ГГц; линейная поляризация; коэффициент усиления не менее 27 дБи; возможность изготовления по технологии ПП; апертура должна быть вписана в круг диаметром 300 мм. На рисунке 1 показаны топологии разработанных антенн. Для МПАР был использован диэлектрик FSD250G с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2.5$ и толщиной $h=0.5$ мм, а для АТМП был использован диэлектрик FSD615T с $\epsilon_r=6.15$ и $h=1.5$ мм. В обоих случаях на нижней стороне модели платы была сплошная металлизация, а запитка осуществлялась через коаксиальный разъем, подключенный в центр антенны. Антенна на основе тензорной метаповерхности была синтезирована по методике, описанной в [3].

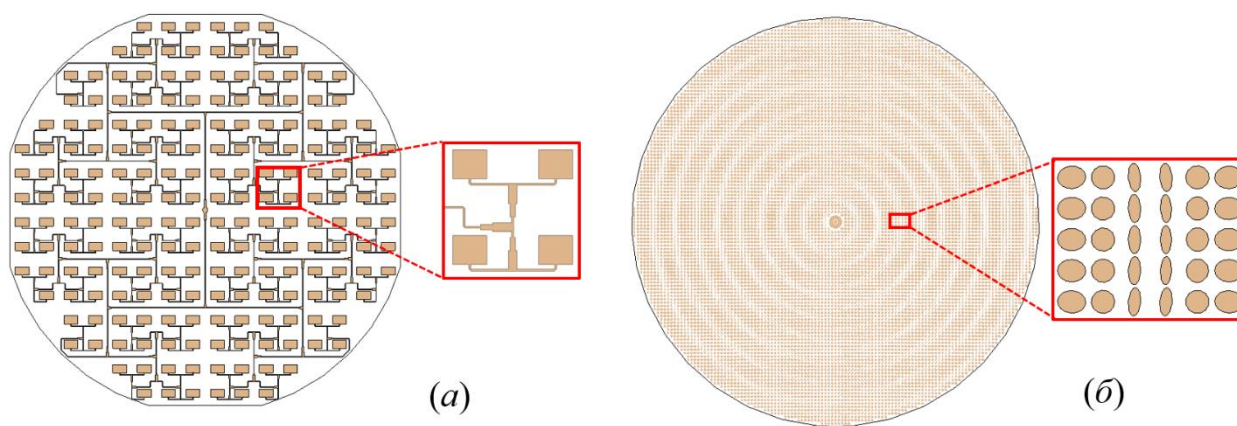


Рисунок 1 – Топологии микрополосковой антенной решетки (а) и антенны на основе тензорной метаповерхности (б)

На рисунке 2 показаны рассчитанные частотные зависимости коэффициента усиления (КУ) и коэффициента направленного действия (КНД) для разработанных антенн. Серым цветом на графиках выделена рассматриваемая полоса частот – от 14 до 14.5 ГГц. Как видно из графиков, тепловые потери (КНД-КУ) в МПАР составляют около 1.9 дБ, а в АТМП несколько меньше – около 1.3 дБ. В то же время, КНД антенны на основе тензорной метаповерхности существенно ниже КНД микрополосковой антенной решетки – на величину от 1.4 до 3 дБ в рабочей полосе частот, что говорит о худшей равномерности создаваемых АТМП амплитудного и фазового распределений в раскрыве. В таблице 1 приведены значения полного и апертурного коэффициентов использования поверхности (КИП) сравниваемых антенн на частоте 14.25 ГГц, рассчитанных на основе КУ и КНД, соответственно.

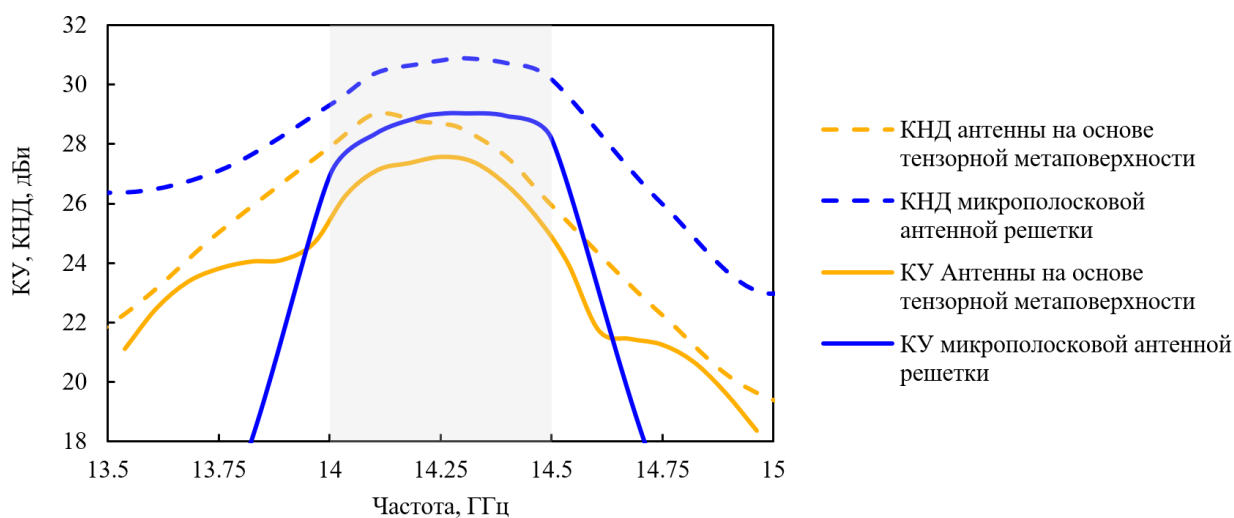


Рисунок 2 – Частотные зависимости КУ и КНД сравниваемых антенн

Таблица 1 – Значения КИП сравниваемых антенн

	МПАР	АТП
Апертурный КИП	0.6	0.36
Полный КИП	0.4	0.28

Таким образом, результаты проведенного сравнения показывают, что АТП при прочих равных условиях обладают меньшими тепловыми потерями, но худшей равномерностью амплитудно-фазового распределения (АФР). В то же время, качество АФР антенны на основе тензорной метаповерхности может быть улучшено путем совершенствования методики её синтеза, что и является направлением дальнейшей работы авторов.

Список литературы

1. Song H.J., Biulkowski M. E. Ku-band 16×16 planar array with aperture-coupled microstrip-patch elements // *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. - 1998. - 5 : Vol. 40. - pp. 25-29.
2. Kumar H., Kumar G. Broadband monopulse microstrip antenna array for X- band monopulse tracking // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. - 2018. - 13 : Vol. 12. - pp. 2109-2114.
3. Лемберг К.В. и др. Методика синтеза и экспериментальное исследование антенн Ку-диапазона на основе тензорных метаповерхностей / Лемберг К.В., Грушевский Е.О., Подшивалов И.В., Космынин А.Н., Космынина К.Н. // *Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии*. - 2021 г. - 7 : Т. 14. - стр. 840-853.
4. Glybovski S.B. et al. Metasurfaces: From Microwaves to Visible / Glybovski S.B., Tretyakov S.A., Belov P.A., Kivshar Y.S., Simovski C.R. // *Physics reports*. - 2016. - Vol. 634. - pp. 47-52.
5. Minatti G. et al. Synthesis of Modulated Metasurface Antennas With Amplitude, Phase, and Polarization Control. / Minatti G., Caminita F., Martini E., Sabbadini M., Maci S. // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, 64 (9), - pp. 3907-3919
6. Teniou M. et al. Tensorial metasurface antennas radiating polarized beams based on aperture field implementation / Teniou M., Roussel H., Serhir M., Capet N., Piau G.-P., Casaletti M. // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. - 2018. - 2 : Vol. 10. - pp. 161-168.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ СЛУЧАЙНЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ОЦЕНКЕ ПОСТОЯННЫХ ВЕЛИЧИН ЗАДЕРЖЕК ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СЕТЯХ ВОЗДУШНО-КОСМИЧЕСКИХ СИЛ

В.К. Шнырев, начальник сектора ПАО «НПО «Алмаз», Москва,
Ленинградский просп., д. 80, e mail: info@raspletin.com

Своевременность передачи данных (ПД) сетей связи Воздушно-космических сил (ВКС) оценивается количеством доставленных сообщений за единицу времени ($V_{\text{дост}}$) и равна обратной величине времени доставки, являющейся не чем иным как временем задержки ($T_{\text{з.итог}}$) передачи одного сообщения [1]:

$$V_{\text{дост}} = \frac{1}{T_{\text{з.итог}}} \text{ (сооб/сек)}. \quad (1)$$

Итоговая оценка параметра задержки передачи сообщений по сети передачи данных (СПД) ($\widetilde{T}_{\text{з.итог}}$) вычисляется по формуле:

$$\widetilde{T}_{\text{з.итог}} = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_{\text{пер}} + \widetilde{T}_{2\text{пер}} + \widetilde{T}_{3\text{пер}} + \overline{T}_{4\text{окна}}; \quad (2)$$

где T_1, T_2, T_3, T_4 - постоянные задержки на всех сетезависимых уровнях;

$T_{\text{пер}}, \widetilde{T}_{2\text{пер}}, \widetilde{T}_{3\text{пер}}, \overline{T}_{4\text{окна}}$ значения оценок переменных задержек на сетевых уровнях [2].

Постоянные задержки зависят от объема каждого передаваемого сообщения и являются случайными величинами, воздействующими на ПД.

Если для маршрута между отправителем и получателем сообщений выделен отдельный тракт передачи без коммутации побочных потоков трафика, то переменные задержки можно не учитывать, и своевременность передачи сообщений будет зависеть от интегрирования случайных величин постоянных задержек на всех уровнях, то есть:

$$V_{\text{дост}} = \frac{1}{\widetilde{T}_{\text{зЗпост}}} \text{ (сооб/сек)}; \quad (3)$$

где $\widetilde{T}_{\text{зЗпост}}$ – суммарная оценка постоянных задержек передачи сообщений.

Для оценки постоянных задержек будем рассматривать случайные функции ($V_{\text{дост}}$) только одного аргумента – времени передачи сообщений. Своевременность ПД, оцениваемую количеством сообщений за единицу времени (t), доставленных получателю без задержек, обозначим функцией $V_{\text{дост}}(t)$ [3]. При передаче от источника информации получатель за определенное время получит от одного до n

сообщений разной длины (n_1, n_2, n_3), другими словами получит n реализаций, которые можно обозначить $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$. Из них часть сообщений будет получено с допустимой задержкой передачи, а часть – с задержкой, превышающей требования по своевременности. Допустим, по протоколу информационного сопряжения между элементами СПД ВКС каждые 8 секунд необходимо передавать 12 сообщений разной длины ($n=12$). На графике передачи сообщений по одному маршруту, изображенном на рис. 1, видно, что за 1-ю секунду без задержек было передано 2 длинных сообщения ($n_1=2$), 4 – средних ($n_2=4$) и 6 коротких ($n_3=6$). Количество сообщений, доставленных за 4-ю секунду без задержек: $n_2=2, n_3=1$, остальные 9 сообщений передавались с задержкой, превышающей одну секунду, и время их передачи перешло на 5-ю секунду. За 5-ю и 6-ю секунды было передано без задержек только по одному короткому сообщению, длинные и средние сообщения продолжали передаваться в 7-ю и 8 секунды.

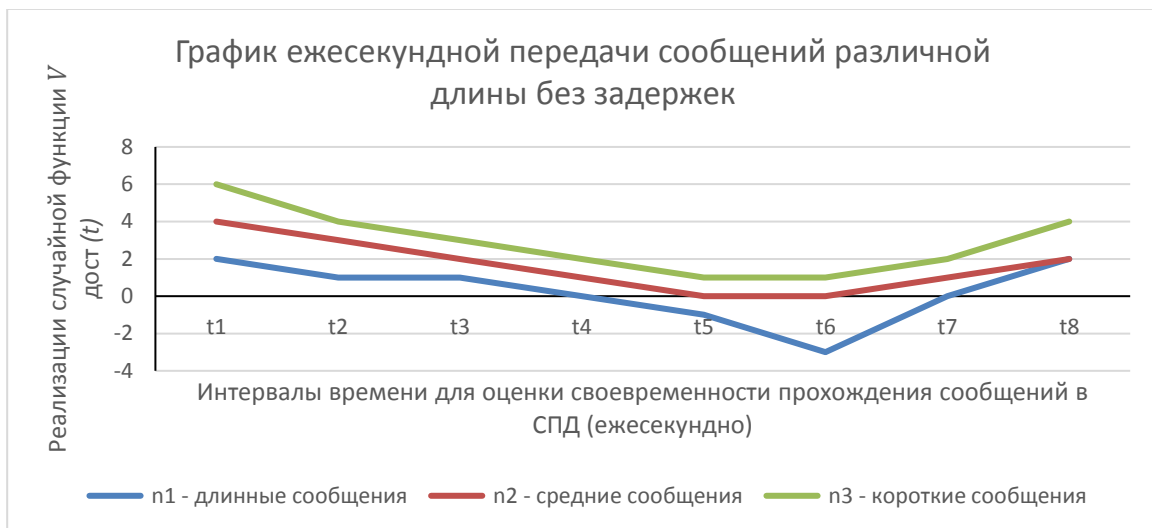


Рис. 1. Примеры передачи сообщений различной длины в СПД

Каждая реализация передачи сообщений есть обычная (неслучайная) функция. Таким образом, в результате каждой передачи сообщения случайная функция $V_{\text{дост}}(t)$ превращается в обычную, *неслучайную функцию*.

Значение аргумента (t) зафиксируем, так как показатели эффективности СПД оцениваются за 1 секунду, при этом случайная функция $V_{\text{дост}}(t)$ превратится в *случайную величину* $n(t_1)$ в обычном смысле слова. Эта случайная величина называется *сечением случайной функции*, соответствующим данному времени (t_1, t_2, \dots, t_8). Одну и ту же функцию $V_{\text{дост}}(t)$ можно рассматривать то как случайную функцию, то как случайную величину, в зависимости от того, рассматривается ли

она на всем диапазоне изменения (t) или при его фиксированных значениях (каждую секунду).

На рис. 2 изображен пример изменения случайной функции $V_{\text{дост}}(t)$ через интервалы времени равные 1 секунде, показывающий, что за 1-ю секунду без задержек принято 4 сообщения, за 2-ю секунду – 2, за 3-ю секунду – 1, за 4-ю – ни одного, за 5-ю, 6-ю, 7-ю секунды с задержкой более одной секунды принимались сообщения, передававшиеся ранее, и только за 8-ю секунду было принято без задержек 2 сообщения.

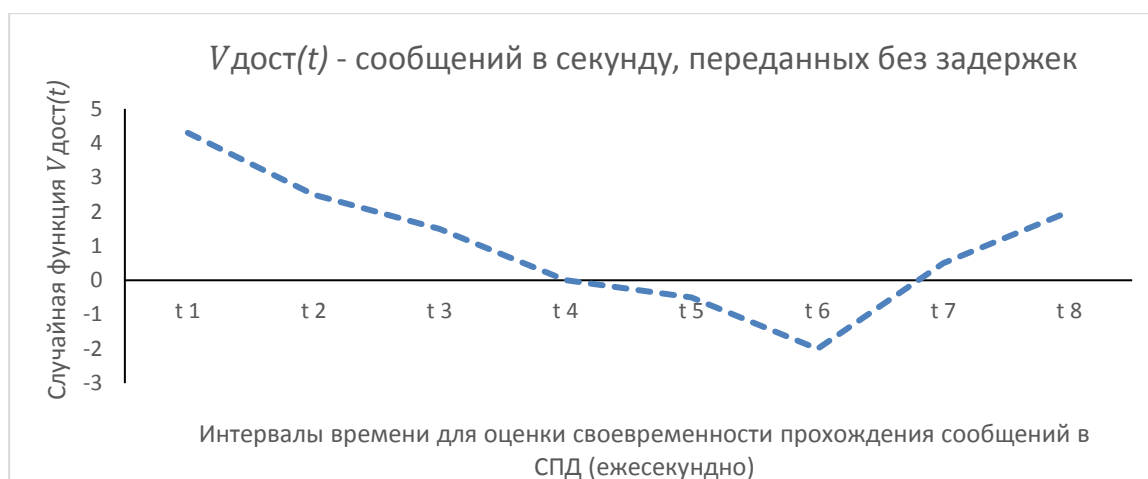


Рис. 2 Пример изменений случайной функции $V_{\text{дост}}(t)$ через интервалы времени

Закон распределения одной случайной величины – своевременности, есть функция одного аргумента. Для случайной функции можно построить некоторые вероятностные характеристики, аналогичные законам распределения. Случайная величина $V_{\text{дост}}(t)$ - это сечение случайной функции в момент (t), обладает законом распределения, который в общем случае зависит от (t). Обозначим его $f(n, t)$. Функция $f(n, t)$ называется одномерным законом распределения случайной функции $V_{\text{дост}}(t)$.

На эскизном этапе проектирования структурной схемы СПД ЗРС необходимо вычислить математическое ожидание и дисперсию случайной функции $V_{\text{дост}}(t)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шнырев В.К. Оценка эффективности моделируемых сетей передачи данных специальных систем Воздушно-космической обороны. Журнал «Успехи современной радиоэлектроники». «Радиотехника». Москва, № 12 2019 г., с. 236-239.

2. Шнырев В.К. Обработка результатов оценки времени задержек передачи сообщений при проектировании сети передачи данных зенитной ракетной системы. Журнал «Вестник ВКО». М. ПАО «НПО «Алмаз». № 2 (34) 2022. – с. 92-97.

3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. «Наука». М. с. 371 – 405.

СМЕСИТЕЛЬ СВЧ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННОГО ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА ИНТЕНСИВНОСТИ

В.М. Владимиров¹, М.Ю. Реушев^{1,2}, К.А. Древин³

¹ФИЦ КНЦ СО РАН, Россия, 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50.

²СФУ, Россия, 66041, Красноярский край, г. Красноярск, пр.Свободный, 79.

³ООО «НПФ Электрон», Россия, 660036, г. Красноярск, Академгородок, 50.

E-mail: reuqem@mail.ru

Исследованы характеристики волоконного электрооптического модулятора интенсивности в режиме down - конверсии для сигналов СВЧ диапазона. Определены оптимальные условия для генерации сигналов разностной частоты на выходе модулятора.

Ключевые слова: смеситель СВЧ сигналов, электрооптический модулятор, генерация разностной частоты.

Введение. В настоящее время, фотоника является одним из наиболее интенсивно развивающихся направлений исследований и внедрения результатов исследований в областях телекоммуникационных и информационно - измерительных технологий.

Во многих устройствах и приборах, использующих изделия фотоники, используются оптические модуляторы (ОМ) света, являющиеся ключевыми компонентами для модуляции фазы, поляризации и интенсивности источников света с разными длинами волн. Среди ОМ, электрооптические модуляторы (ЭОМ) являются наиболее перспективными элементами для применения в системах связи [1]. Приборы на основе ЭОМ обладают прозрачностью передачи для большинства форматов информационных сигналов, невосприимчивостью к электромагнитным

помехам, способностью выполнять преобразования радиосигналов высокой частоты и др.

С целью определения оптимальных условий для генерации разностной частоты смешиваемых СВЧ сигналов проведены исследования оптического смесителя на основе волоконного ЭОМ интенсивности.

Исследования и результаты. Схема экспериментальных исследований приведена на рис.1. Исследовались зависимости вида $W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0) = f(W_{in}(\omega_0, \omega_i, U_{DC}))$, где: W_{in}, W_{out} – мощности входного и выходного сигнала; ω_0, ω_i – частота опорного и преобразуемого СВЧ сигналов; U_{DC} – напряжение смещения рабочей точки передаточной функции ЭОМ. В качестве оптического смесителя СВЧ сигналов $W_{in}(\omega_0)$ и $W_{in}(\omega_i)$ был использован ЭОМ (MXLAN-LN-10, Photline). Передающий модуль (ПОМ) с прямой модуляцией лазерного диода формировал оптическую несущую $I_{in}(\omega_0)$ с выходной оптической мощностью 3 мВт на длине волны излучения 1.5 мкм. Оптическое детектирование сигнала на выходе ЭОМ осуществлялось модулем (ПрОМ) (OZ450 Rx, USA). Анализ СВЧ сигналов проводился анализатором спектра (АС) (АКС1301).

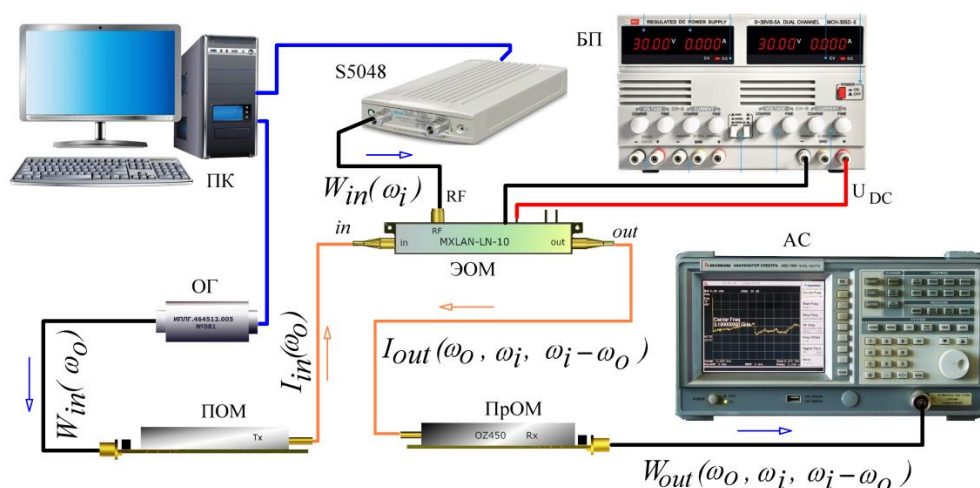
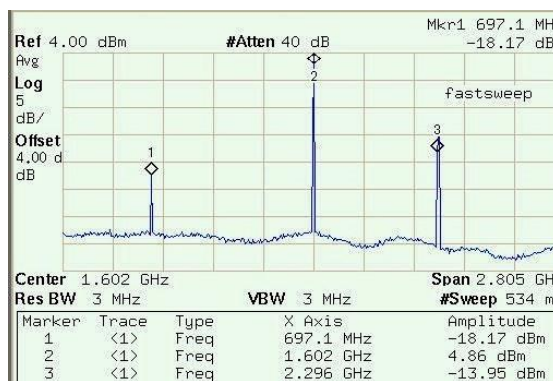
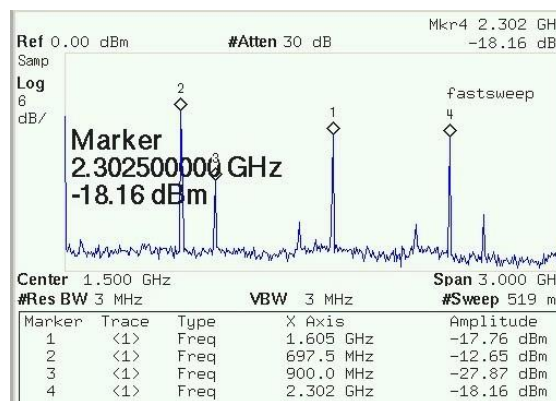


Рис. 1. Схема экспериментальной установки.

Результаты спектральных измерений показали, что при частотах $\omega_i > \omega_0$ наблюдается режим down – конверсии: $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0$. Пример изображения спектрального состава сигналов W_{out} в режиме down – конверсии приведен на рис. 2а.



а.



б.

Рис.2. Спектры СВЧ сигналов I_{out} в режимах down (а) и up – конверсии (б).

При частотах $\omega_i < \omega_0$ наблюдается режим up – конверсии, для которого спектр сигналов отличался более богатым набором с точки зрения возможных комбинаций вида: $m\omega_i \pm n\omega_0$, где: m и $n = 1, 2, 3$ (рис.2б.)

Сравнение результатов исследований позволили сделать вывод о том, что режим down – конверсии более эффективен для применения ЭОМ в качестве смесителя СВЧ сигналов.

В этом режиме потери мощности для смешиваемых сигналов минимальны, вследствие отсутствия паразитных составляющих сравнимых по мощности с сигналами ω_i и ω_0 .

С целью оптимизации сигнала $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0$ в режиме down – конверсии были проведены измерения мощности СВЧ сигнала на выходе ЭОМ на частотах $\omega_i, \omega_0, \omega_i - \omega_0$. На рис. 3 приведен пример измерений мощности СВЧ сигналов в режиме «down – конверсии» на выходе ЭОМ. После оптического детектирования регистрировались сигналы $W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0)$, где: $\omega_0 = 1.602$ ГГц, $\omega_i = 2.650$ ГГц, $\omega_i - \omega_0 = 1.048$ ГГц. Как можно видеть, мощность разностного сигнала $W_{out}(\omega_i - \omega_0)$, сохраняет линейную зависимость от мощности сигнала $W_{in}(\omega_i)$ на входе (in) для ЭОМ во всем диапазоне измерений.

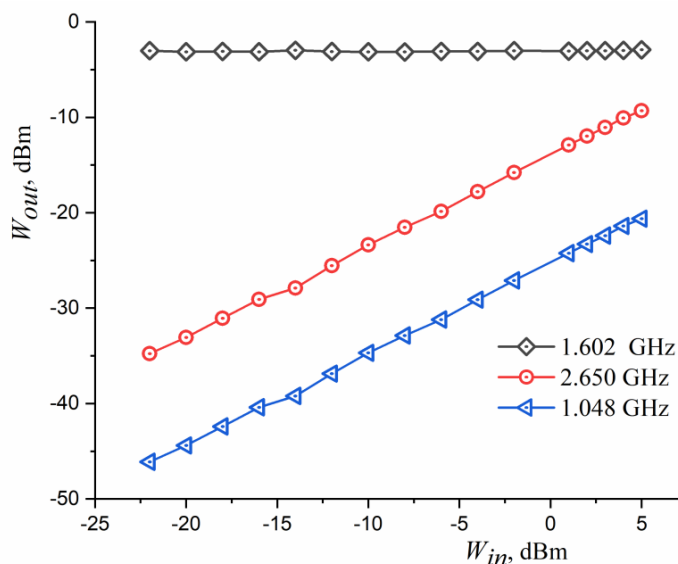


Рис.3. Результаты измерений мощности сигналов W_{out} от W_{in} на выходе ЭОМ.

Основные выводы работы. В ходе исследований были получены условия для эффективного преобразования частоты СВЧ сигнала в режиме down-конверсии с использованием волоконного ЭОМ интенсивности. Результаты исследований могут быть использованы в системах радиофотоники, где требуется преобразование сигналов с целью создания настраиваемых межполосных кросс - соединений. В частности, в системах ПН приемных и передающих антенн космических аппаратов.

Список литературы

1. В.М. Петров, П.М. Агрузов, В.В. Лебедев, И.В. Ильичев, А.В. Шамрай. Широкополосные интегрально-оптические модуляторы: достижения и перспективы развития // Успехи физических наук. 2021. т.191, № 7. С.760-780.

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ZABBIX ДЛЯ АНАЛИЗА И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ СОБЫТИЙ

Е.С. Гузнова, инженер-электроник 2 категории, АО «НПП «Радиосвязь»,
г. Красноярск, ул. Декабристов, 19, E-mail: guznova.2001@mail.ru

Аннотация: Рассматривается возможность анализа и прогнозирования событий на основе данных, собранных системой мониторинга Zabbix и хранящиеся в явном

виде в СУБД. Объектом исследования является сетевая и серверная инфраструктура АО «НПП «Радиосвязь».

Ключевые слова: Zabbix. мониторинг, данные, производство, прогнозирование, сеть, технологии, система.

При проектировании информационных систем и планировании порядка автоматизации производственных процессов отделом АСУП учитывается необходимость использования методов и подходов для реализации ПО, которое позволит минимизировать издержки предприятия и повысить прозрачность бизнес-процессов [1].

В настоящее время увеличение количества сервисных систем и исполнительных устройств ведет к постоянному развитию уже существующей мультисервисной сети передачи данных. За счет этого увеличивается ее структура и сложность. В связи с этим существует необходимость внедрения системы мониторинга, которая позволит более детально следить за состоянием сетей, сетевой инфраструктуры и серверного оборудования и проводить анализ полученных данных. Заинтересованность в мониторинге, как в средстве наблюдения за процессами, происходящими в инфраструктуре предприятия, а также прогнозировании событий влечет за собой уменьшение издержек как для бизнеса, так и повышение качества предоставляемых услуг.

В крупной информационной системе крайне важно заранее обнаружить проблему и принять превентивные меры по ее устранению, пока она не переросла в инцидент. Для этого ключевые системы и оборудование обязаны находиться под постоянным наблюдением и предоставлять полную информацию о работе и метриках всех систем в реальном времени специалистам.

Существует большое количество различных систем мониторинга, которые позволяют собирать данные, но не все способны спрогнозировать событие. В системе мониторинга Zabbix уже разработаны базовые функции прогнозирования поведения наблюдаемой системы на основе исторических данных, которые хранятся в СУБД. Данная функция реализована в виде триггеров.

Для использования функции прогнозирования необходимо знать, как описать состояние проблемы и сколько времени потребуется, чтобы предпринять меры.

Далее существует несколько способов создания триггера, задача которого сигнализировать о возможной проблеме. В одном из способов триггер сигнализирует, когда система после «пора действовать» уже будет в критическом состоянии. В другом способе триггер сигнализирует, когда система перейдет в критическое состояние за время меньше, чем «пора действовать» [2].

Как показала практика большинство инцидентов возможно рассчитать с помощью линейной функции, но если прогнозируемое событие требует более сложных вычислений, то можно использовать другие функции аппроксимации:

- Линейная (linear) $x = a + b * t;$
- Полином (polynomialN) $x = a_0 + a_1 * t + a_2 * t^2 + \dots + a_n * t^n;$
- Экспоненциальная (exponential) $x = a * \exp(b * t);$
- Логарифмическая (logarithmic) $x = a + b * \log(t);$
- Степенная (power) $x = a * t^b,$

где a, b – коэффициенты, t – время.

Сбор данных с систем, оборудования, узлов и т.д. реализуется двумя основными способами. Первый способ – приложение-агент, который опрашивает устройство или ПО, затем передает на сервер. Второй способ – протокол SNMPv3, обеспечивающий безопасность передачи данных. С помощью SNMP протокола происходит сбор, упорядочивание и отправление данных с сетевого оборудования на сервер мониторинга [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Галеев, Р. Г. Производственная логистика приборостроительного предприятия : учебное пособие / Р. Г. Галеев, Д. В. Капулин, М. А. Казанцев. - Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2021. - 265 с., - ISBN 978-5-7638-4477-1.

2. Коледа, К. В. Разработка алгоритмов прогнозирования инцидентов на базе системы мониторинга Zabbix / К. В. Коледа // Интернаука. – 2019. – № 19-2(101). – С. 58-60. – EDN GJQIMR.

3. Смушкин, В. А. Zabbix для мониторинга в it-инфраструктуре / В. А. Смушкин // Форум молодых ученых. – 2019. – № 4(32). – С. 958-962. – EDN ZDTTW.

ИЗОЛЯТОРЫ КОАКСИАЛЬНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ С ВНУТРЕННИМИ ПОЛОСТЯМИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

А.В. Корнев, инженер-электроник АО «Иркутский релейный завод», г. Иркутск, ул. Байкальская, 239. korenev_av@irzirk.ru

В конструкции соединителей коаксиальных СВЧ устройств важную роль играют изоляторы, предназначенные для удерживания и ориентации центрального проводника относительно наружного. В изоляторах часто выполняют отверстия или иные полости, которые предназначены для снижения эффективной диэлектрической проницаемости ($\epsilon_{эфф}$) [1]. Снижение этого параметра позволяет расширить рабочий частотный диапазон изделия, снизить потери, применить материал изолятора с более высокими эксплуатационными характеристиками. В настоящей работе представлен опыт применения изоляторов с внутренними полостями сложной формы.

Как правило, полости в изоляторах выполняют круглой формы (рисунок 1, слева). Усложнение формы (рисунок 1, справа) позволяет добиться более существенного снижения $\epsilon_{эфф}$ изолятора, но при этом значительно усложняет контроль геометрических размеров деталей.



Рисунок 1 — Конструкции изоляторов коаксиальных соединителей с полостями круглой (слева) и овальной (справа) формы

При сочленении/расчленении соединителя, на изолятор, находящийся в коаксиальной линии, воздействуют деформирующие усилия через выступы, образованные боковыми согласующими проточками (рисунок 2). Результаты оптимизации конструкции изоляторов показали, что, при условии одинаковой величины деформации, изоляторы с внутренними полостями в виде сегментов

обладают на 26% более низкой $\varepsilon_{эфф}$, что позволяет пропорционально расширить рабочий частотный диапазон участка линии с изолятором путем уменьшения диаметра наружного проводника, либо снизить потери путем увеличения диаметра внутреннего проводника.

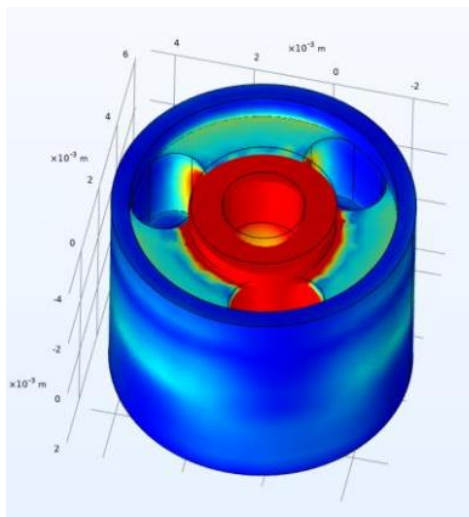


Рисунок 2 — Результат моделирования деформации изолятора. Красным цветом обозначены зоны максимальной деформации, синим — минимальной

В данной работе изоляторы были выполнены из материала полиэфирэфиркетон [2], который обладает более высокими механическими характеристиками по сравнению с широко применяющимся в конструкциях СВЧ соединителей ПТФЭ [3].

Для контроля $\varepsilon_{эфф}$ изоляторов в производственном процессе применена методика четвертьволнового резонатора [4], которая позволила исключить измерения геометрических размеров внутренних полостей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К. Джуринский, А. Андросов. СВЧ-соединители мм-диапазона. Материалы для опорных диэлектрических шайб. Электроника: НТБ, №5 (196) 2020. С. 100-111.
2. ТУ 20.16.40-563-00209349-2017. Полиэфирэфиркетон. Технические условия. АО «Институт пластмасс».
3. А. Прокимов, К. Джуринский, Ю. Смирнова. Перспективные изоляционные материалы для радиочастотных кабелей и соединителей. Компоненты и технологии, 2017, № 2.
4. Корнев А.В., Гошин Г.Г. Модифицированная методика измерения

электрофизических параметров опорных шайб соединителей методом четвертьволнового резонатора. Ural Radio Engineering Journal. 2022; 6(1), с. 67-81.

МОДЕЛЬ И МЕТОДИКА РАСЧЕТА СОБСТВЕННОГО ШУМА БУКСИРУЕМОЙ КАБЕЛЬНОЙ РАДИОАНТЕННЫ КНЧ ДИАПАЗОНА

И.А. Жариков, младший научный сотрудник,

А.Е. Орлов, заместитель начальника отдела, к.т.н.,

В.А. Пахотин, ведущий научный сотрудник, д.т.н.

НИЦ ТТ ВМФ, ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия» г. Санкт-Петербург

zharikov.igor2015@yandex.ru

Существующие средства связи с глубоководными морскими объектами в используемых диапазонах ОНЧ и СНЧ не обеспечивают связь на рабочих глубинах из-за известной зависимости глубины проникновения электромагнитной волны в воду от частоты [1]. Добиться обеспечения связи на значительных глубинах возможно при использовании диапазона крайне низких частот (КНЧ) (< 30 Гц) [2]. Прием сигналов в КНЧ диапазоне погруженным объектом осуществляется с помощью буксируемых кабельных радиоантенн (БАУ). Подобные антенны содержат металлические электроды, служащие для обеспечения гальванического контакта с морской водой. Вследствие значительного поглощения радиосигналов в соленой воде, напряжение полезного сигнала составляет единицы-десятки нановольт. Качество связи в диапазоне КНЧ снижается из-за наличия собственных шумов БАУ [1]. Собственные шумы возникают вследствие колебаний БАУ в геомагнитном поле, а также из-за воздействия турбулентных пульсаций давления воды на поверхность электродов БАУ. Существенный вклад в общий уровень шума вносят электродные шумы БАУ [3]. Для повышения качества связи в КНЧ диапазоне разработана модель электродного шума и методика его расчета. В связи с трудностями интерпретации поверхностных явлений в первом приближении использованы простые феноменологические представления, позволяющие оценить уровень электродного шума.

Модель электродного шума. На границе электрода БАУ с водой образуется двойной электрический слой [4] и из-за разности электрохимических потенциалов материала электрода и воды возникает контактная разность потенциалов $\Delta\mu$, заряжающая емкость двойного слоя. При буксировке БАУ на ее поверхность действуют пульсации турбулентного давления, которые приводят к изменению емкости двойного слоя и соответствующей перезарядке емкости, вызывающей шумовой ток в электрической цепи антенны. Под действием пульсаций давления слегка изменяется плотность воды, от которой зависит диэлектрическая проницаемость воды ϵ . Поскольку емкость двойного слоя приблизительно пропорциональна ϵ , а напряжение на этой емкости также пропорционально ϵ , то изменение напряжения будет пропорционально $\Delta\epsilon$ и $\Delta\mu$, где $\Delta\epsilon$ - изменение ϵ , $\Delta\mu$ - разность электрохимических потенциалов материалов электрода и воды.

Методика расчета. Турбулентное давление на поверхности кабеля определяется характерными масштабами турбулентности. На рассматриваемых частотах масштаб турбулентных флуктуаций воды много меньше длины кабеля, но много больше его диаметра. Поэтому электрод может оказаться когерентным приемником в поперечном направлении и энергетическим - в продольном. Спектр мощности давления Виллмарта взят в форме Смольякова [5]. С целью минимизации ошибки спектральная плотность турбулентного давления умножалась на отношение квадрата масштаба к общей площади поверхности приемника (электрода) [6] до тех пор, пока это отношение не достигало единицы (когерентный приемник). В узкой полосе частот средний квадрат турбулентных пульсаций давления будет пропорционален корню квадратному из истинного спектра мощности турбулентного давления. Приближенно можно считать, что $\Delta\mu$ равна разности соответствующих работ выхода электрона. Связь диэлектрической проницаемости и плотности определяется соотношением Клаузиуса-Моссотти. Соотношение между изменением давления Δp и изменением плотности воды и скоростью звука также известно [7].

В результате получена зависимость наводимой ЭДС электродных шумов от частоты в полосе частот от скорости буксировки приемной антенны. Приведенные расчетные данные показывают, что уровень шумов резко возрастает с понижением частоты, что связано с постепенным превращением электрода в когерентный

(точечный) приемник. Начиная с некоторой частоты (частоты разделения [6]), напряжение шума перестает зависеть от частоты. Уровень шума в значительной степени зависит от скорости хода. На рассматриваемых частотах даже при скорости буксировки, не превышающей 2-4 м/с уровень турбулентных шумов значительно (в десятки раз) превышает уровень теплового шума входных устройств радиоприемного устройства: 0.1- 1 нВ.

Предположение о том, что электродные шумы возникают в результате изменений параметров двойного электрического слоя на границе электрод - вода под действием флуктуаций турбулентного давления, подтверждается реальными результатами расчетов. Следовательно, особую важность приобретает химическая стойкость материала электрода. Также представляется важным предохранить двойной слой от воздействия турбулентных пульсаций. С этой целью можно изменить топологию распределения токов проводимости между сигнальным проводником кабеля и морской водой так, чтобы двойной слой создавался вне пределов пограничного слоя. Несколько понизить электродный шум можно, в принципе, подав постоянный потенциал на электрод, соответствующий точке нулевого заряда. В этом случае двойной слой не возникает. Однако при этом могут инициироваться электрохимические процессы, которые сами являются источниками шума. Из-за структурной гетерогенности системы электрод-вода уменьшить уровень электродного шума более чем на порядок, вряд ли возможно.

1. Пахотин В.А. Основные научные и научно-технические проблемы обеспечения связи с глубоководными объектами. В книге: Стратегическая стабильность России на море. М.: Торус-Пресс, 2020. С. 89-109.
2. Бернштейн С.Л. и др. Дальняя связь на крайне низких частотах, ТИИЭР, 1974 т. 62, № 3, стр. 5-30 .
3. Максименко В.Г. Уменьшение шума движения морского электродного датчика электрического поля // Радиотехника и электроника. Том: 67, № 3, 2022. С. 268-274.
4. Салем Р.Р. Теория двойного слоя. – М.: Физматлит, 2003 –105 с.
5. Миниович И.Я., Перник А.Д., Петровский В.С. Гидродинамические источники звука. – Л.: Судостроение, 1972 – 478 с.

6. Петровский В.С. Гидродинамические проблемы турбулентного шума.
Л.:Судостроение, 1966, – 252 с.
7. Красильников В.А., Крылов В.В. Введение в физическую акустику. – М.: Наука.
Гл. ред. ф-м лит-ры, 1984 – 400 с.

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОФИЛЯ
ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СТРУКТУР АРСЕНИДА
ГАЛЛИЯ В СИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЯХ**

Н. М. Егоров ст. преп., **А. А. Левицкий** зав. каф., **Л. А. Лишнев** доц.

Сибирский Федеральный университет

Российская Федерация, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79

E-mail: NEgorov@sfu-kras.ru

Наиболее полное представление о функциональных возможностях полупроводниковых эпитаксиальных структур арсенида галлия, используемых для изготовления элементной базы СВЧ диапазона, дают исследования электропроводности этих структур в сильных электрических полях.

Достаточно полный обзор методов измерения электропроводности полупроводников в сильных электрических полях содержится в работе [1]. К наиболее точным методам относится метод СВЧ нагрева [2].-В ходе эксперимента образец, помещенный в волновод, в область сильного СВЧ поля с амплитудой E_1 и частотой ω , включается также в цепь небольшого постоянного напряжения, создающего слабое электрическое поле $E_0 \ll E_1$. В итоге к образцу оказывается приложено суммарное электрическое поле $E = E_0 + E_1 \cos \omega t$. Экспериментально определяется зависимость величины тока $\langle I_0 \rangle$, протекающего через образец, от амплитуды СВЧ:

$$\langle I_0 \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I(E) d(\omega t) = \frac{E_0}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sigma_d(\omega t) d(\omega t), \quad (1)$$

где $\langle I_0 \rangle$ показывает, что величина тока усредняется за один период колебаний, σ_d – дифференциальная проводимость материала в сильных электрических полях.

Учитывая, что ток в слабом электрическом поле $I_0 = \sigma_0 E_0$, получим:

$$\frac{\langle I \rangle}{\langle I_0 \rangle} = \frac{1}{2\pi\sigma_0} \int_0^{2\pi} \sigma_d(\omega t) d(\omega t), \quad (2)$$

где σ_0 – проводимость материала в слабых полях.

Выражение (2) представляет собой интегральное уравнение, где σ_d является неизвестной функцией, а $\langle I \rangle / \langle I_0 \rangle$ – экспериментально измеренная величина. Проводимость материала находится путем интегрирования экспериментальной кривой $\langle I \rangle / \langle I_0 \rangle$. Полученная в результате расчетов зависимость дифференциальной проводимости σ_d от величины приложенного к образцу поля используется для расчета полескоростной характеристики (ПСХ) – зависимости дрейфовой скорости носителей заряда в полупроводнике от величины приложенного поля:

$$v(E) = \frac{2}{n_0 e} \int_0^E \sigma_d(E) d(E), \quad (3)$$

где n_0 – концентрация носителей заряда в полупроводнике, e – заряд электрона.

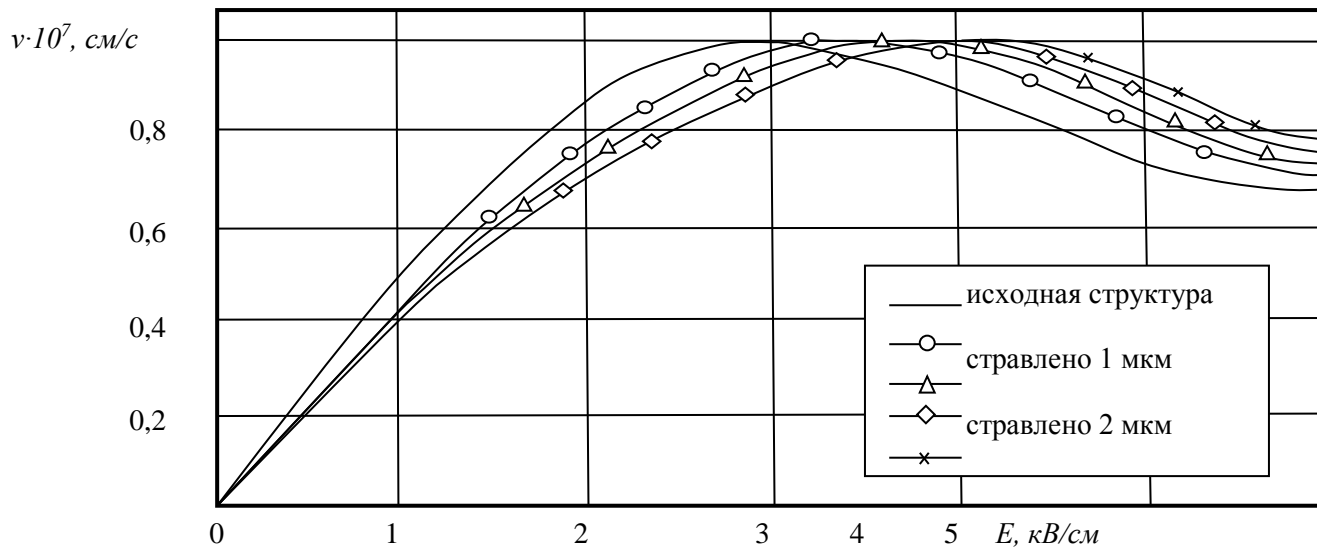
В качестве источника СВЧ сигналов в эксперименте был использован импульсный генератор, оснащенный магнетроном МИ-89В, имеющий следующие характеристики: центральная частота – 9,375 ГГц; импульсная мощность – 55 кВт (обеспечивает напряженность электрического поля в волноводном тракте и на образце не менее 10 кВ/см); длительность генерируемых СВЧ импульсов – $\tau_1 = 1$ мкс, $\tau_2 = 2$ мкс.

В ходе эксперимента были проведены измерения относительной дифференциальной проводимости (ОДП) и ПСХ различных по толщине, концентрационному профилю и подвижности эпитаксиальных структур арсенида галлия. Образцы имели толщину активного слоя $d = 2 \dots 5$ мкм и концентрацию носителей $n_0 = (3 \dots 5) \cdot 10^{14}$ см⁻³. Из каждой исследуемой структуры изготовлялось несколько образцов, для которых затем снимались зависимости ОДП и ПСХ. Кроме того, проводились вторичные измерения на тех же образцах, после послойного травливания эпитаксиального слоя в полирующем травителе

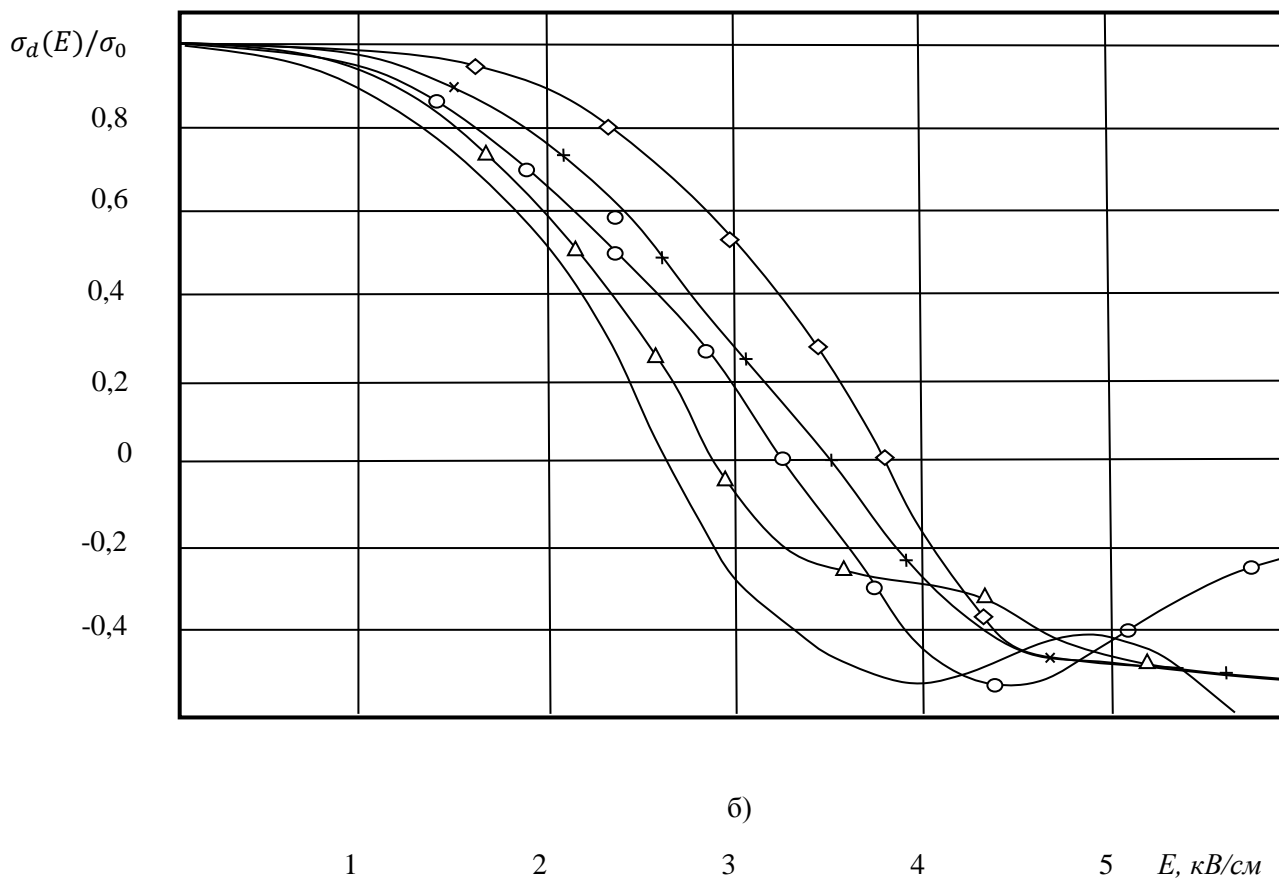
($\text{H}_2\text{SO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 3 : 1 : 1$). Необходимая глубина единичного травливания определялась исходя из начальной толщины эпитаксиальной пленки и количества измерений на одном образце. Измеренные характеристики $\nu(E)$ и $\sigma_d(E)/\sigma_0$ показаны на рис. 1.

Анализ характера полученных полескоростных и относительной дифференциальной проводимости зависимостей позволяет выделить следующие закономерности. Пороговые напряженности поля исходных образцов находятся в диапазоне 3,1–4,4 кВ/см.

При дискретном утоньшении эпитаксиальной пленки наблюдаются зависимости двух типов: с монотонным сдвигом порогового поля в сторону высоких полей по мере утоньшения толщины эпитаксиальной пленки; с начальным смещением порогового поля в сторону меньших значений с последующим переходом в область высоких полей по мере приближения к границе раздела эпитаксиальная пленка – подложка.



а)



б)

Рис. 1. Экспериментальные зависимости $v(E)$ и $\sigma_d(E)/\sigma_0$, полученные при послойном стравливании эпитаксиальной структуры

Графики зависимостей $\sigma_d/\sigma_0 = f(E)$ имеют экстремумы в диапазоне полей 4,5–5,5 кВ/см на уровне $\sigma_d(E)/\sigma_0 = -(0,3-0,5)$. По мере утоньшения

эпитаксиального слоя характер кривых меняется, переходя в монотонно падающий без явно выраженных экстремумов. Глубокое травление (практически до границы раздела) приводит к уменьшению ОДП и ее полному исчезновению. Зависимости $v(E)$ и $\sigma_d(E)/\sigma_0$ измеренных образцов изготовленных из одной эпитаксиальной структуры имели разброс по величине порогового поля.

Из полученных данных следует, что сдвиг пороговых полей в высоковольтную область для эпитаксиальных структур, подвергнутых послойному травлению, может быть объяснен влиянием центров захвата, эффективный радиус которых растет по мере утоньшения эпитаксиального слоя. В структурах с повышенной поверхностной концентрацией глубоких уровней, обусловленной несовершенством роста эпитаксиальной пленки, наблюдается смещение пороговых полей в низковольтную область после удаления поверхностного слоя, что также хорошо согласуется с моделью захвата носителей заряда глубокими уровнями.

Таким образом, интегральная СВЧ методика измерения полескоростных и относительной дифференциальной проводимости зависимостей в совокупности с послойным удалением активного слоя, позволяет оценить качество и определить функциональные возможности эпитаксиальных структур арсенида галлия, используемых для изготовления приборов СВЧ диапазона.

Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ-2023-0008).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денис В., Канцлерис Ж., Мартунас З. Теплые электроны. Под ред. проф. Ю. Пожелы. – Вильнюс: Москлас, 1983, 144 с.
2. Morgan T.N. The mobility of electrons heated by microwave fields in *n*-type germanium. J. Phys. Chem. Sol., 1959, у, 8, №1, p. 245–249.

ОБРАЩЕННЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ ЯВЛЕНИЙ В ЛОГИЧЕСКОМ ЭЛЕМЕНТЕ ГИГА- И ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНОВ

П.Ю. Волощенко, доцент, к.т.н. **Ю.П. Волощенко** доцент, к.т.н.

Южный федеральный университет

voloschenkoyp@sfedu.ru

В последнее время проблему одновременного повышения тактовой частоты, минимизации энергопотребления и отвода тепла в сверхскоростных интегральных схемах (ИС) предлагается решать инженерным способом, т.е. без радикального изменения конструкции, полупроводникового материала и технологии её изготовления, существующей в России [1-3]. Такой научно-технический подход модернизации пространственно – временного строения конформной электронно-вычислительной аппаратуры (ЭВА) основан на классической модели специфического вида материи, в которой наблюдается согласованное (когерентное) движение электронов, индуцирующих электромагнитные (ЭМ) волны, оказывающие обратное силовое воздействие на элементарные микрочастицы, обладающие отрицательным зарядом, зависящее от их скорости [1-5].

Актуальность подобной концепции математического моделирования цифровых ИС гига- и терагерцового диапазонов обусловлена первоначальной невозможностью отделения линейного и нелинейного участков, произвольного выбора направлений циркуляции постоянного и переменного токов в них [6]. Вместе с тем упомянутая методика расчета «рабочих» точек на вольтамперных характеристиках смежных транзисторов необходима при энергетической оценке влияния амплитудно-зависимой интерференции, вызванной композицией сигналов вдоль питающих проводов ЭВА [1-3, 7-9].

В докладе изложен алгоритм и результаты обращенного символического анализа алгебраического суммирования когерентных сигналов в сверхскоростном логическом элементе любого типа, представленные в виде входной и передаточной комплексной частотной характеристики двух- и четырехполюсного нелинейного элемента (НЭ) теории электронной волновой цепи (ЭВЦ) [1, 2, 7]. Синтезированы эквивалентные схемы и формулы математической модели ИС СВЧ в гармоническом

приближении, обеспечивающем аналитическое решение оптимизационных задач, нацеленных на увеличение её энергоэффективности и диапазона рабочих частот. Минимизация потребления мощности питания логических элементов достигается путем модификации электрического строения совокупности «длинных» кондуктивных и ЭМ соединений на основе нелинейной теории дифракции ЭМ волн при реализации коллинеарности векторов скорости электронов и напряженности мгновенного электрического поля в быстродействующих транзисторах, образующих ЭВЦ [10].

Установлены законы трансформации амплитуды и фазы монохроматических сигналов при управлении инерционным процессом преобразования уровня колебательной энергии путем её поглощения и регенерации сверхскоростными ИС. Рассмотрено влияние эффекта композиции когерентных воздействий и откликов ЭМ полей единого множества транзисторов, функционирующих в режимах усиления и рекуперации мощности СВЧ. Полученные новые результаты необходимы для корректного прогнозирования многофакторного изменения свойств цифровых систем полупроводниковых электронных приборов (ЭП) по переменному току при фиксированной топологии питающих проводов, окруженных общим ЭМ полем. Обращенный анализ ЭВЦ позволяет корректно изучить сложение и вычитание, умножение и деление двоичных чисел в формате битов и байтов с учетом явления регулируемой интерференции в микропроцессорах гига- и терагерцового диапазонов. Управление перераспределением энергии СВЧ колебаний дополнительно меняет действительную амплитуду огибающей волнового процесса по напряжению и току в реальном масштабе времени при вариации длины и взаимного расположения металлических соединений, параметров питания и интенсивности воздействий дискретных ЭП друг на друга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П. Моделирование электронных компонентов интегральных схем методами теории электрических цепей: учебное пособие. –Ростов-на-Дону; Таганрог: ЮФУ, 2017. – 111 с. EDN: YHOZPL

2. Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П. Моделирование нелинейных электрических процессов в элементах электронной волновой цепи: учебное пособие. – Ростов-на-Дону; Таганрог: ЮФУ, 2018. – 116 с. EDN: YTPREQH
3. Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П. Моделирование колебательной характеристики фрагмента конструкции микросхемы СВЧ// Фундаментальные, поисковые, прикладные исследования и инновационные проекты: сборник трудов национальной научно-практической конференции. – Москва: МИРЭА, 2022. С 363-368. EDN: FHOСAM
4. Anant Agarwal, Jeffrey Lang. Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits. MK Publishers. 2005.-984 p. ISBN: 978-1-55860-735-4.
5. Michael Tooley. Electronic Circuits: Fundamentals and Application. Routledge, 2002. -301 p. ISBN 978-0-75065-394-7.
6. Ортюзи Ж. Теория электронных цепей. – Москва: Мир, 1970.- 403 с.
7. Волощенко П.Ю., Волощенко Ю. П. Основы теории одномерной нелинейной электрической и электронной волновой цепи. - Москва: Юрайт, 2017, - 101 с. ISBN: 978-5-534-01202-6. EDN: ZSWGUN
8. Астахов Л.Д., Вавилов В.Г., Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П. Математическое моделирование нелинейных процессов в элементе интегральной схеме СВЧ // Nanotech-2015: сборник докладов молодежной научной конференции. – Ростов-на-Дону; Таганрог: ЮФУ, 2015. С.59-60. EDN: XSFXBT
9. Карпук А.Н., Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П. Диагностика нелинейных электрических процессов в вентиле И- НЕ гига- и терагерцового диапазонов // Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: материалы 19-ой Международной молодежной научно-практической конференции. – Новочеркасск: Лик, 2018. С. 237-243. EDN: YWPWVY
10. Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов. Вильнюс: Мокслас, 1989. -264 с.

МОДЕРНИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫМИ СКЛАДСКИМИ КОМПЛЕКСАМИ

Е. А. Ефимов

Инженер-программист 1 категории

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»

Адрес: Россия, 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19

dxproha@gmail.com

В работе рассмотрена модернизация системы управления автоматизированными складскими комплексами приборостроительного предприятия АО «НПП «Радиосвязь». Необходимость модернизации обусловлена закупкой новых автоматизированных складских комплексов российского производства АСИС АСС СТТ и внедрении их в уже существующую систему управления.

Ключевые слова: модернизация, автоматизация, автоматизированные складские комплексы, единое информационное пространство.

Введение

Резкое обострение глобального геополитического конфликта привело к решению части иностранных компаний покинуть российский рынок. В таких условиях перед Россией остро встал вопрос о формировании новой технологической политики в стране для достижения независимости от зарубежных компаний и обеспечения устойчивого функционирования и развития отечественных производственных систем.

Производственная система АО «НПП «Радиосвязь» имеет стратегическое значение для обороноспособности и безопасности России, что обуславливает принципиальную значимость её развития и функционирования.

Устойчивость развития и функционирования производственных систем обеспечивается своевременной модернизацией, которая дает возможность обеспечить рост качества выпускаемой продукции, эффективности факторов

производства и сокращение производственного цикла, необходимого в нынешних экономических и политических условиях [1].

В связи с этим возникает потребность модернизации существующей системы управления автоматизированными складскими комплексами (АСК) в АО «НПП «Радиосвязь», которая по настоящее время взаимодействует исключительно с АСК лифтового типа Kardex Shuttle XP.

Модернизация существующей системы управления АСК совершается путем расширения функционала взаимодействия системы не только с Kardex Shuttle XP, но и с АСК российского производства АСИС АСС СТТ.

Модернизация системы управления автоматизированными складскими комплексами

В настоящее время в АО «НПП «Радиосвязь» существует собственная автоматизированная система управления складским комплексом, обеспечивающая интеграцию АСК в единое информационное пространство предприятия [2]. Данная система управления взаимодействует исключительно с Kardex Shuttle XP, что является недостатком для внедрения и взаимодействия с АСК российского производства АСИС АСС СТТ.

Для внедрения и взаимодействия с АСК АСИС АСС СТТ необходимо модернизировать систему управления так, чтобы она отвечала следующим критериям:

- возможность использования спецификации OPC Unified Architecture (UA) для передачи данных между приложением и блоком управления АСК;
- возможность использования протокола веб-служб из спецификации OPC UA для поддержки шифрования по протоколу https;
- целостность существующей информационной инфраструктуры складского хозяйства.

Также данная модернизируемая система управления АСК должна предоставлять возможность работы с разделенными сетями: сети АСК должны быть отделены от информационной сети предприятия с целью обеспечения надежности работы как АСК, так и системы оперативного планирования производства.

Далее на рисунках 1-2 представлены архитектуры систем управления АСК до модернизации и после.

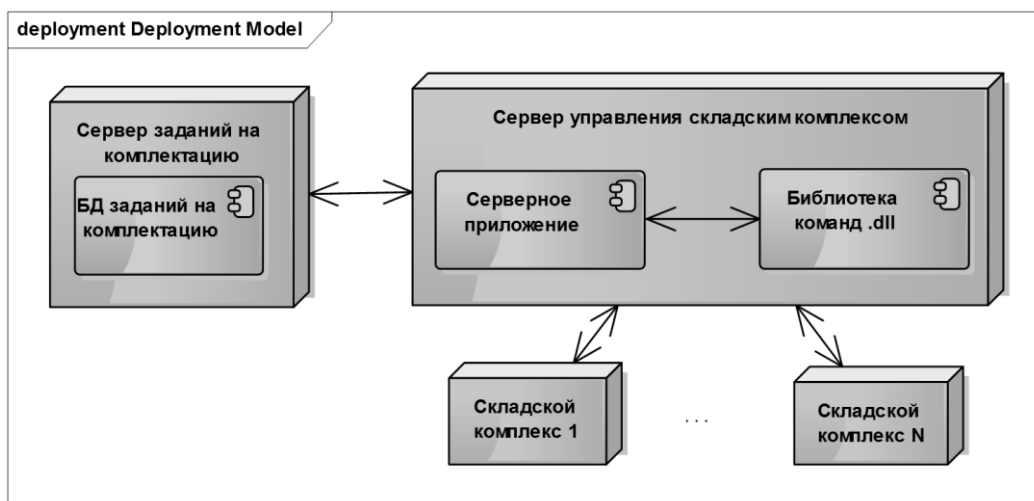


Рисунок 1 – Архитектура системы управления АСК до модернизации

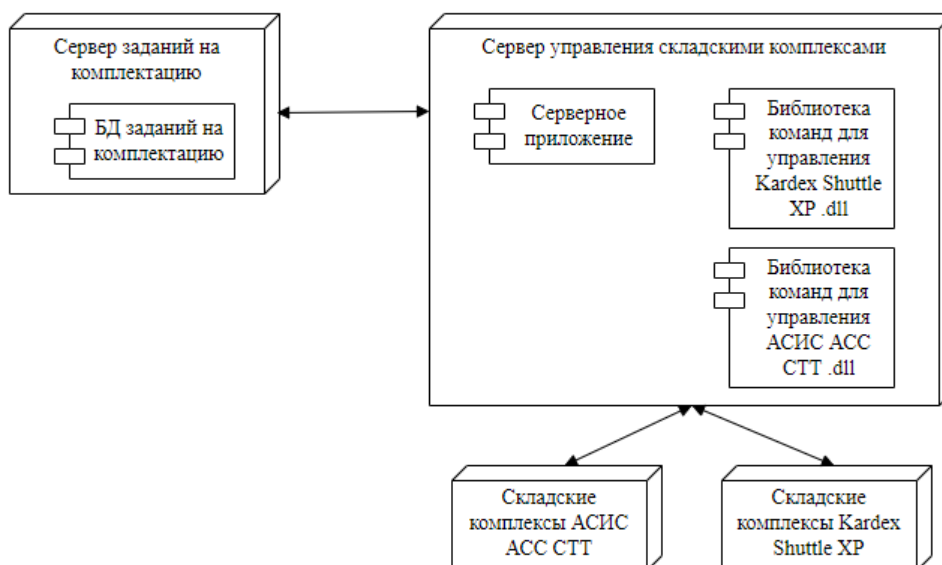


Рисунок 2 – Архитектура системы управления АСК после модернизации

Список литературы

1. Галеев Р. Г., Капулин Д. В., Казанцев М. А. Производственная логистика приборостроительного предприятия : учебное пособие. Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2021. 265 с.
2. АСУ складским комплексом как элемент единого информационного пространства приборостроительного предприятия / И. В.

О СИНТЕЗЕ СТРУКТУРЫ МНОГОЗВЕННОГО РЕЗОНАНСНОГО ФИЛЬТРА НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

П. С. Маринушкин, доцент, канд. техн. наук

Ф. Г. Зограф, доцент, канд. техн. наук, доцент

А. А. Левицкий, зав.кафедрой, канд. физ.-мат. наук, доцент

ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет, г. Красноярск

В последнее время наблюдается рост числа разработок и исследований, связанных с созданием резонансных фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1-3]. Одним из наиболее широко применяемых типов резонансных фильтров на ПАВ являются лестничные фильтры. Основой таких фильтров являются одноходовые резонаторы (рис. 1).

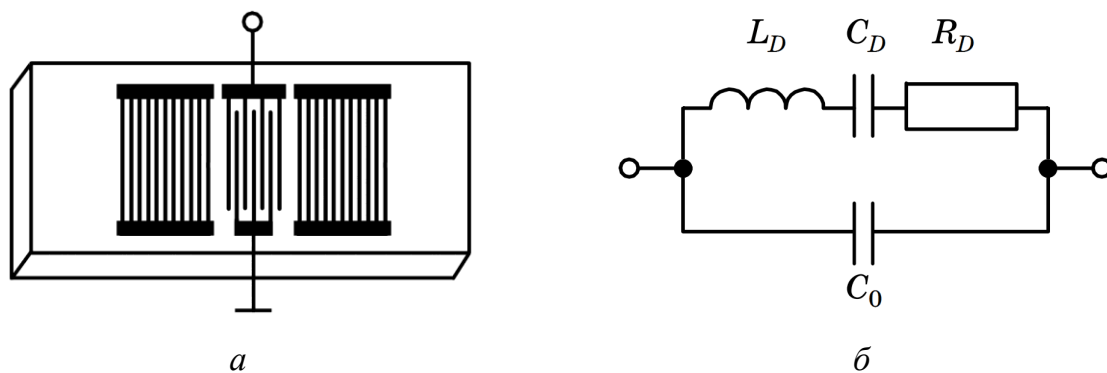


Рис. 1. Одноходовый резонатор на ПАВ (а) и его эквивалентная схема (б)

Топология одноходового резонатора на ПАВ (рис. 1, а) содержит встречно-штыревой преобразователь (ВШП) и расположенные с двух сторон от него отражающие решетки. Параметры эквивалентной схемы (рис. 1, б): L_D , C_D , R_D – динамические индуктивность, емкость и сопротивление резонатора, C_0 – статическая емкость резонатора.

Сформированные на основе одноходовых резонаторов Г-образные, Т-образные и П-образные звенья позволяют создавать лестничные фильтры, структура

которых выбирается с учетом требований к частотным характеристикам. Для получения внеполосного подавления до 60-65 дБ лестничный фильтр может содержать 3-4 звена (9-12 резонаторов) [2]. Характеристики звеньев фильтров определяются частотными зависимостями комплексных входных проводимостей $Y_{вх}(\omega)$ резонаторов (ω – угловая частота). Параметры топологии последовательно и параллельно включаемых резонаторов в звеньях лестничных фильтров существенно различаются вследствие необходимости согласования частот их последовательных и параллельных резонансов, влияния импеданса соседних звеньев и сопротивлений внешних цепей.

При разработке лестничного фильтра значительные трудности связаны с синтезом его структуры, включая определение параметров звеньев с учетом возможных технологических отклонений параметров топологии резонаторов [4, 5]. Методы проектирования лестничных фильтров на основе LC -цепей, представленные в [4, 5], позволяют на основе заданных электрических характеристик рассчитать значения индуктивностей и емкостей, а также количество звеньев в фильтре.

При синтезе лестничного фильтра на первом этапе на основе заданных частотных характеристик определяются LC -параметры эквивалентной схемы прототипа. Второй этап включает установление связи полученных эквивалентных L - и C -параметров с параметрами топологии резонаторов на ПАВ. На данном шаге производится определение числа электродов ВШП и уточнение толщины металлизации. На третьем этапе заключается в расчете $Y_{вх}(\omega)$ резонаторов. При относительно небольшом числе электродов ВШП результаты можно получить с помощью численного моделирования. Заключительным этапом является выполнение проверочного расчета для определения частотной характеристики фильтра [1].

На рис. 2 и 3 представлены результаты, иллюстрирующие выполнение основных этапов синтеза полосового фильтра с центральной частотой 1,6 ГГц.

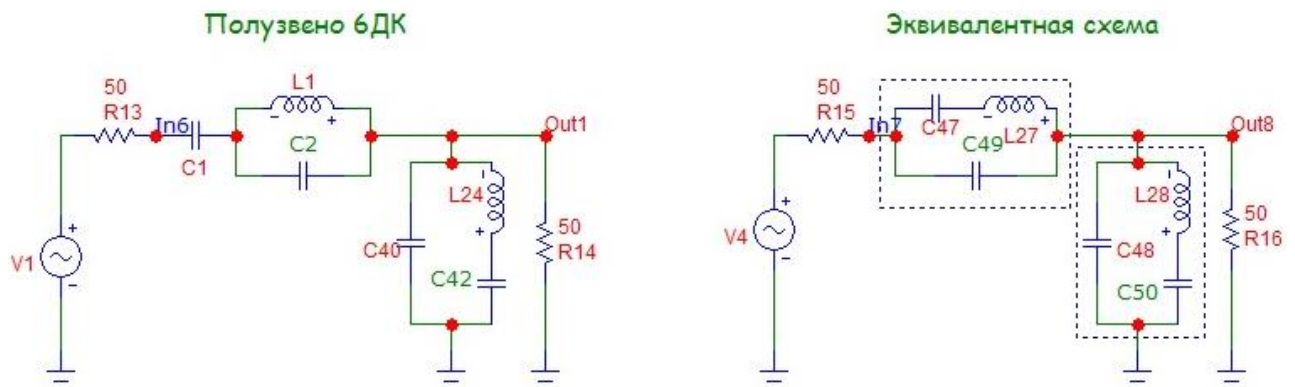


Рис. 2. Эквивалентная схема полузвена лестничного фильтра по классификации [5] (слева) и схема, преобразованная к виду, пригодному для замещения резонаторами на ПАВ (справа)

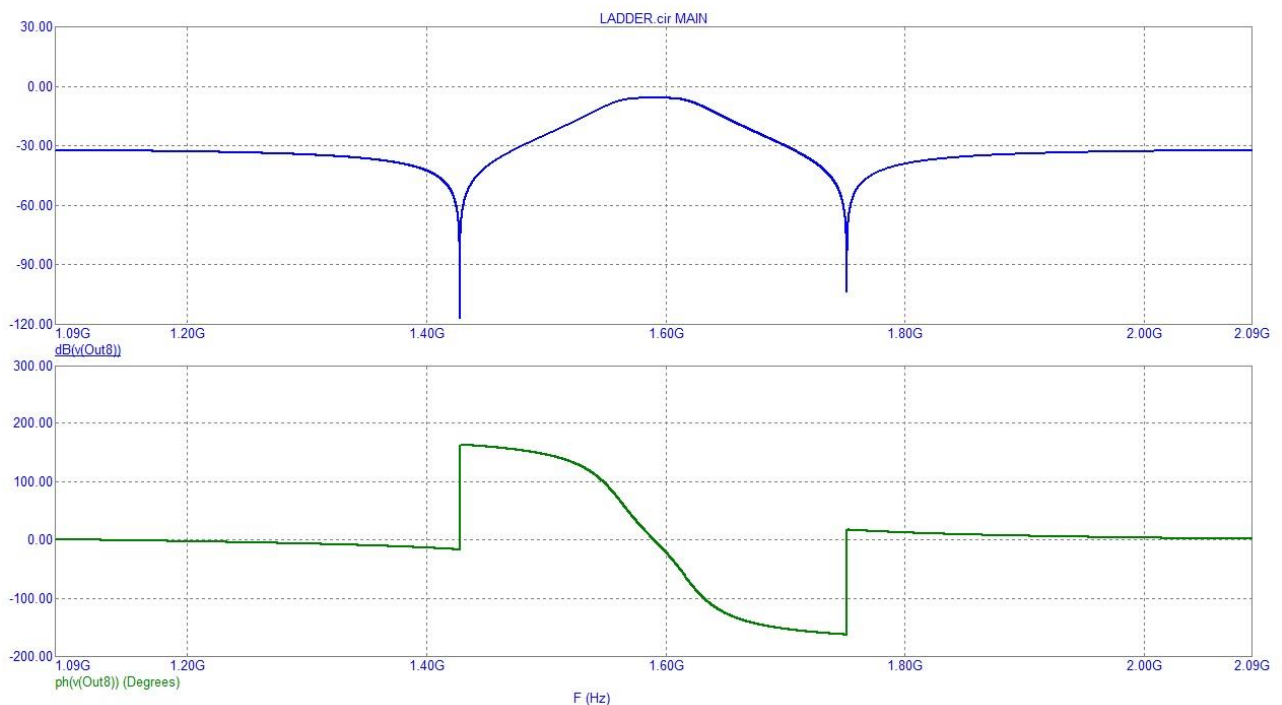


Рис. 3. Рассчитанные амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики преобразованной схемы

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустоэлектронные устройства обработки и генерации сигналов: принципы работы, расчета и проектирования / Балышева Ольга Леонидовна [и др.]; Гуляев Ю. В. (ред.). – М.: Радиотехника, 2012. – 571 с.

2. Орлов В. С. Лестничные резонаторные фильтры на поверхностных акустических волнах для приемников навигационных систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – Том 10. – № 5. – С. 8-16.

3. Дмитриев В. Ф. Синтез лестничных фильтров на основе резонаторов на поверхностных акустических волнах // Журнал технической физики, 2002, том 72, вып. 8. – С. 95-102.

4. Современная теория фильтров и их проектирование / [С. Митра, Г. Орчард, Г. Темеш и др.] ; под ред. Г. Темеша, С. Митра ; пер. с англ. – М. : Мир, 1977. – 560 с.

5. Пшесмыцкий О. Проектирование электрических лестничных фильтров ; пер. с польск. – М.: Связь, 1968. – 519 с.

РАЗРАБОТКА ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ МИКРОДИСПЛЕЕВ И ФОТОПРИЕМНЫХ МАТРИЦ

В.С. Засемков, канд. техн. наук,

Сибирский Федеральный Университет, г. Красноярск

E-mail: vzasemkov@sfu-kras.ru

Большую часть информации человек получает с помощью органов зрения. В настоящее время практически любое сложное электронное устройство обязательно имеет в своем составе одно или более оптоэлектронное устройство. Все возрастающие потоки информации, обрабатываемые электронными приборами и требующие их визуального отображения, предъявляют повышенные требования к средствам воспроизведения и преобразования оптического диапазона. Поэтому создание современных оптоэлектронных и электронно-оптических преобразователей различного назначения является актуальной задачей. К оптическому диапазону относится излучение инфракрасной, видимой и ультрафиолетовой части электромагнитного спектра, что соответствует частотам от

$0,5 \times 10^{12}$ Гц до 5×10^{17} Гц и длин волн примерно от 1 до 1000 нанометров. (Видимому диапазону соответствуют длины волн 380 -780 нанометров, частота около 10^{15} Гц).

Оптоэлектроника – направление электроники, охватывающее вопросы использования оптических и электрических методов обработки, хранения и передачи информации. Оптоэлектроника представляет собой этап развития радиоэлектроники и вычислительной техники, отличительной чертой которого является использование для обработки информации оптического излучения. К основным элементам оптоэлектронных устройств относятся источники излучения (некогерентного или когерентного), оптические среды и приемники излучения. Эти элементы в разных устройствах применяются как в виде различных комбинаций, так и в виде автономных устройств и узлов с самостоятельными частными задачами. Оптоэлектроника отличается от вакуумной и полупроводниковой электроники наличием в цепи сигнала оптического звена (оптической связи). Поэтому достоинства оптоэлектроники определяются, в первую очередь, преимуществами оптической связи по сравнению с электрической, а так же теми возможностями, которые открываются в результате использования разнообразных физических явлений, обусловленных взаимодействием излучения с веществом. Оптоэлектроника синтезирует достижения ряда областей науки и техники: полупроводниковой электроники, квантовой электроники, физики фотоэлектронных приборов, электрооптики, нелинейной оптики, волоконной оптики, голографии, ИК техники и светотехники [1].

Современные микроэлектронные технологии обработки полупроводников позволяют создавать оптоэлектронные приборы для преобразования света в электрический ток, преобразования тока в световой поток, последовательного преобразования «ток-свет-ток» (для изоляции электрических цепей).

Особый интерес представляют многоэлементные оптоэлектронные преобразователи, выполненные в виде матрицы элементов различной размерности.

Разработан конструкторско-технологический базис создания оптоэлектронных матричных преобразователей выполненных на кремниевой и диэлектрической подложках по технологии ИС. Принцип преобразования основан

на формировании специальных микровакuumных ячеек (пикселей) диодной и триодной конструкции с заданными электрофизическими параметрами [2-7]. Микрофотография фрагмента матрицы приведена на рисунке 1.

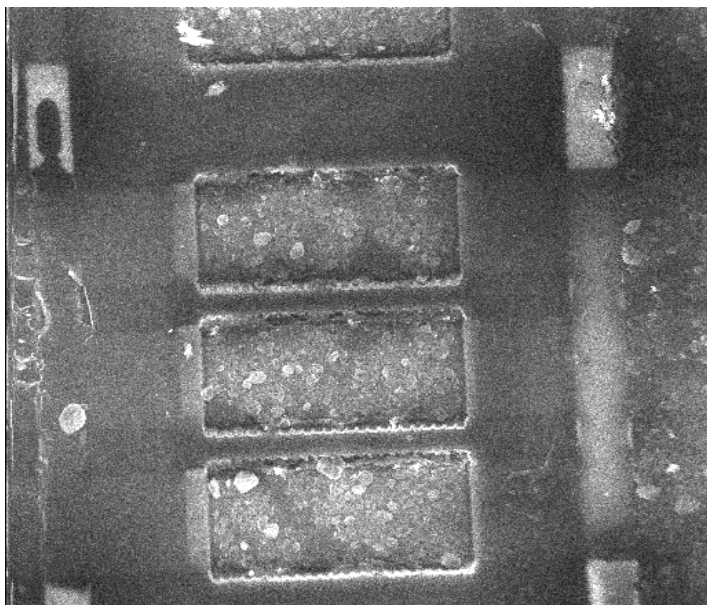


Рисунок 1. Микрофотографии планарно-торцевой ячейки плоского индикатора. Размер окна ячейки 3x150x50 мкм.

Изготовлены экспериментальные образцы дисплеев размерностью 150x200 пикселей. Каждый пиксель размерностью 250x250 мкм состоит из RGB-триады размером 3x(150x150 мкм).

Матрица выполнена на полированной стеклянной подложке размером 60x48 мм.

Выполнены экспериментальные работы по созданию микродисплея на кремниевой подложке. Микрофотография фрагмента микродисплея приведена на рисунке 2.

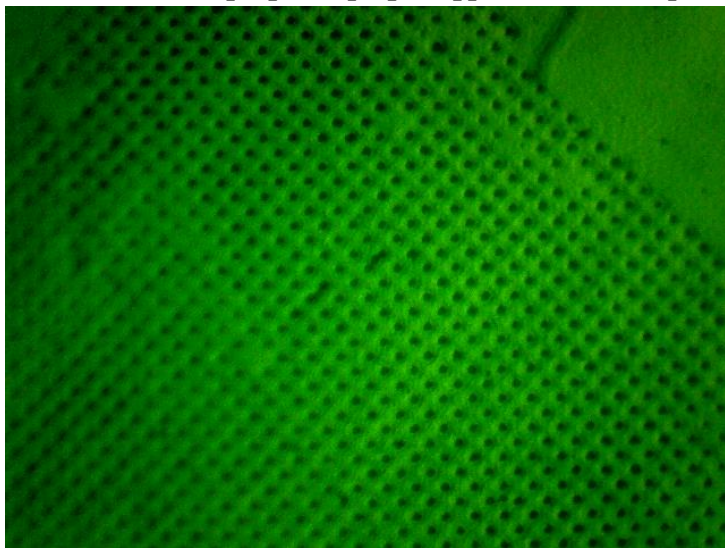


Рисунок 2. Микрофотография фрагмента матрицы. Шаг между острями 6 мкм.

Матрица размером 1x1 мм содержит 500x500 элементов с шагом 6 мкм. Каждый элемент выполнен в виде кремниевого острья высотой 1 мкм с

оценочным радиусом скругления вершины 100 нм. Вокруг каждого острья выполнен управляющий электрод.

Список литературы:

1. Самохвалов М.К. Элементы и устройства оптоэлектроники. 2003. С.-125

2. Будзиаловский В.В., Засемков В.С., Ивченко С.В., Новик И.А. Автоэмиссионный узел. Патент №2081470, 10 июня 1997.
3. Засемков В.С., Ивченко С.И., Новик И.А., Будзиаловский В.В. Автоэмиссионная ячейка. Патент РФ №2072578.
4. Засемков В.С., Ивченко С.И., Новик И.А., Будзиаловский В.В. Автоэмиссионная ячейка. Патент РФ №2069409.
5. Ивченко С.И., Новик И.А., Будзиаловский В.В., Засемков В.С., Драч В.А. Автоэлектронная ячейка. Патент РФ №2066893.
6. Драч В.А., Ивченко С.И., Новик И.А., Будзиаловский В.В., Засемков В.С. Автоэлектронная ячейка. Патент РФ №2066894.
Будзиаловский В.В., Новик И.А., Ивченко С.И., Засемков В.С. Плоский экран. Патент РФ №2082256.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ПЛАНИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ERP – СИСТЕМЫ

И.Н. Мельник

Инженер-программист 1 категории

Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»

Адрес: Россия, 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, д. 19

melvinorth@gmail.com

Назначение ERP-системы (англ. enterprise resource planning, планирование ресурсов предприятия) - улучшение управления производственной деятельностью предприятия и уменьшение затрат на поддержание внутренних информационных потоков. В основе ERP-систем лежит принцип создания единого хранилища данных, содержащего всю корпоративную бизнес-информацию: плановую, финансовую информацию, производственные данные, данные по персоналу и др.

В АО «НПП «Радиосвязь» единый корпоративный репозиторий данных разработан и функционирует в составе АСУП (Автоматизированной системы управления предприятием), что обеспечивает одновременную доступность информации для любого сотрудника предприятия, обладающего соответствующими

полномочиями [1]. Однако развитие производственной системы требует расширения функционала, в частности, более комплексного решения задач производственного планирования на разных уровнях управления.

В результате анализа существующих решений выбор был сделан в сторону информационной системы «1С: Предприятие», которая состоит из двух основных частей: платформы и конфигурации. Технологическая платформа служит базой для создания, запуска, изменения конфигураций и работы с ними. Платформа не зависит от отрасли, в которой работает компания, она универсальна для всех конфигураций. Конфигурации бывают:

- Типовые: Бухгалтерия, Управление торговлей, Управление предприятием, ЗУП, Документооборот и многие другие;
- Специализированные отраслевые

Для реализации специальных задач используются *отраслевые решения*, создание и поддержку которых осуществляют фирмы-партнеры 1С, конфигурации для строительства, образования, общепита, медицины и другие.

Конфигурируемость — главное свойство системы «1С: Предприятие». Оно дает возможность менять типовые прикладные решения под нужды бизнеса, дорабатывать их, учитывая специфику предприятия и создавать новые версии конфигураций самостоятельно.

При решении задач производственного планирования интерес представляет конфигурация «1С: ERP Управление предприятием 2». В программе предусмотрена возможность как простого учета производственных процессов, так и планирования производства, управления производством на разных уровнях. Производственное планирование в 1С:ERP можно условно поделить на три уровня: уровень предприятия, межцеховой, уровень цеха. На рисунке 1 наглядно представлены уровни производственного планирования в 1С:ERP.

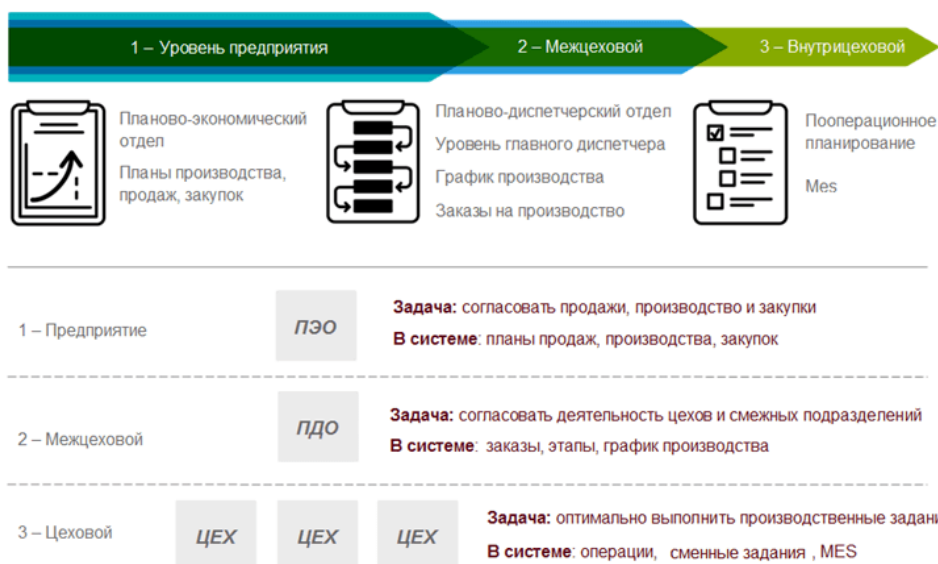


Рисунок – 1 Уровни производственного планирования в 1C:ERP

В системе 1C:ERP планирование на уровне предприятия — это составление согласованного комплекта планов: планы производства, снабжения, продаж. Основная задача этого уровня планирования — согласовать действия различных подразделений.

Система оперативного управления производством обеспечивает планирование и диспетчирование производственных процессов. С ее помощью определяется порядок запуска изделий в производство, выполняется создание необходимых резервов материалов и производственных заделов, достигается бесперебойное снабжение рабочих мест материалами и полуфабрикатами. Эти задачи решаются с учетом типа производства, организационных и технологических особенностей производственных процессов. Для управления на межцеховом уровне и уровне цеха используется подсистема «Производство». Подсистема «Производство» предусматривает два уровня оперативного управления:

- межцеховой уровень (уровень "главного диспетчера") — позволяет управлять выполнением графика производства, исполнителями которого являются отдельные подразделения. Обеспечивается координация процессов передачи результатов этапов между подразделениями;
- внутрицеховой уровень (уровень "локального диспетчера") — позволяет организовать исполнения графика производства в отдельном подразделении, обособленной зоне ответственности диспетчера подразделения (цеха, участки).

Подходы к организации нормативно-справочной информации подсистемы позволили снизить зависимость качества планирования от точности нормативных данных [2].

Несмотря на то, что функционал подсистемы поддерживает диагностирование и гибкое перепланирование графика производства, при разработке производственных планов с использованием ERP- системы на АО «НПП «Радиосвязь» в соответствии с очередностью поступления заказов, сроками их изготовления и загрузкой производства внутри планового периода необходимо формировать производственные задания в рамках пооперационного планирования. При этом задачу пооперационного планирования необходимо решать, как задачу многокритериальной глобальной оптимизации с постоянно меняющимся векторным критерием, что невозможно сделать при использовании типовой конфигурации «1С: ERP Управление предприятием 2» подсистемы «Производство».

Поэтому для выполнения поставленной задачи на базе ERP-системы будет разработано собственное программное решение для задач планирования с учетом технологических процессов изготовления радиоэлектронных комплексов в условиях часто меняющегося портфеля заказов в конфигурации «1С: ERP Управление предприятием 2» в подсистеме «Производство».

Список литературы

1. Галеев. Р.Г. Производственная логистика приборостроительного предприятия: учебное пособие/ Р.Г. Галеев, Д.В. Капулин, М.А. Казанцев. – Красноярск : Сибирский федеральный университет, 2021 – 256 с. -ISBN 978-5-7638-4477-1.

1С: Предприятие 8 система программ URL: <http://www.v8.1c.ru/erp/production>

ПРИМЕНЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ГИДРОДИНАМИКИ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЧИСТЫХ ПОМЕЩЕНИЙ ПРОИЗВОДСТВА МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

С.М. Капустин¹, А.Н. Масюгин², Д.А. Захаров³

1) АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), инженер-технолог 2 категории.

ФГАОУ ВО СФУ, магистрант. email: smkksm@bk.ru

2) АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), заместитель главного технолога, кандидат физ.-мат. наук, ФГАОУ ВО СФУ, доцент

3) АО «НПП «Радиосвязь» (г. Красноярск), инженер-технолог 2 категории

К чистым помещениям производства микроэлектронных изделий, в которых проводятся прецизионные литографические процессы, предъявляются строгие требования по микроклимату. Чтобы чистое помещение соответствовало этим требованиям на этапе проектирования необходимо учитывать сложные взаимодействия воздушных потоков и проводить более точный анализ физических явлений, которые могут влиять на целевые параметры микроклимата. Современное развитие вычислительной техники и САПР, использующих методы вычислительной гидродинамики, позволяет моделировать вентиляционную систему чистых помещений с учетом наиболее значимых физических факторов и получать более точные результаты чем при использовании аналитических способов проектирования.

В данной работе проводилось моделирование вентиляционной системы чистых помещений с классами чистоты 5 ИСО – 6 ИСО [1] на участке безмасковой литографии. Целью работы являлась оптимизация существующей системы вентиляции чистых помещений с использованием методов вычислительной гидродинамики.

На первом этапе перепроектирования были выполнены планировочные решения по размещению оборудования и рабочих мест, определено распределение

расхода воздуха между помещениями в соответствии с планируемым классом чистоты и построена 3D модель чистых помещений. Согласно рекомендациям [2], для помещений с классом чистоты 5 ИСО [1] скорость воздушного потока на выходе из HEPA фильтров определена на уровне 0,25 м/с.

HEPA фильтры в модели представлялись граничным условием «пористая среда» [3]. Для определения значений коэффициента проницаемости фильтров был проведен дополнительный численный аэродинамический анализ упрощённой 3D модели используемого HEPA фильтра.

Воздушные клапаны задавались в модели граничным условием коэффициента аэродинамического сопротивления и располагались в плоскости сечения воздухопроводов. Степень закрытия клапанов определялась коэффициентом аэродинамического сопротивления k , определяемым по формуле (1).

$$\Delta P_s = \frac{K \cdot \rho \cdot u_m^2}{2}, \quad (1)$$

где: ΔP_s – Падение давления на участке, Па;

ρ – Плотность жидкости/газа, кг/м³;

u_m – Средняя скорость потока, м/с.

В результате численных расчетов получена модель настроенной системы вентиляции с требуемыми значениями скорости потока и избыточного давления в помещениях.

Для определения зависимости угла закрытия заслонки дроссельных клапанов от коэффициента k была создана отдельная 3D модель дроссельного клапана диаметром 200 мм и проведены численные аэродинамические расчеты при значениях угла закрытия дроссельной заслонки в диапазоне 10-80 °. График полученных расчетных данных коэффициента k от угла закрытия дроссельной

заслонки α был аппроксимирован функцией (2), которая использовалась в определении углов открытия каждого отдельного клапана для последующей настройки реальной вентиляционной системы (рисунок 1). Результаты моделирования дроссельного клапана коррелируют с данными, представленными в открытых источниках от производителей клапанов .

$$\alpha = 90 - \left(-379,91405 + \frac{147,96858 + 379,91405}{\left(1 + \left(\frac{0,01609}{k} \right)^{0,13556} \right)^{0,63712}} \right), \quad (2)$$

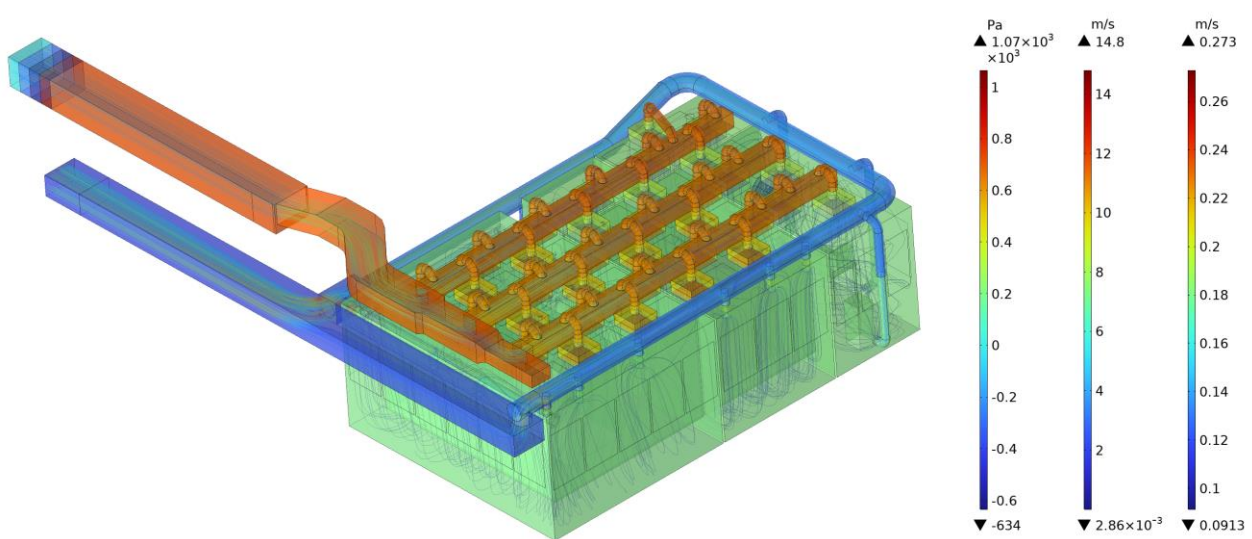


Рисунок 1 – Результат настройки модели вентиляционной системы

В результате применения методов вычислительной гидродинамики были локально скорректированы размеры и расположения воздуховодов, определены коэффициенты сопротивления каждого воздушного клапана для их последующей настройки с целью равномерного воздушного потока, в помещениях класса 5 ИСО [1] проанализирована ламинарность воздушных потоков, определены

аэродинамические характеристики вентиляционной системы для формирования технического задания на вентиляционную установку.

1. ГОСТ Р ИСО 14644-1-2017. Чистые помещения и связанные с ними контролируемые среды.

2. ГОСТ Р ИСО 14644-4-2002 Чистые помещения и связанные с ними контролируемые среды. Проектирование, строительство и ввод в эксплуатацию.

3. Srinivasa Rao Vutla, Srinivasa Prakash Regalla, Kannan Ramaswamy. A laminar fluid flow model for study of ventilation systems in micro-electromechanical systems (MEMS) clean room. Journal of Physics: Conference Series. 2019

СПИСОК АВТОРОВ

Алилекова К.С.	137, 140	Дворников С.С.	207, 211
Андреев А.Г.	197	Демичева А.А.	112, 124
Анохин А.А.	56	Демичев М.С.	124
Архипов А.В.	5	Денисов Д.В.	204, 216
Афанасьев С.Н.	9, 103	Джиган В.И.	26, 29
Афонин А.О.	143, 165	Дмитриев Д.Д.	33
Бальва Я.Ф.	18	Древин К.А.	239
Батенков К.А.	12	Егоров Н.М.	250
Батрутдинов Р.Г.	103	Ерохин А.А.	197
Беляев Б.А.	15	Есин А.Ю.	191
Богатырев Е.В.	134, 150	Ефимов Е.А.	258
Боев Н.М.	131	Жариков И.А.	247
Бондаренко В.Н.	36	Зандер Ф.В.	77
Бурлаков И.Е.	18, 21	Засемков В.С.	264
Валевин Е.О.	161	Захаров Д.А.	271
Владимиров В.М.	239	Зимин А.В.	84, 87
Волощенко П.Ю.	255	Зограф Ф.Г.	146, 261
Волощенко Ю.П.	255	Иванов В.Э.	134
Воробьев Н.А.	26, 29, 43, 187	Игнатков К.А.	134, 150
Встовский С.А.	9	Иконникова А.А.	9, 103
Гаипов К.Э.	115, 118, 121, 124	Казанцев Р.Ю.	53
Галеев Р.Г.	134, 150	Капустин С.М.	271
Гениатулин К.А.	118, 121	Клинко Д.Д.	84, 87
Гладышев А.Б.	33	Князева К.В.	197
Голубович Е.Д.	47	Когтин А.В.	175
Грицан О.Б.	59	Колеватов А.П.	153, 183
Гузнова Е.С.	242	Комаров А.А.	5
Дворников С.В.	207, 211	Комаров В.А.	77, 219

Конев А.Н.	73, 106	Огородников Д.К.	143, 165
Коренев А.В.	245	Орлов А.Е.	247
Королёв Е.В.	106	Орлов В.А.	219
Корчагин Д.А.	13, 183	Орлова И.Н.	219
Косолапов А.В.	197	Павлов М.Р.	161
Коцан Д.Ю.	18, 21	Панько В.С.	197
Креков С.Д.	18, 131	Пахотин В.А.	247
Крячко А.Ф.	207, 211	Поветкин И.С.	43, 73
Кузьмин Е.В.	146	Подшивалов И.В.	143, 165
Лапшов Д.Я.	51	Полигина А.Д.	47
Лацинник А.А.	127	Пономарев Д.Ю.	112, 124, 127
Левицкий А.А.	250, 261	Порсев А.А.	153, 183
Лексиков Ан.А.	33	Приходько А.В.	51
Лемберг К.В.	59, 232	Прокопенко В.С.	219
Литюк Л.В.	201	Проскурин А.А.	121
Лишнев Л.А.	250	Пудловский В.Б.	157
Лукьяненко А.В.	219	Пустошилов А.С.	168, 226
Луферчик А.В.	21, 36, 91	Реушев М.Ю.	239
Луферчик П.В.	5,	Родионов В.В.	159
	26, 29, 43, 73, 106, 179, 187	Руденко Р.Ю.	219
Лучинин С.А.	150	Руженцев А.Е.	47
Мальшев А.П.	157	Савин Д.Р.	53
Маринушкин П.С.	261	Самара А.Б.	191
Масюгин А.Н.	271	Светлов А.Ю.	159
Мельник И. Н.	267	Селиванов А.С.	84, 87
Мусина А.В.	40	Сенченко А.А.	197
Мухаметзянов Д.Х.	153, 183	Серов С.А.	157
Нелипа С.Б.	197	Сивов Н.О.	59, 232
Носков В.Я.	134, 150, 204, 216	Сиротинин А.А.	179
Овчинников Н.Н.	91		

Скорик А.Д.	95	Цветнов А.А.	67
Скуматенко И.О.	204, 216	Цыпцова А.В.	80
Слащев Н.А.	118, 121	Чаринцев Д.А.	171
Смирнов Е.В.	179	Чащин Д.В.	43, 73
Соколовский А.В.	222	Черников Д.Ю.	80, 84, 87
Станковский А.В.	197	Черных С.В.	157
Старцев В.О.	161	Чугунов А.А.	157
Сысолятин Е.А.	63	Шабанов Д.А.	232
Таганов А.В.	47	Шайдуров Г.Я.	175
Тауснев Д.А.	115, 121	Шепета Н.А.	15
Тимощенко А.И.	118	Шершунович А.Ю.	179
Тяпкин В.Н.	33	Шидловский Д.В.	73
Угрюмов А.В.	143, 165	Широков А.А.	153, 183
Фоминых А.М.	5	Шишкин Д.С.	56
Хабаров К.Н.	224	Шнырев В.К.	236
Хазан В.Л.	63	Штро П.В.	26, 29, 187
Хлопушин И.Ю.	67	Шумилов Т.Ю.	53, 56
Ходенков С.А.	15, 229	Юхманов А.Д.	77
Хохлов Н.С.	194	Яковчук В.Ю.	219
Царев С.П.	168, 191		

Содержание

СЕКЦИЯ «СИСТЕМЫ СВЯЗИ»

Исследование методов повышения энергетической эффективности портативных станций спутниковой связи <i>П.В. Луферчик, А.В. Архипов, А.А. Комаров, А.М. Фоминых</i>	5
Численное моделирование процессов в коллекторном двигателе постоянного тока малой мощности с постоянными магнитами и полым якорем для электропривода систем спутниковой и тропосферной связи <i>С.Н. Афанасьев., А.А. Иконникова, С.А. Встовский</i>	9
Влияние доменного состава сетевого оптического тракта на долговременные нормы параметров ошибок <i>К.А. Батенков</i>	12
Микрополосковый фильтр верхних частот <i>Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, Н.А. Шепета</i>	15
Использование метода предыскажений при проектировании фильтров с малой неравномерностью АЧХ <i>И.Е. Бурлаков, Д.Ю. Коцан, С.Д. Креков, Я.Ф. Бальва</i>	18
Моделирование модема спутникового радиоканала миллиметрового диапазона волн <i>А.В. Луферчик, Д.Ю. Коцан, Бурлаков И.Е.</i>	21
Оценка эффективности применения адаптивных эквалайзеров с различной структурой в системах тропосферной связи <i>Н. А. Воробьев, В. И. Джиган, П. В. Луферчик, П. В. Штро</i>	26
Программная среда для исследования и прототипирования адаптивных эквалайзеров для систем связи <i>Н. А. Воробьев, В. И. Джиган, П. В. Луферчик, П. В. Штро</i>	29
Разработка СВЧ-фильтров для согласования трактов двухдиапазонного облучателя антенны земной станции спутниковой связи <i>А. Б. Гладышев, Д. Д. Дмитриев, Ан.А. Лексиков, В.Н. Тяпкин</i>	33
Помехоустойчивость сигналов с фазовой и амплитудно-фазовой модуляцией с учётом фазового шума гетеродина <i>В.Н Бондаренко, А.В. Луферчик</i>	36
Антенна передачи командно-телеметрической информации <i>А.В. Мусина</i>	40

Экспериментальное исследование модема радиорелейной связи работающего под уровнем шума	
<i>П.В. Луферчик, И.С. Поветкин, Д.В. Чащин, Н. А. Воробьев</i>	43
Построение бинарного двухдиапазонного сумматора на гар-волноводах для работы в К- и Q-диапазонах	
<i>А. Д. Полигина, А. Е. Руженцев, Е. Д. Голубович, А. В. Таганов</i>	47
Применение аналитического сигнала для цифрового формирования многолучевой диаграммы направленности активной фазированной антенной решетки	
<i>А.В. Приходько, Д.Я. Лапшов</i>	51
Волноводный сумматор СВЧ мощности Q-диапазона частот	
<i>Д. Р. Савин, Т. Ю. Шумилов, Р. Ю. Казанцев</i>	53
Модуль усилителя мощности миллиметрового диапазона волн	
<i>Д.С. Шишкин, Т.Ю. Шумилов, А.А. Анохин</i>	56
Двухдиапазонный септум-поляризатор для приемо-передающей антенны Ku-диапазона	
<i>Н.О. Сивов, К.В. Лемберг, О.Б. Грицан</i>	59
Способ приема сигналов с относительной фазовой модуляцией	
<i>В.Л. Хазан, Е.А. Сысолятин</i>	63
Устройство и способ согласования радиопередающего антенно-фидерного тракта с антеннами различных типов	
<i>И.Ю. Хлопушин, А.А. Цветнов</i>	67
Разработка алгоритмов цифровой обработки сигналов методом модельно-ориентированного проектирования на примере модема радиорелейной связи	
<i>Д.В. Чащин, А.Н. Конев, П.В. Луферчик, Д.В. Шидловский, И.С. Поветкин</i>	73
Модель имитатора радиоканала для аппаратно-программного комплекса формирования, приема и обработки сигналов iot устройств	
<i>А.Д. Юхманов, Ф.В. Зандер, В.А. Комаров</i>	77
Статистическая интерпретация результатов измерений задержки в беспроводных сетях стандарта Wi-Fi	
<i>Д.Ю. Черников, А.В. Цыпцова</i>	80
Исследование параметров радиопокрытия систем служебной технологической радиосвязи в лесных массивах методами математического моделирования	
<i>А.В. Зимин, Д.Ю. Черников, А.С. Селиванов, Д.Д. Клинка</i>	84

Прикладное программное обеспечение математического моделирования условий использования систем радиосвязи в лесных массивах <i>А.В. Зимин, Д.Ю. Черников, А.С. Селиванов, Д.Д. Клинка</i>	87
Анализ влияния фазового шума гетеродина на помехоустойчивость приёма сигналов с многопозиционного APSK <i>А.В. Луферчик, Н.Н. Овчинников</i>	91
Элементы искусственного интеллекта в подсистеме управления спутниковой сетью <i>А.Д. Скорик</i>	95
Разработка конструкции разборного рефлектора на основе композитных материалов <i>А.А. Иконникова, С.Н. Афанасьев, Р.Г. Батрутдинов</i>	103
Организация беспроводной передачи данных между глубоководными объектами с помощью ближнепольной магнитной связи <i>А.Н. Конев, Е.В. Королёв, П.В. Луферчик</i>	106
Разработка имитационной модели процессов обслуживания вызовов в мультисервисной спутниковой сети <i>Д.Ю. Пономарев, А.А. Демичева</i>	112
Алгоритм многокритериальной оптимизации распределения трафика в телекоммуникационной сети с приоритетным обслуживанием <i>К.Э. Гаипов, Д.А. Тауснев</i>	115
О подходах к частотно-территориальному планированию системы спутниковой связи на средневысотной круговой орбите <i>К.Э. Гаипов, К.А. Гениатулин, Н.А. Слащев, А.И. Тимощенко</i>	118
Моделирование спутниковых систем связи <i>К.Э. Гаипов, К.А. Гениатулин, А.А.Проскурин, Н.А. Слащев, Д.А. Тауснев</i>	121
Алгоритм частотного планирования спутниковой сети связи <i>К.Э. Гаипов, Д.Ю. Пономарев, М.С. Демичев, А.А. Демичева</i>	124
Оценка характеристик процессов передачи информации в комбинированной спутниковой сети <i>Д.Ю. Пономарев, А.А. Лацинник</i>	127
Программно-аппаратный комплекс для проектирования ближнепольных магнитных систем связи <i>С.Д.Креков, Н.М. Боев</i>	131

СЕКЦИЯ «РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ И РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Перспективы развития радиолокационных систем зондирования атмосфер с применением автодинных приемопередатчиков
Е.В. Богатырев, Р.Г. Галеев, В.Э. Иванов, К.А. Игнатков, В.Я. Носков.....134

Исследование влияния погодных условий на работу радиолокационных систем
К.С. Алилекова.....137

Методы распознавания воздушных объектов радиолокационными станциями
К.С. Алилекова.....140

Монолитный фильтр на полосковых резонаторах с расщепленным проводником
А.О. Афонин, А.В. Угрюмов, И.В. Подшивалов, Д.К. Огородников.....143

Влияние политональной помехи на эффективность беспорогового поиска шумоподобного сигнала
Е. В. Кузьмин, Ф. Г. Зограф.....146

Применение принципов радиофотоники в системах ближней радиолокации
Е.В. Богатырев, Р.Г. Галеев, К.А. Игнатков, А.С. Лучинин, В.Я. Носков.....150

Оценка качества выработки курсовой информации спутниковой системы ориентации и навигации
*Д.Х. Мухаметзянов, А.П. Колеватов, А.А. Широков, А.А. Порсев, Д.А. Корчагин
.....153*

Фильтрационный алгоритм оценки координат автомобиля в городе по сигналам ГНСС и сверхширокополосным сигналам локальной навигационной системы
В.Б. Пудловский, А.П. Малышев, А.А. Чугунов, С.А. Серов, С.В. Черных.....157

Алгоритмы обработки в РЛС УВД на основе современных модулей цифровой обработки сигналов
В.В. Родионов, А.Ю. Светлов159

Испытания радиоэлектронной аппаратуры на воздействия климатических факторов
М.Р. Павлов, В.О. Старцев, Е.О. Валевин.....161

Миниатюрный монолитный фильтр с широкой полосой заграждения
А.О. Афонин, А.В. Угрюмов, И.В. Подшивалов, Д.К. Огородников.....165

Сравнение двух методов обнаружения разрывов в фазовых измерениях одночастотных навигационных приемников <i>А.С. Пустошилов, С.П. Царев</i>	168
Результаты исследования возможности идентификации типа воздушного объекта по флуктуации амплитуд сигналов <i>Д.А. Чаринцев</i>	171
Узкополосная радиолокация с дистанционным методом коммутации диаграммы направленности антенны и её плоскости поляризации <i>Г.Я. Шайдуров, А.В. Козгин</i>	175
Цифровой двойник спутниковой инерциальной навигационной системы <i>А.Ю. Шершунович, А.А. Сиротинин, П.В. Луферчик, Е.В. Смирнов</i>	179
Особенности реализации цифровых адаптивных антенных решеток на современной элементной базе <i>П. В. Штро, П. В. Луферчик, Н. А. Воробьев</i>	183
Разработка акустической навигационной системы <i>А.Ю.Есин, А.Б.Самара, С.П.Царев</i>	187
Проблемы повышения пропускной способности информационного канала радионавигационных систем длинноволнового диапазона <i>Н.С. Хохлов</i>	190
Моноконическая антенна радионавигационной системы диапазона средних волн <i>В.С. Панько, А.Г. Андреев, А.А. Ерохин, А.В. Станковский, А. А. Сенченко, К.В. Князева, С.Б. Нелипа, А.В. Косолапов</i>	193
Алгоритм обработки одиночного радиолокационного сигнала <i>Л.В. Литюк</i>	197
СЕКЦИЯ «НОВЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ОБРАБОТКИ, ПЕРЕДАЧИ И ХРАНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ, СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ»	
Библиотека с открытым исходным кодом для решения задач рассеяния на многослойных сферических телах <i>Д.В. Денисов, В.Я. Носков, И.О. Скуматенко</i>	200
Результаты оценки воздействия скользящих помех <i>С.С. Дворников, А.Ф. Крячко, С.В. Дворников</i>	203
Результаты оценки шумовой температуры в терагерцовом диапазоне <i>С.С. Дворников, А.Ф. Крячко, С.В. Дворников</i>	207

Способы постановки задач в HFSS для анализа влияния электромагнитного излучения на человека <i>Д.В. Денисов, В.Я. Носков, И.О. Скуматенко</i>	212
Особенности магнитного состояния упорядоченного массива ферромагнитных лент <i>В. А. Орлов, Р. Ю. Руденко, А. В. Лукьяненко, В. Ю. Яковчук, В. А. Комаров, В. С. Прокопенко, И. Н. Орлова</i>	215
Оптимизация комплексного делителя на основе алгоритма CORDIC <i>А.В. Соколовский</i>	218
Применение микроконтроллера STM32 для генерации сигналов <i>К.Н. Хабаров, А.С. Пустошилов</i>	222
Исследование микрополосковых полосно-пропускающих фильтров <i>С.А. Ходенков</i>	225
Сравнение характеристик микрополосковой антенной решетки и антенны на основе тензорной метаповерхности на частотах Ku-диапазона <i>Д.А. Шабанов, К.В. Лемберг, Н.О. Сивов</i>	228
Применение теории случайных функций при оценке постоянных величин задержек передачи данных в сетях воздушно-космических сил <i>В.К. Шнырев</i>	232
Смеситель СВЧ сигналов на основе волоконного электрооптического модулятора интенсивности <i>В.М. Владимиров, М.Ю. Реушев, К.А. Древин</i>	235
Система мониторинга Zabbix для анализа и прогнозирования событий <i>Е.С. Гузнова</i>	238
Изоляторы коаксиальных СВЧ устройств с внутренними полостями сложной формы <i>А.В. Корнев</i>	241
Модель и методика расчета собственного шума буксируемой кабельной радиоантенны КНЧ диапазона <i>И.А. Жариков, А.Е. Орлов, В.А. Пахотин</i>	243
Экспериментальное исследование профиля электропроводности эпитаксиальных структур арсенида галлия в сильных электрических полях <i>Н. М. Егоров, А. А. Левецкий, Л. А. Лишнев</i>	246

Обращенный анализ электрических и электронных явлений в логическом элементе гига- и терагерцового диапазонов	
<i>П.Ю. Волощенко, Ю.П. Волощенко</i>	251
Модернизация системы управления автоматизированными складскими комплексами	
<i>Е. А. Ефимов</i>	254
О синтезе структуры многозвенного резонансного фильтра на поверхностных акустических волнах	
<i>П. С. Маринушкин, Ф. Г. Зограф, А. А. Левицкий</i>	257
Разработка оптоэлектронных преобразователей для микродисплеев и фотоприемных матриц	
<i>В.С. Засемков</i>	260
Решение задач планирования на основе ERP – системы	
<i>И.Н.Мельник</i>	263
Применение вычислительной гидродинамики для проектирования чистых помещений производства микроэлектроники	
<i>С.М. Капустин, А.Н. Масюгин, Д.А. Захаров</i>	267
Список авторов	271

Акционерное общество
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»

СИСТЕМЫ СВЯЗИ И РАДИОНАВИГАЦИИ

Сборник тезисов

Под редакцией Б.А. Беляева

ISBN 978-5-9905691-5-7



Подписано в печать 16.10.2023. Заказ № 584.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 10,7

Тираж 180 экз.

Отпечатано в типографии И.П. Дворядкина И.Д.

660036, г. Красноярск,

ул. Академгородок, 50 стр. 28, тел. 2-90-72-32