

ОТКРЫТАЯ РЕСПУБЛИКАНСКАЯ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ
ИНТЕРНЕТ-КОНФЕРЕНЦИЯ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024

5G

МИНСК
21–22 ноября



Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники



Информационные
Радио
Технологии

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024

МАТЕРИАЛЫ ОТКРЫТОЙ
РЕСПУБЛИКАНСКОЙ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ
ИНТЕРНЕТ-КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 21–22 ноября 2024 года)

УДК 004+621.396(476)
ББК 32.973+32.84(4Бей)
И74

Редакционная коллегия:

В. А. Богуш, ректор учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», д-р физ.-мат. наук, профессор;

Н. И. Листопад, зав. кафедрой информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор;

В. Р. Стемпицкий, проректор по научной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

В. А. Рыбак, проректор по учебной работе БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

С., декан факультета радиоэлектроники БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

С. М. Костромицкий, директор УП «Радиотехника» НАН Беларуси, член-корреспондент НАН Беларуси, д-р техн. наук, профессор (по согласованию);

С. В. Козлов, профессор кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор;

С. В. Сацук, заведующий кафедрой электроники БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

А. В. Гусинский, заведующий С, д-р . . . техн. наук, доцент;

Н. А. Титович, доцент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

А. В. Гринкевич, доцент кафедры информационных радиотехнологий БГУИР, канд. техн. наук, доцент;

В. В. Панькова, заместитель декана ИЭФ по учебно-методической работе, старший преподаватель кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

А. Ю. Кашкин, инженер-электроник кафедры информационных радиотехнологий БГУИР

Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024 :

И74 материалы открытой республиканской науч.-практ. интернет-конф. (Респ. Беларусь, Минск, 21–22 нояб. 2024 г.) / редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2024. – 328 с.

ISBN 978-985-543-796-4.

Сборник содержит материалы, в которых освещены теоретические и практические вопросы области информационных радиосистем и радиотехнологий. В докладах конференции отражены исследования ученых и специалистов разных направлений радиотехники, радиотехнологий, радиотехнических систем извлечения информации, цифровой обработки сигналов и машинного обучения.

УДК 004+621.396(476)
ББК 32.973+32.84(4Бей)

ISBN 978-985-543-796-4

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.	7
-------------------	---

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ, ТЕХНИКА СВЧ

Гусинский А. В., Певнева Н. А., Бондаренко В. П., Касперович М. М., Захаров И. А., Редько С. В., Боровская М. А., Копшай А. А. Перспективы развития СВЧ техники, технологии и микроэлектроники.	8
Е Куанг Мьят Анализ эффективной площади рассеяния малоразмерного беспилотного летательного аппарата SKYWALKER-X8.....	23
Вей Пхьо У., Кирильчук В. Б. Антенный модуль RFID считывателя УВЧ диапазона с разделением трактов приема и передачи сигналов в круговом поляризованном базисе	28
Мин Ту Аунг Контроль уровня передачи мощности в трактах радиотехнических систем с использованием модуля NANO VNA	37
Со Тиха, То Лвин Хтун Критерий защиты от помех земных станций диапазона С при непреднамеренном помеховом воздействии от базовых станций сети связи IMT-2020 (5G). ...	39
Матюшков А. Л., Каленкович Е. Н., Титович Н. А., Жук А. А. Малогабаритная антенна для обнаружения и пеленгации источников радиоизлучений.	42
Понедько Д. Н., Киевский А. М., Козлов С. В. Методика расчета устройства динамического согласования приемо-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией.	45
Кизименко В. В., Наумович Н. М. Мобильное приложение для моделирования характеристик микрополосковых антенных решеток методом интегральных уравнений.	49
Пъае Пъио Вай Моделирование и оптимизация параметров широкополосных печатных антенн в МАТЛАБ.....	52
Храменков А. С., Чигряй В. Г. Обзор отличительных радиолокационных признаков малоразмерных беспилотных летательных аппаратов и птиц.	58
Тейн Зо У Оптимизация энергетических характеристик радиотехнических трактов за счёт широкополосного согласования сопротивлений.....	63
Е Сван Патч-антенна для антенной решетки X – диапазона	65
Бобра В. Г. Перспективы применения MANET-сетей в тактическом звене управления	67
Лин Наинг, Титович Н. А. Повышение стабильности опорного генератора гибридного PLL/DDS синтезатора сетки частот	69
Тун Тун Лин Повышение энергетических характеристик радиолокационных станций за счет антенного переключателя.	72
Малевич И. Ю., Заяц П. В. Преселектор МВ с повышенной линейностью и уровневой защитой РПТ.	75
Чжо Зин Тант Применение радиоприемного устройства HASK RF для радиомониторинга каналов управления беспилотными летательными аппаратами коммерческого типа.	79
Алексейченко И. Н., Федоренко В. А. Режекторный фильтр второго порядка.....	81
Зин М. Х., Кирильчук В. Б. Сенсорный RFID транспондер УВЧ диапазона на основе кольцевого разомкнутого резонатора.	83
Киевский А. М., Понедько Д. Н., Козлов С. В. Способ динамического согласования приемо-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией	90

Вей Ян Тан Тхайк Упрощение процедуры синтеза широкополосных согласующих цепей... 94	94
Чжо Тиха Условия физической реализации математической модели радиотехнического устройства 98	98
Побудей Ю. Р., Мартыненко И. Д., Кирильчук В. Б. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с пространственным разнесением зон измерения и приема-передачи данных.. 101	101
Побудей Ю. Р., Мартыненко И. Д., Кирильчук В. Б. Электромагнитный сенсорный RFID транспондер с дифференциальной схемой измерением физических параметров среды 104	104
Моховикова Е. А. Электромагнитная совместимость в радиотехнике 107	107
Toujanov M. A., Saipov M. R. Enhanced methods for measuring electromagnetic wave propagation characteristics in urban environments. 109	109

СЕКЦИЯ 2

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Мьинт Маунг Маунг У, Аунг Бо Бо Тун Адаптивное подавление коррелированных во времени помех 113	113
Каплярчук Е. А., Шапкин А. С. Алгоритм попутного оценивания орбитальных параметров наноспутника при измерении полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов гнсс GPS. 117	117
Панькова В. В. Алгоритм случайного сетевого кодирования на основе ранговых кодовых структур 123	123
Михно К. В., Федоренко В. А. Анализ алгоритмов обнаружения объектов в видеопотоке . 125	125
Нэй Лин Минт Анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на системы сопровождения по дальности и скорости радиолокаторов точного измерения координат 127	127
Хейн Со Хтэт Анализ математической модели отраженного сигнала в активных многопозиционных РЛС. 137	137
Зин Аунг Математическая модель моноимпульсной радиолокационной станции с цифровым диаграммобразованием в MATLAB 140	140
Аунг Бо Бо Тун, Мьинт Маунг Маунг У Методика расчета корреляционных характеристики флуктуаций отраженного сигнала для различных типов целей в различных погодных условиях для формирования входных воздействий тракта между периодной обработки. 145	145
Малевич И. Ю., Лопатченко А. С., Шукевич Т. В. Мобильный радиолокационный обнаружитель приповерхностных и малоуглубленных объектов 149	149
Каплярчук Е. А., Козлов С. В., Шапкин А. С. Моделирование и анализ эффективности попутного оценивания орбитальных параметров наноспутника при измерении полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов ГНСС GPS. 153	153
Ньян Лин Тун Моделирование сигналов в навигационных системах GPS 160	160
Чан Ньейн Чжо Моделирование навигационных сигналов в системе ГЛОНАСС. 163	163
Киевский А. М., Понедько Д. Н., Нгуен Хоанг Хиеп, Козлов С. В. Облик бортового радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате для гуманитарного разминирования 167	167
Пряничников В. В., Козлов С. В. Оценивание координат мобильных объектов на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS. 172	172

Литюк Л. В., Галабаев Х. Т., Горбунов В. В., Есаева О. Г., Щербаков А. Д. Помехозащищенный алгоритм управления БПЛА.	179
Каплярчук Е. А., Козлов С. В., Крот А. М., Савиных И. Э., Шапкин А. С. Состав, структура и задачи системы низкоорбитального контроля ионосферы над территорией Республики Беларусь и прилегающими регионами.	181
Каплярчук Е. А. Характеристики аппаратного и программного обеспечения перспективной системы низкоорбитального контроля ионосферы над территорией Республики Беларусь и прилегающими регионами.	184

СЕКЦИЯ 3

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И МАШИННОЕ ОБУЧЕНИЕ

Калбаева Н. О., Гималетдинова Г. М., Шаяхметов Д. В., Исаев Р. Р. Адаптация камер общего видеонаблюдения для решения задач идентификации автомобильных номеров	188
Курочкин А. Е., Вунна Чжо Виртуальный лабораторный модуль для исследования усилителей радиосигналов в программной среде LABVIEW.....	191
Бондаренко П. И., Парафиянович Т. А. Использование искусственного интеллекта в целях повышения эффективности изучения IT-дисциплин.....	196
Бородин К. Н., Шедова А. Р., Галицкий М. В. Исследование моделей машинного обучения для детектирования сетевых атак	198
Славинская О. В., Радкевич К. А., Рябинин Н. С. К вопросу о прогнозировании направлений развития искусственного интеллекта в области методического обеспечения образовательного процесса.	203
Ибрагимов А., Исаев Р. Классификация палаток на уличных базарах с использованием CNN	206
Зайцев Д.А. Математические модели выходного сигнала фосвич-детектора при совместной регистрации альфа- и бета-частиц.	210
Гринкевич А. В., Е Йинг Ко Ко Методика оценки технического уровня радиолокационного приемопередатчика.....	212
Лавринчик Н. Н., Ян Мьо Аунг Методический подход к обоснованию требований к элементам радиотехнических систем	214
Саи Тун Тун Модель и результаты исследования эффективности слепой обработки сигналов в адаптивных антенных системах средств цифровой радиосвязи	216
Акпаева М. А., Гималетдинова Г. М. Обучение нейросети для идентификации дорожных знаков в контексте автономных транспортных средств.....	221
Клевцов С. И. Оценка возможности использования результатов испытаний для формирования характеристики преобразования датчика давления.....	224
Иванова А. А., Е Йинг Ко Ко Оценка параметров качества радиотехнических систем при малом количестве экспертов.....	228
Курочкин А. Е., Вуанна Чжо, Тун Кхант, Ней Лин У О поиске рациональных приёмов и путей реализации математического моделирования электрических цепей в LABVIEW	230
Ивашин В. Ю., Дворникова Т.Н. Преобразование M-последовательности в функцию Уолша	236
Тэт Найнг Вин Применение алгоритмов обнаружения и измерения угловых координат воздушных целей в оптико-электронных системах	240
Тун Тун Аунг Применение алгоритмов цифровой обработки изображений в оптико-электронных системах.....	243

Чжо Нанда Применение цифровых радиоприемных устройств для обнаружения каналов управления беспилотными летательными аппаратами	248
Курочкин А. Е., Ней Лин У Разработка компьютерной модели цифрового канала связи с BFSK в программной среде LABVIEW	251
Курочкин А. Е., Тун Кхант Разработка компьютерной модели цифрового канала связи с ASK в программной среде LABVIEW.....	257
Чжо Ту, Корсунова А. А., Свинарский М. В. Распознавание воздушных объектов по высотно-скоростным характеристикам с использованием дерева принятия решений	262
Винт Ту Аунг, Дмитриенко А. А. Сущность адаптивного подавления активных шумовых помех	267
Зейя Вин, Гринкевич А. В. Устройство компенсации мешающих отражений.....	271
Седышев С. Ю., Шин Танг Аунг Характеристики обнаружения устройства ПУЛТ в условиях ограниченной выборки для оценки уровня радиолокационного фона.....	273
Худайбердиев Мердан Арсаланович Цифровая обработка сигналов в радиотехнике и системах связи.....	278
Mitsiukhin A. Description of the shape of the image object	281
Zh. Saipidinov, R. Isaev, G. Gimaletdinova Forecasting energy consumption using machine learning: a case study of kyrgyzstan using socioeconomic data.....	285

СЕКЦИЯ 4

РАДИОТЕХНОЛОГИИ И ИХ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Матюшков А. Л., Каленкович Е. Н., Титович Н. А., Жук А.А. Антенный коммутатор для обнаружителя источников радиоизлучений.....	289
Дыдо А. А., Крушев В. Т. Исследование методов определения уровня топлива в емкостных датчиках	291
Боровиков С. М., Казючиц В. О., Русак И. В. Исследование эффективности моделей прогнозирования класса надёжности изделий электронной техники.....	295
Гринкевич А. В., Ян Мьо Аунг. Методика оценки технического уровня радиотехнических систем	299
Горчаков В. Н., Козлов С. В. Методический подход к выбору сигнально-кодовых конструкций для децентрализованных радиосетей пакетного обмена данных.....	301
Жариков И. А., Пахотин В. А. Методика совершенствования конструкции буксируемой кабельной электродной радиоантенны крайне низких частот	305
Сидляревич А.С., Дворникова Т.Н. Микропроцессорная система на базе ESP32	307
Лавшук О. А., Листопад Н. И. Моделирование сенсорной сети с учетом QoS параметров.....	309
Ксенофонтов Ю. Г., Цой С. К. Применение РНЕМТ-транзисторов в схеме балансного гетеродина приемопередатчика миллиметрового диапазона на частоте 28 ГГц	314
Федоринчик М. П. Синтез программно-управляемого полосового фильтра	318
Бергманн Д. Р. Текущие тренды в радиотехнологиях и их элементной базе	320
Чепиков И. А., Титович Н. А. Усилители с большим пик фактором: тенденции и направления развития	322
Ахадиев Т.А. Элементная база современных радиотехнологий: от транзисторов до интегральных схем.....	327

ПРЕДИСЛОВИЕ

Проведение третьей открытой научно-практической конференции «Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2024» является продолжением сотрудничества ученых и специалистов в сфере радиосистем и радиотехнологий, активно начатое четыре года назад. Особенностью нынешнего этапа такого сотрудничества является решение широкого круга задач по глубокому проникновению радиосистем и радиотехнологий в различные сферы деятельности. При этом все чаще возникают ситуации, когда решение отдельных задач стало возможным на основе системного подхода на стыке широкого использования прикладного специализированного программного обеспечения и чисто «радийных» методов и алгоритмов.

Новое развитие получила тема беспроводных сетей и систем, вопросы эффективного управления радиочастотным спектром. Тенденции развития как проводных, так и беспроводных систем передачи информации направлены на широкое использование диапазона частот в сотни Гигагерц и выше. Речь идет о новых подходах создания на базе технологий микро- и нано-электроники аппаратно-программных комплексов формирования, передачи и обработки сигналов в данных диапазонах.

Актуальными представляются исследования новых возможностей разработки радиосистем в связи с внедрением систем сотовой связи пятого и уже шестого поколения. Несколько под другим углом зрения специалисты рассматривают сети Интернета вещей, промышленного Интернета вещей. Здесь являются актуальными вопросы обеспечения требуемого качества обслуживания, оптимальной маршрутизации, повышения эффективности обработки информации, получаемой от много численных датчиков, составляющих основу Интернета вещей.

На первый план выходят вопросы защиты информации, информационной безопасности и кибербезопасности в целом. Этим проблемам уделяется самое пристальное внимание практически всеми специалистами, занимающимися разработкой и эксплуатацией самых различных радиосистем.

Эти и другие вопросы нашли свое отражение на представленных на конференцию материалах и тезисах докладов. На пленарном заседании был представлен очень содержательный аналитический доклад на тему «*Перспективы развития СВЧ техники, технологии и микроэлектроники*», где на основании мирового опыта и опыта работы авторов по разработке и внедрению СВЧ систем были очерчены основные направления и тенденции развития техники и технологии сверхвысоких частот, а также перспективы и возможности участия в этих процессах ученых и специалистов БГУИР, перспективы данного направления в Республике Беларусь.

Как и на предыдущих конференциях, тематика выступлений была сосредоточена на четырех секциях: «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ», «Радиотехнические системы извлечения информации», «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение», «Радиотехнологии и их элементная база».

В работе конференции приняли участие ученые и специалисты из зарубежных стран: Российской Федерации, Туркменистана, Казахстана, Мьянмы. Доклады были представлены как непосредственно участниками конференции, присутствующими в зале заседаний, так и в режиме on-line.

Ниже опубликованы тезисы докладов участников конференции с разбивкой по секциям. Многие из результатов являются небесспорными, однако тезисы представлены в авторской редакции, оргкомитет ограничился лишь редакторскими правками и по этой причине не несет ответственности за содержание материалов.

Н.И.Листонад, заместитель председателя организационного комитета, заведующий кафедрой информационных радиотехнологий БГУИР, д-р техн. наук, профессор

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СВЧ ТЕХНИКИ, ТЕХНОЛОГИИ И МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

А. В. ГУСИНСКИЙ, Н. А. ПЕВНЕВА, В. П. БОНДАРЕНКО, М. М. КАСПЕРОВИЧ, И. А. ЗАХАРОВ,
С. В. РЕДЬКО, М. А. БОРОВСКАЯ, А. А. КОПШАЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Аннотация. Рассмотрены наиболее актуальные и перспективные сферы для применения технологии ММДДВ. Представлены параметры мощных СВЧ транзисторов. Приведены этапы проектирования, конструирования, моделирования, изготовления универсальных, автоматизированных приборов ММДДВ.

Abstract. The most relevant and promising areas for the application of millimeter-wave technology are considered. The parameters of powerful microwave transistors are presented. The stages of design, construction, modeling, and manufacturing of universal, automated millimeter-wave devices are given.

Введение

Системы связи миллиметрового диапазона длин волн (ММДДВ) обладают особыми характеристиками, которые отличают их от систем в диапазонах более низких частот:

- большая доступная полоса пропускания: спектр ММДДВ предлагает огромные объемы доступной полосы пропускания, что позволяет передавать большие объемы данных. Это обилие полосы пропускания необходимо для удовлетворения постоянно растущих требований к высокоскоростной связи.

- короткая длина волны: сигналы ММДДВ имеют короткие длины волн, обычно от 1 до 10 миллиметров. Более короткая длина волны позволяет реализовать компактные и высоконаправленные антенные решетки, облегчая эффективные методы формирования луча.

- высокая направленность: системы ММДДВ работают, концентрируя сигналы в узкие лучи, которые можно направлять в любом направлении благодаря специальным алгоритмам формирования луча. Эта характеристика позволяет эффективно использовать имеющиеся ресурсы, уменьшая помехи и улучшая общую производительность системы.

Система связи ММДДВ предлагает несколько преимуществ, которые делают ее привлекательным выбором для различных приложений:

- высокая скорость передачи данных: большая доступная полоса пропускания в частотах ММДДВ позволяет передавать данные на значительно более высоких скоростях по сравнению с более низкими частотными диапазонами. Это делает связь ММДДВ подходящей для приложений с высокими требованиями к передаче данных, таких как потоковое видео высокой четкости и виртуальная реальность.

- низкий уровень помех: фокусируя энергию сигнала в определенных направлениях, системы ММДДВ помогают минимизировать помехи от других источников, улучшая качество сигнала и увеличивая общую пропускную способность сети.

- малый форм-фактор: благодаря короткой длине волны сигналов ММДДВ антенны и другие компоненты могут быть спроектированы компактными и могут вписываться в меньшие форм-факторы, что делает их пригодными для интеграции в устройства с ограничениями по размеру, такие как смартфоны и устройства Интернета вещей (IoT).

Хотя система связи ММДДВ предлагает значительные преимущества, она также имеет характерные проблемы:

- ограниченное покрытие и проникновение сигнала: сигналы ММДДВ более восприимчивы к помехам и атмосферным условиям, что приводит к уменьшению покрытия по сравнению с диапазонами более низких частот. Они имеют ограниченную способность проникать через препятствия, такие как здания или листва, что может повлиять на их применимость в определенных сценариях.

- более высокие потери на пути: сигналы ММДДВ испытывают более высокие потери на пути по сравнению с более низкочастотными сигналами. Это означает, что они затухают быстрее на расстоянии, требуя использования передовых антенных решеток, формирования луча и методов обработки сигнала для компенсации более высоких потерь.

- чувствительность к отражениям и дифракции: сигналы ММДДВ также очень чувствительны к отражениям и дифракции, что может привести к многолучевому затуханию и ухудшению сигнала. Для смягчения этих эффектов и поддержания надежных каналов связи необходимы сложные алгоритмы обработки сигналов и методы формирования луча.

1 Перспективные сферы для применения СВЧ технологий

Наиболее актуальными и перспективными сферами для применения технологии ММДВ являются следующие [1]:

1. Транспортные сети (рисунок 1, а). Здесь выделяют три аспекта: внутренняя связь для различных высоконагруженных систем (экономия веса и увеличение скорости передачи за счёт отсутствия кабелей), связь между транспортными средствами (датчики одного делятся информацией с несколькими транспортными средствами для координации действий в случае сложных или не предвиденных ситуаций) и связь транспортного средства с инфраструктурой (улучшенная навигация беспилотных систем и передача информации для аналитики в центры контроля за дорожным движением).

2. 5G/В5G/6G сотовые сети (рисунок 1, б). Для конечных пользователей главными изменениями будут существенно более высокая скорость обмена данными при очень малых задержках сигнала. С точки зрения связи между базовыми станциями ММДВ может дать больше свободы и экономического эффекта по сравнению с традиционными оптоволоконными каналами при конкурентоспособной скорости и задержках сигнала.

3. Поддержка связи при помощи БПЛА (рисунок 1, в). Компактность ММДВ систем связи позволяет размещать их на БПЛА, которые в свою очередь могут быть использованы в качестве точки доступа к сети, ретранслятора сигнала между абонентами в зоне покрытия или резервного канала связи между сегментами базовых станций для временного расширения пропускной способности или восстановления связи после чрезвычайной ситуации.

4. Спутниковая связь (рисунок 1, г). Для самих спутников связи переход в ММДВ выражается в основном лишь в увеличении пропускной способности и уменьшении задержек при передаче данных, а вот со стороны абонентских устройств все интереснее, так как малые габариты приемопередающих устройств ММДВ позволяют размещать их непосредственно на транспортных средствах (автомобили, лодки, самолеты и т. п.) или даже в носимых устройствах, таких как привычные мобильные телефоны. Таким образом можно легко установить прямой канал связи в зоне видимости спутника без того, чтобы полагаться на дополнительные наземные ретрансляторы.

5. Связь в дата-центрах (рисунок 1, д). На текущий момент в дата-центрах доминируют кабельные оптоволоконные каналы связи и ММДВ вряд ли может предложить что-то, ради чего всем стоило бы перейти на эту технологию. Но при этом использование ММДВ для повышения гибкости путем временного подключения/отключения кластеров или резервирования канала связи на случай повреждения оптоволоконного кабеля всецело приветствуется.

6. Иммерсивные коммуникации (рисунок 1, е). Всевозможные устройства дополненной, расширенной и виртуальной реальности требуют высокоскоростной передачи огромных объемов данных с минимальными задержками между носимым устройством вывода информации (очки, шлем и т. п.) и устройством обработки данных (ПК, рабочая станция или сервер в облаке). Использование для этих целей кабелей неудобно, так как сильно ограничивает движения пользователя и создает дополнительную нагрузку.

7. Сенсорные системы (рисунок 1, ж). Малая длина волны позволяет реализовывать на базе ММДВ радарные системы, а также устройства радио-видения совершенно иного уровня четкости и скорости реакции, чем это было возможно на базе сантиметровых волн. Это позволяет реализовывать новые системы автономного управления транспортными средствами и контроля за производственными процессами. Радио-видение в миллиметровом диапазоне позволяет отслеживать скрытое ношение опасных предметов без создания дополнительных неудобств для людей, находящихся в зоне сканирования. В медицине ММДВ также имеет многогранное применение. Соответствующие радарные системы позволяют отслеживать присутствие человека в комнате, стоит ли он или лежит, наличие дыхания и частоту сердечных сокращений. Сканирование тела в ММДВ позволяет выявлять некоторые топологии, а при частотах выше 100 ГГц еще и выявлять специфические патогены.

Основу интегральной электроники СВЧ диапазона составляет преимущественно технология сложных полупроводников GaAs, GaN, SiC, InP. GaN предлагает сравнимые характеристики с InP и GaAs с точки зрения усиления и коэффициента шума, располагая при этом более высоким напряжением пробоя. Тем не менее, технологические процессы на основе GaAs по-прежнему остаются основным выбором в приложениях миллиметрового диапазона, когда требуется значительное количество мощности. В основном из-за дороговизны изготовления GaN на подложке SiC. Со своей стороны в настоящее время (2024 год) технология производства на основе InP является единственной с помощью которой можно создать усилитель с выходной мощностью >20 дБм и рабочей частотой более 200 ГГц. Однако стоимость данной технологии еще выше, чем у GaN. Усилители мощности на основе Si явно испытывают трудности в достижении тех же показателей мощности и частоты, что и конкуренты, но они остаются непревзойденными с точки зрения стоимости (при массовом производстве) и интегрируемости.

Основные параметры мощных СВЧ транзисторов, изготовленных по различным технологиям приведены в таблице 1 [2].

На базе технологии гетерогенной интеграции (рисунок 2) возможно кардинально улучшить характеристики СВЧ измерительных систем и модулей и добиться дальнейшего повышения эффективности радиоэлектронных систем.



ж

Рис. 1. Перспективные сферы для применения технологии ММДВ
Секция 1 «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

Таблица 1. Параметры мощных СВЧ транзисторов

Технология	Длина затвора/Ширина эмиттера (нм)	f_T , ГГц	f_{MAX} , ГГц	Разбивка GD/CE, В	Плотность мощности, мВт/мм
GaAs pHEMT	250	45-70	90-100	18-20	700-1200
	150	70-85	120	12-16	560-1000
	100	130	185-200	5-9	250-850
GaAs mHEMT	125	150	250	8	30
	100-30	200-515	380-1000	4-2	-
InP HBT/DHBT	512-500	250-370	390-490	4-4.9	-
	256-250	375-520	650-850	4	500
	128	730	1300	3.3	-
InP HEMT	100	120	500	5.5	-
	80	300	700	-	-
SiGe HBT/BiCMOS	180	170-180	200-250	1.6	-
	136-120	200-270	260-450	1.6-3.5	-
GaN/Si HEMT	100	100	180	25-50	3300-4000
	60	150	190	25-30	3000
GaN/SiC HEMT (power)	200	40	100	-	3400
	150	35-80	120	70	3500-4000
	100	140	-	-	2000
GaN/SiC HEMT (high freq.)	150 (T2)	90	220	50	-
	40 (T3)	200	400	40	300
	20 (T4)	330	550	17	-
Si CMOS/SOI	120	196	230	-	-
	90	243	208	2.5-3	-
	45	300-400	350-500	-	50

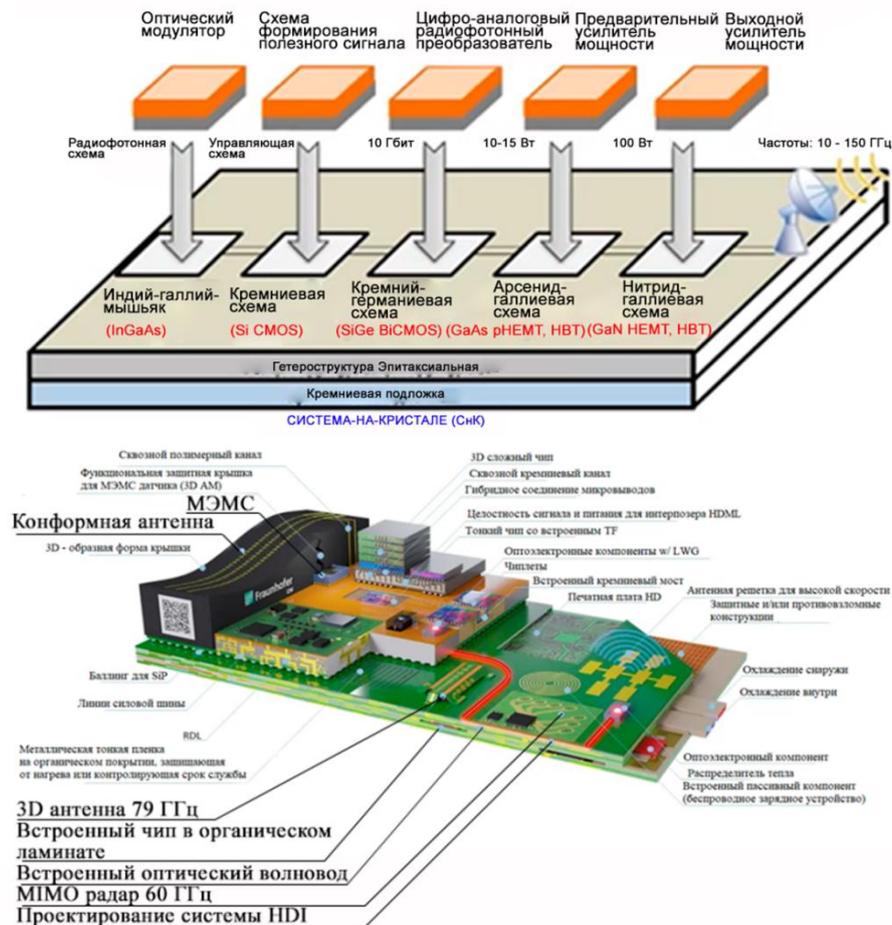


Рис. 2. Трехмерная гетерогенная интеграция

Секция 1 «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

2 Имеющаяся элементная и аппаратная база БГУИР

За последние годы достигнут значительный прогресс в создании универсальных, автоматизированных приборов ММДВ (рисунок 3) в диапазонах частот от 10МГц до 178ГГц, таких как: ваттметры, генераторы, панорамные измерители КСВН и ослабления, измерители комплексных параметров отражения и передачи, базовые устройства СВЧ и КВЧ диапазонов (головки детекторные, смесители на гармониках, балансные смесители, измерительные ячейки, направленные ответвители, поляризационные аттенуаторы, оборудование специального назначения).



Рис. 3. Приборы ММДВ, изготовленные в БГУИР

Современное развитие измерительной техники СВЧ диапазона в БГУИР направлено на:

- продвижение вверх по частотному диапазону и использование новых измерительных сред;
- повышение точности измерений и дальнейшее совершенствование методов и средств их метрологического обеспечения;
- расширение функциональных возможностей;
- создание новых автоматизированных технологических измерительных систем, предназначенных для измерений параметров СВЧ микроскобок, подложек, технологических вставок в миллиметровом диапазоне волн;
- разработку разнообразного программного продукта для специализированных измерительных задач.

3 Разработка и производство приборов на основе собственных СВЧ компонентов

В состав сложных устройств входят различные СВЧ узлы. Создания этих узлов включает в себя следующие этапы: научно-исследовательская работа; опытно-конструкторская работа; метрологические исследования.

Конструирование и технология производства (рисунок 4) являются частями сложного процесса разработки РЭА и не могут выполняться в отдельности, без учета взаимосвязей между собой и с другими этапами разработки, и определяют в конечном итоге общие потребительские свойства изделий.

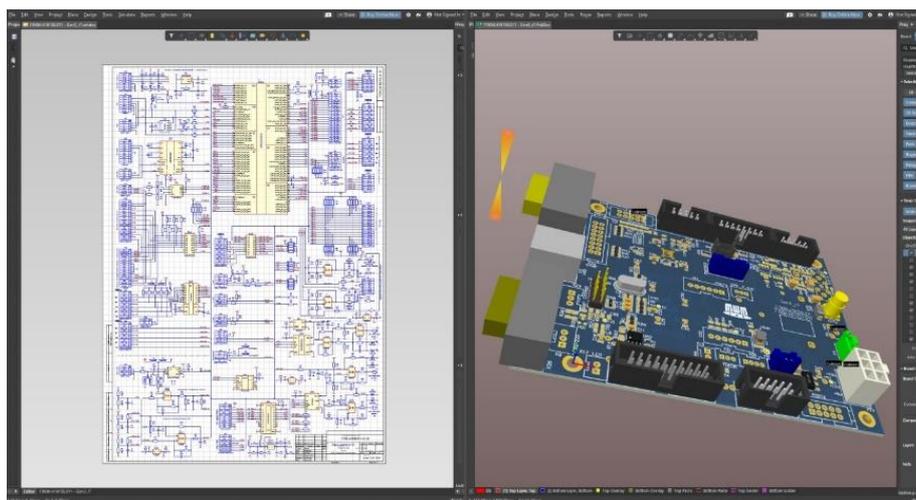
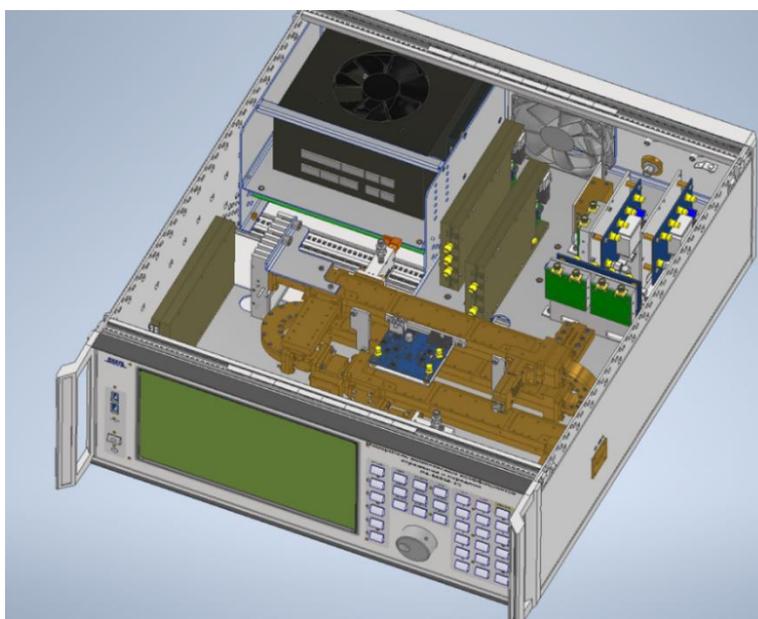


Рис. 4. 3D моделирование и проектирование СВЧ устройств

В БГУИР осуществляется разработка конструкторской, технологической и программной документации на: формы, размеры и состав изделия; входящие в него детали и узлы; используемые материалы и комплектующие изделия; взаимное расположение частей и связей между ними; технологию изготовления;

метрологию поверки и методику эксплуатации изделий. Прорабатываются основные вопросы технологии изготовления, наладки и испытания элементов, узлов, устройств и РЭА в целом.

На стадии эскизного проектирования осуществляют проработку выбранного варианта реализации РЭА (рисунок 5, а). Изготавливается действующий образец, проводятся испытания в объеме, достаточном для подтверждения заданных в ТЗ технических и эксплуатационных параметров, организуется разработка необходимой конструкторской документации. Прорабатываются основные вопросы технологии изготовления, наладки и испытания элементов, узлов, устройств и РЭА в целом. На начальных этапах в конструкторской группе разрабатывается чертеж СВЧ узла (рисунок 5, б), для этого определяются основные параметры изделия, влияющие как на стоимость разработки, так и на длительность изготовления детали, и, соответственно, измерительного прибора.

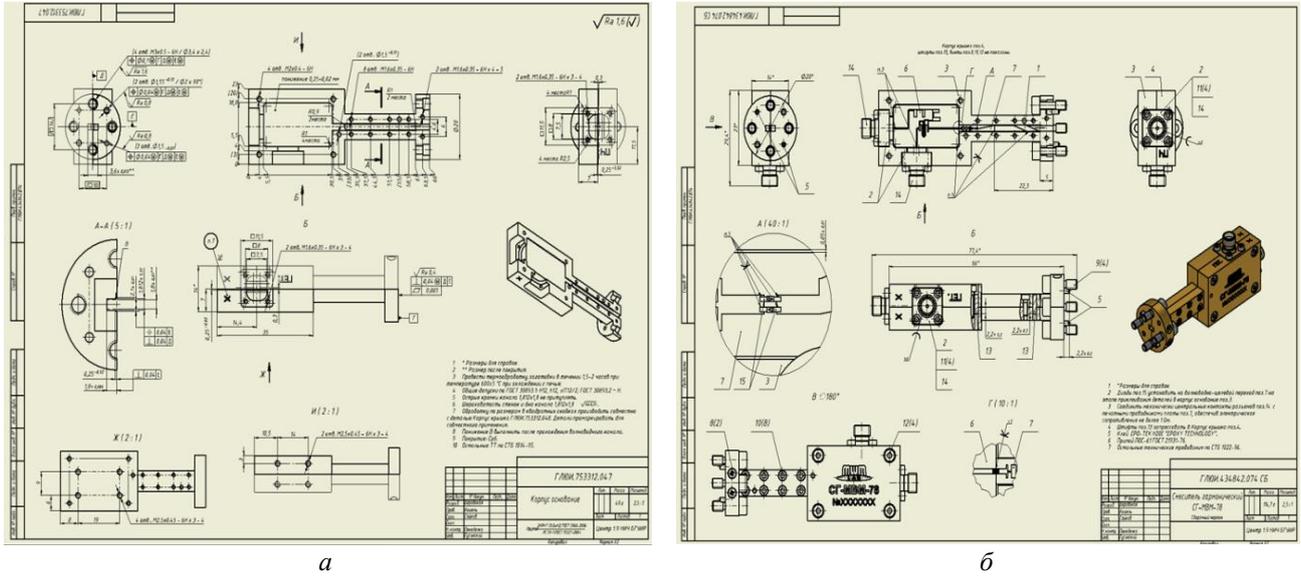


Рис. 5. Конструкторская документация на смеситель

Следующим этапом на основании чертежа и заданных параметров детали, создается ее 3D модель (рисунок 6), включая в себя внутренние и внешние соединительные приспособления. На основании готовой модели будет создаваться опытный образец (или опытная партия).

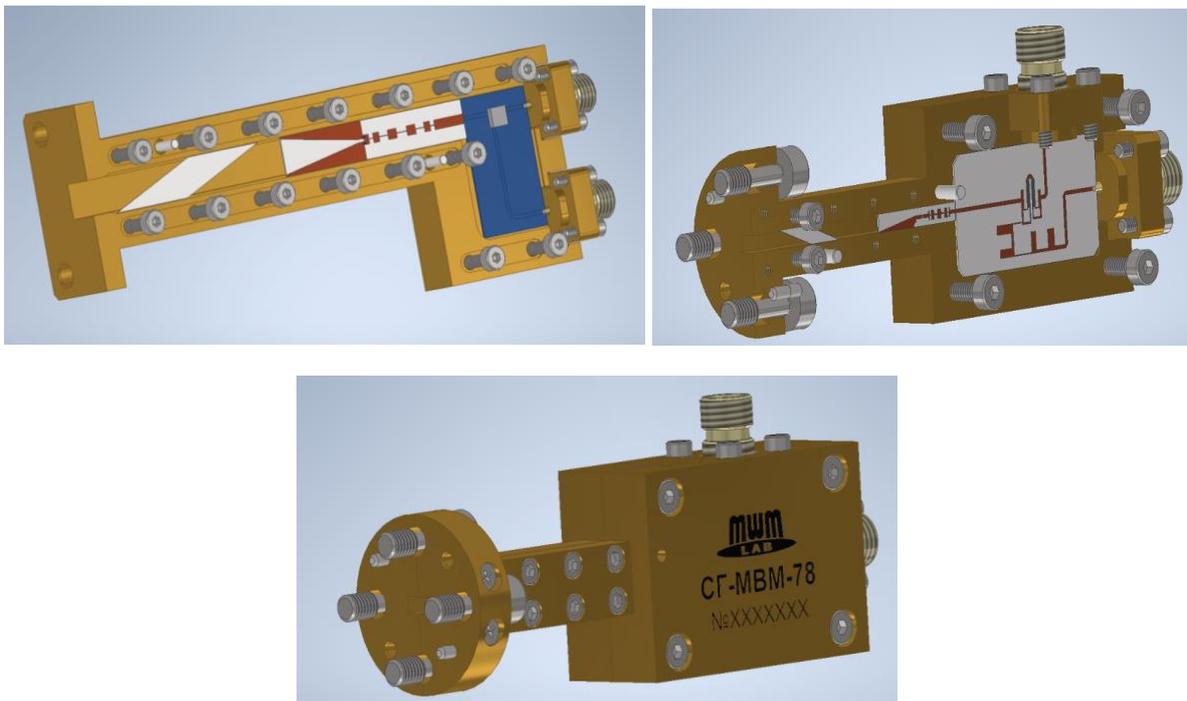


Рис. 6. Смесители на гармониках в диапазонах 8, 3 и 2мм длин волн

ОКР заканчивается выпуском полного комплекта технической документации на изделие (рисунок 7), изготовлением (рисунок 8) и испытанием его опытного образца (или опытной партии).



Рис. 7. Комплект технической документации на изделие



Рис. 8. Восьмиканальный супергетеродинный приемник 94 ГГц

Этапы моделирования смесителя миллиметрового диапазона (рисунок 6) методом конечных элементов включают:

1. Создание геометрии модели: определение формы и размеров смесителя с использованием программного обеспечения для моделирования (например, ANSYS, ADS, рисунок 9).
2. Задание свойств материалов: выбор материала для компонентов смесителя и определение его механических и электрических свойств.
3. Создание конечно-элементной сетки: разбиение геометрии модели на множество мелких элементов для более точного расчёта и учёта особенностей конструкции.
4. Решение задачи методом конечных элементов: использование программного обеспечения для решения системы уравнений, описывающих поведение смесителя под воздействием заданных условий.

5. Анализ результатов: изучение полученных данных и проверка соответствия расчётных значений требованиям ТЗ.

6. Оптимизация конструкции: внесение изменений в геометрию, материалы или параметры модели для улучшения характеристик смесителя и достижения требуемых показателей качества.

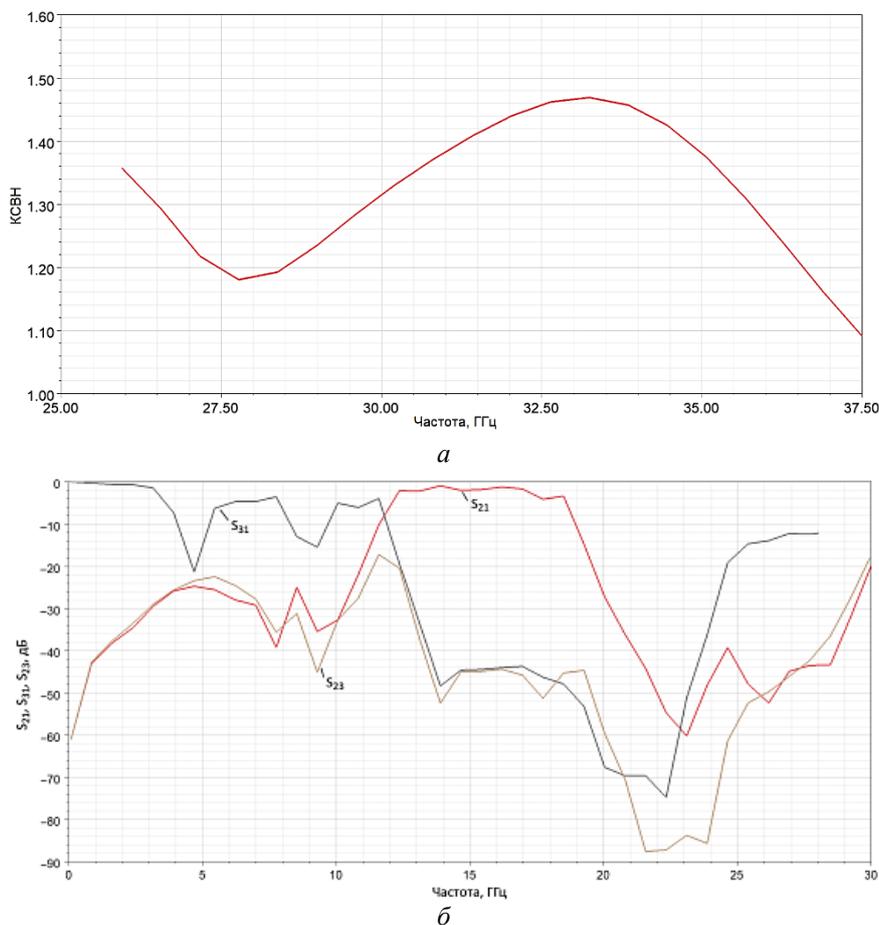


Рис.9. Моделирование перехода с волноводной линии передачи на щелевую линию передачи (а) и частотного диплексера (б)

Критерием положительного моделирования является минимальные уровни КСВН по радиочастотному входу RF смесителя, по выходу промежуточной частоты IF и по входу гетеродина LO.

После этапа моделирования топологии смесителя происходит перенесение топологического рисунка на печатную плату (ПП). Процесс изготовления ПП полностью выполняется в БГУИР. После изготовления ПП происходит контроль точности изготовления при помощи высокоточного измерительного микроскопа, позволяющего зафиксировать отклонения от номинального размера до микрон. Далее выполняется процесс измерения характеристик изготовленного смесителя.

Современный уровень развития механической обработки материалов, а также достижения в области СВЧ электроники позволяют создавать компактные многоканальные устройства СВЧ, объединяющие несколько функциональных узлов в едином, миниатюризованном корпусе. В процессе проектирования таких устройств важное место занимают процессы оптимизации элементов линии передачи сигналов, а также вопросы, связанные с производственными допусками на изготовление механических деталей, применяемых в таких устройствах.

Наиболее проблематичным элементом многоканальных волноводных устройств является делитель мощности СВЧ. Делитель должен обеспечивать равномерное разделение входной мощности между потребителями, минимальный коэффициент потерь, максимальную развязку между потребителями. Поскольку длина волны сигнала приближается к единицам миллиметров, при конструировании устройств данного диапазона следует учитывать особенности металлообработки: размеры инструмента, характер шероховатости получаемой поверхности, допуски изготовления.

Оптимизация конструкции делителя основывается на решении уравнений Максвелла методом конечных элементов в пакете Ansys HFSS для параметрической модели геометрии элементов Т-образного делителя мощности 1 к 2, с последующим объединением полученной оптимальной геометрии в многополюсник с 2^н количеством выходов. Пример структуры волноводного делителя, оптимизированной на частоту 92,5 ГГц представлен на рисунке 10.

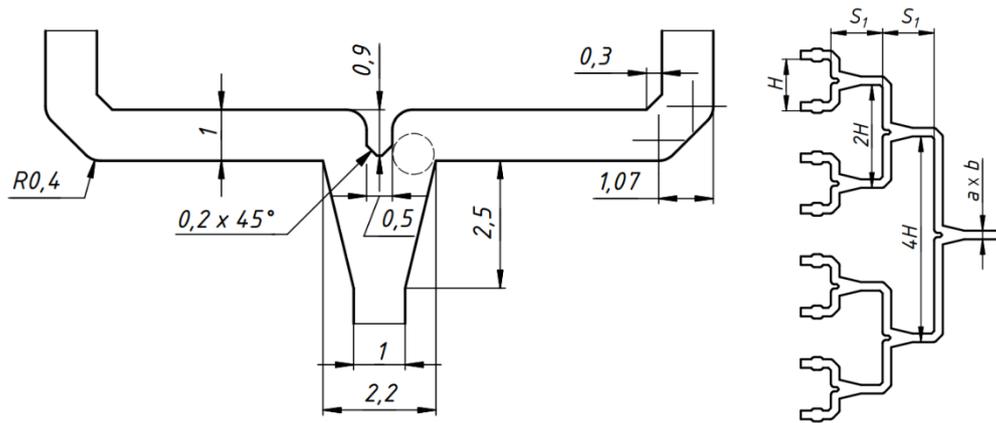


Рис. 10. Оптимальная структура узкополосного волноводного делителя мощности ($H = 6$ мм, $S_1 = 6$ мм)

В рамках работ по освоению миллиметровых диапазонов длин волн в Центре 1.9 НИЧ БГУИР был разработан восьмиканальный смесительный модуль, обеспечивающий прием, частотное преобразование и усиление сигналов в диапазоне частот $(94,0 \pm 0,5)$ ГГц. Конструкция модуля показана на рисунке 11.

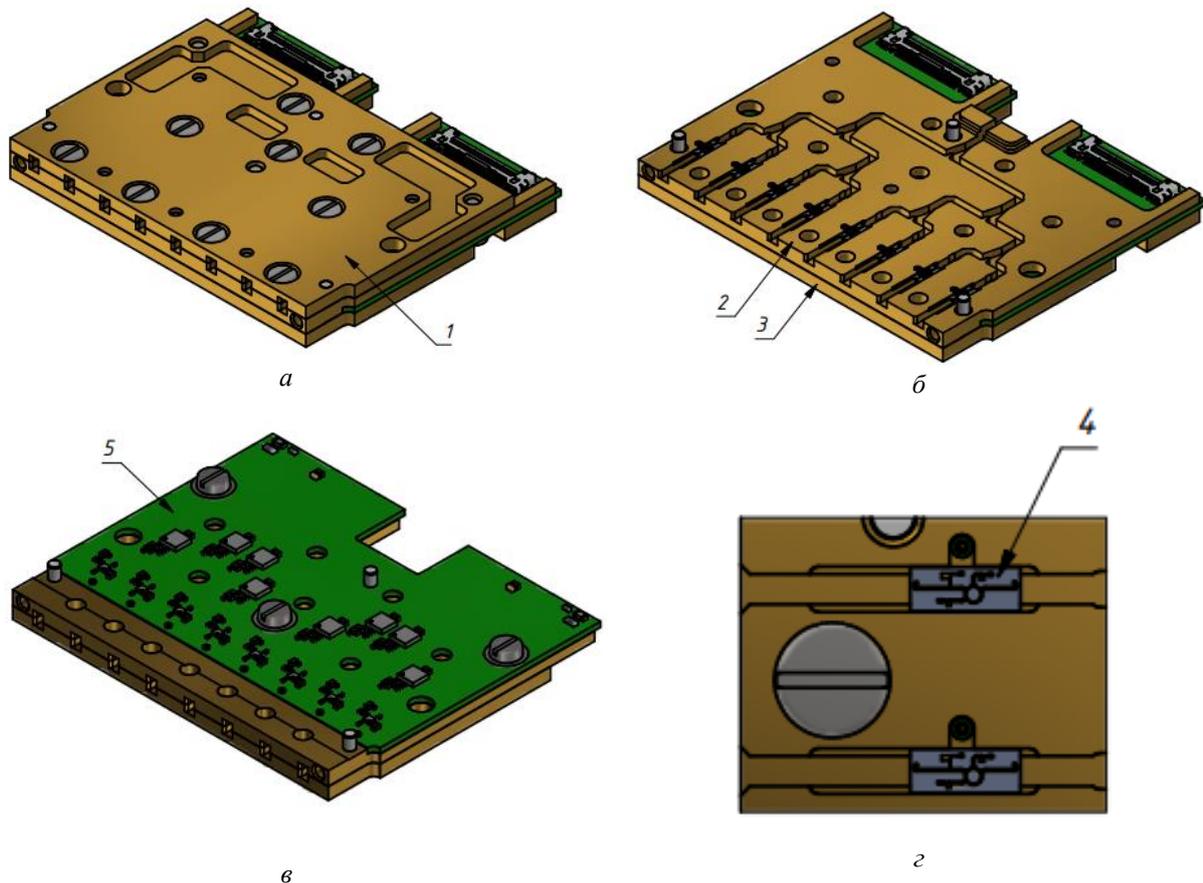


Рис. 11. Конструкция компактного многоканального смесительного модуля в диапазоне частот 94 ГГц

Волноводные каналы выполнены методом фрезеровки в деталях 1, 2 и обеспечивают подведение сигналов ВЧ и гетеродина к смесителям. Смесительный чип 4 устанавливается в паз в середине волновода, параллельно узкой стенке волновода. Сигнал промежуточной частотой 1575 МГц через штырь связи переносится на плату МШУ 5, где производится фильтрация и усиление сигнала. Деталь 3 выполняет функцию экранировки и развязки каналов усиления. Сигналы ПЧ выводятся через два микрокоаксиальных разъёма, через них же обеспечивается питание усилителей напряжением 2,8 В. Коэффициент преобразования смесителей с учётом всех неоднородностей каналов составляет $(9,2 \pm 2)$ дБ. Габаритные размеры модуля – $52 \times 38 \times 6$ мм.

В волноводной СВЧ технике широко используются устройства для ответвления части электромагнитной энергии из основного канала передачи во вспомогательный – направленные ответвители (НО). Среди множества типов НО наибольшее применение нашли многоэлементные НО, поскольку имеют высокий уровень направленности, малые потери, низкий уровень кросс-поляризации и широкий рабочий диапазон частот. Волноводный НО с множеством элементов связи представляет собой устройство, состоящее из основного и вспомогательного волноводов, соединенных через ряд отверстий или щелей, расположенных вдоль общей стенки. Основной волновод передает сигнал, часть которого через элементы связи направляется во вторичный. Размер, форма, расположение и количество элементов связи определяются для обеспечения требуемых параметров. Такая конструкция обеспечивает высокую изоляцию между портами и стабильную работу в заданном частотном диапазоне, а также может быть дополнена элементами для юстировки или согласования импедансов.

На базе Центра 1.9 НИЧ БГУИР освоен полный цикл производства волноводных НО с множеством элементов связи. Процесс производства волноводных НО включает в себя следующие этапы:

1. Проектирование и моделирование. Этап теоретического синтеза включает в себя расчет геометрических параметров НО исходя из требуемых характеристик: диапазон рабочих частот, входная/выходная мощность, переходное ослабление и направленность. Расчет осуществляется при помощи математической модели с последующим уточнением рассчитанных параметров с учетом применяемых при производстве материалов в среде численного моделирования. При необходимости проводится оптимизация конструкции с учетом физического взаимодействия между элементами. При изготовлении для корпусов НО используется латунь, для покрытий – серебро.

2. Изготовление волноводов. При изготовлении проводят токарные и фрезерные работы с высокой точностью (до микрон) для формирования стенок и направляющих каналов. Для изготовления волноводной вкладки – разделительной стенки между волноводами с элементами связи, используется лазерной резка (для обеспечения высокой точности изготовления элементов связи) и сверление (для позиционных отверстий). Обязательным этапом является контроль размеров и расстояний между отверстиями (элементами связи) для минимизации отражений и обеспечения согласования импедансов при помощи измерительного микроскопа.

3. Нанесение покрытий. Для улучшения проводимости внутренних стенок волноводов и снижения потерь применяется гальваническое или вакуумное напыление серебром. После нанесения покрытий проводится контроль шероховатости и, при необходимости, сглаживание стенок для минимизации поверхностного рассеяния.

4. Сборка элементов связи. Производится установка элементов конструкции НО, вставки в корпусах размещаются в местах максимального взаимодействия полей. Особое внимание уделяется точному позиционированию вставки относительно волноводов, для чего используются юстировочные механизмы, прецизионная обработка стыков, волноводные ловушки.

5. Тестирование и настройка. При помощи векторных анализаторов цепей проводятся измерения направленности и коэффициента передачи. По результатам измерений осуществляется подстройка параметров включая лазерную обработку вставок для точного соответствия модели.

Таким образом, можно выделить основные факторы, влияющие на конечный результат:

1. Точность механической обработки – неправильное расположение отверстий или шероховатость стенок волновода увеличивает потери и отражения.

2. Качество покрытия – шероховатости и дефекты покрытия увеличивают потери.

3. Стабильность материала – устойчивость к температурным расширениям и внешним механическим воздействиям.

4. Точность настройки – правильная юстировка обеспечивает минимальные отражения и равномерное распределение мощности.

Обозначение портов НО приведено на рисунке 12. На рисунке 13 представлены результаты измерений характеристик изготовленного НО в диапазоне частот от 25,95 до 37,5 ГГц, выполненных при помощи измерителя комплексных коэффициентов отражения и передачи P4-MVM-37.

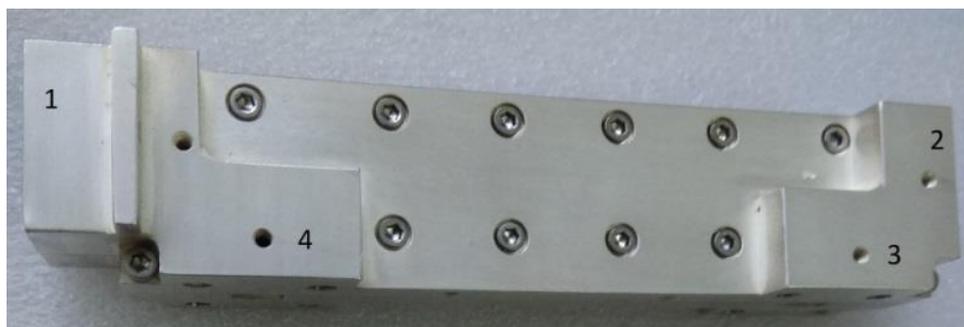
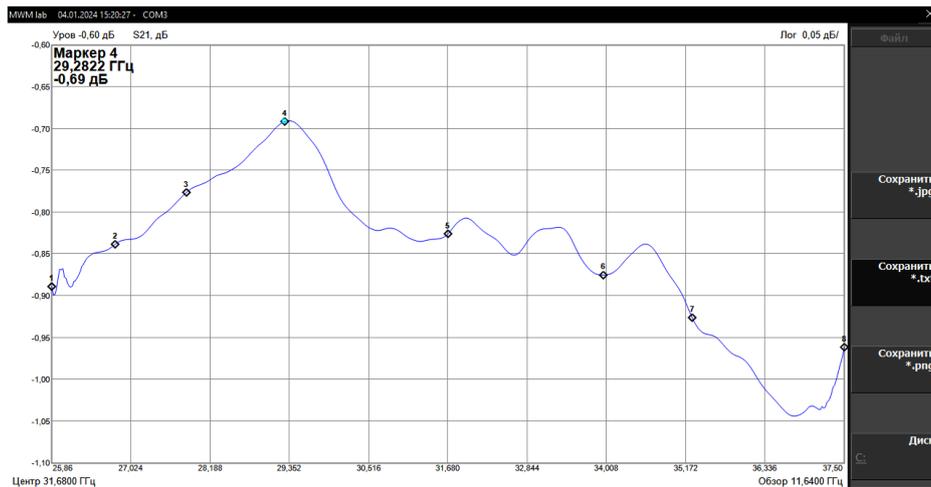
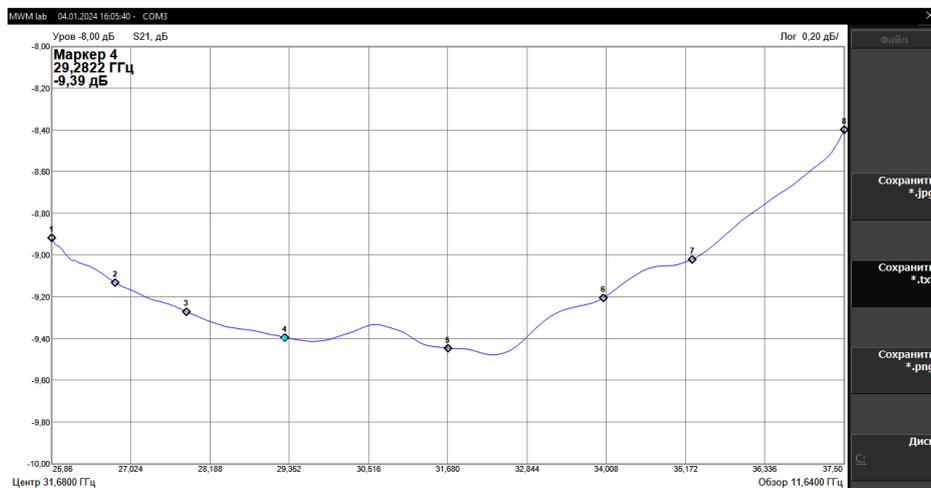


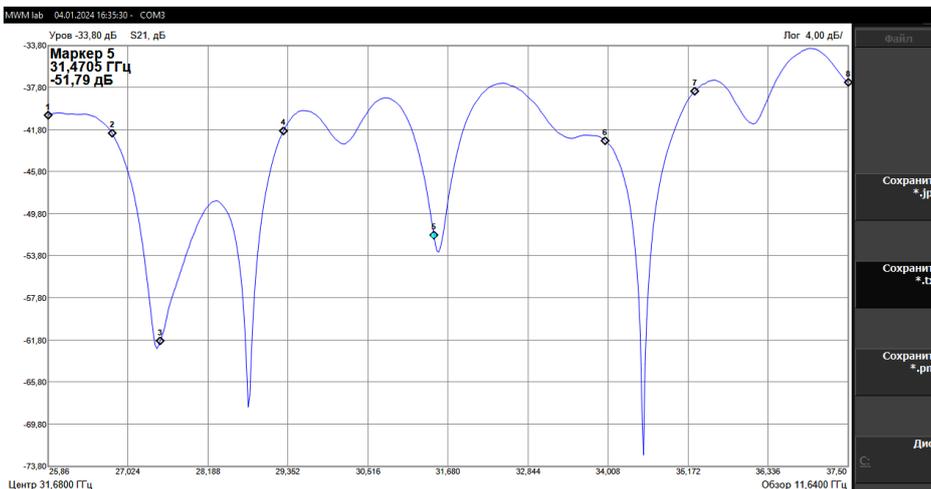
Рис. 12. Внешний вид НО с обозначением портов



а



б



в

Рис. 13. Рабочее затухание (порт 1 – порт 2) (а), переходное ослабление (порт 1 – порт 3) (б), развязка (порт 1 – порт 4) (в)

Проводятся механические испытания и создается оборудование для технической оснастки (рисунок 14). Детали производятся с помощью различных токарно-фрезерных станков с ЧПУ (рисунок 15). Данные станки предназначены для металлообработки с погрешностью 5 – 10 мкм.

После токарно-фрезерной обработки на готовый образец наносят гравировку с помощью лазерного гравера (рисунок 16), а также проводят контроль качества детали на соответствие заданным геометрическим параметрам. Контроль осуществляется с использованием видеоизмерительной системы NORGAU.



Рис. 14. Парк станочного оборудования и оснастки



Рис. 15. Станки с ЧПУ

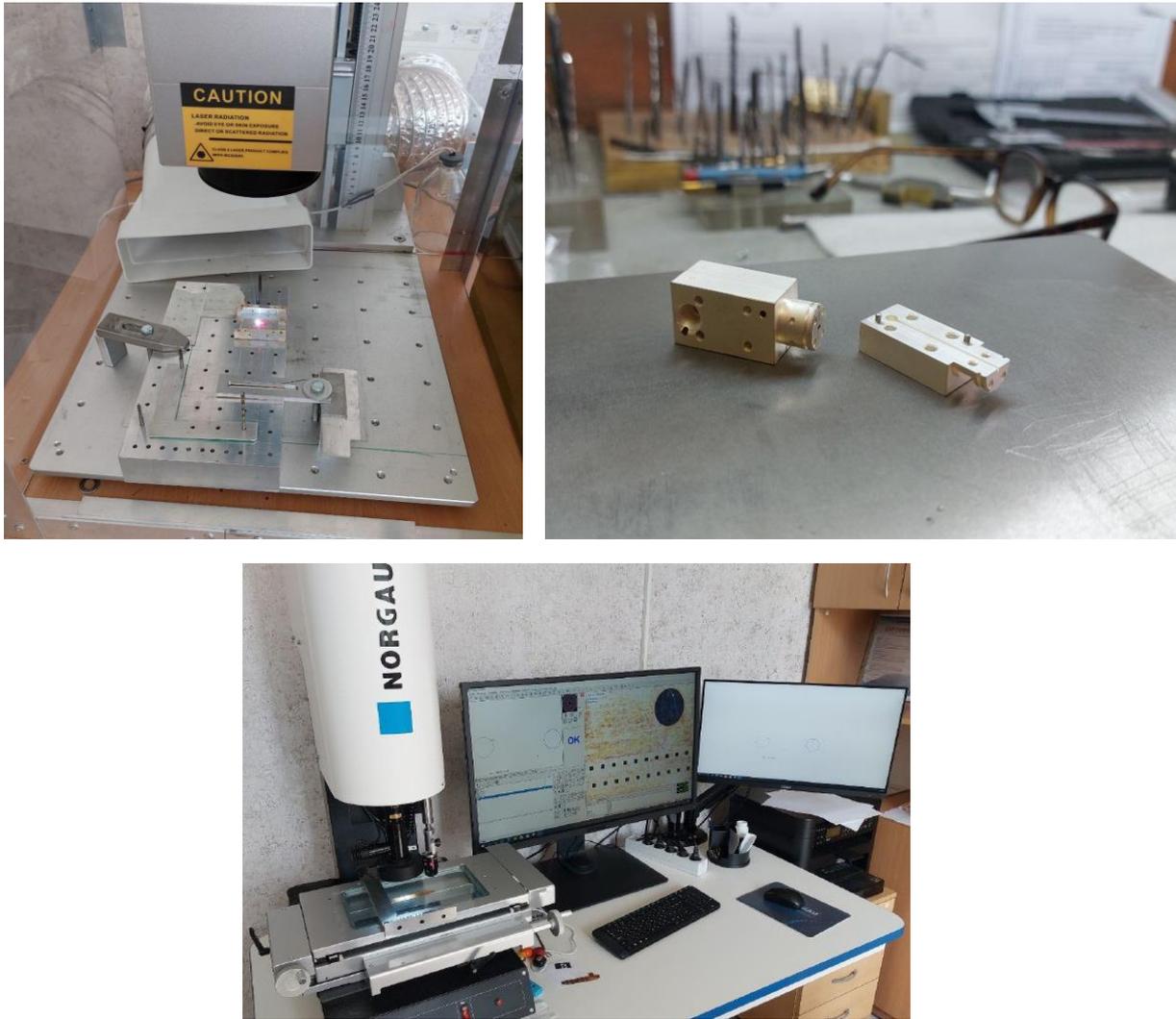


Рис. 16. Контроль размеров и допусков на всех этапах производства

Готовое изделие отправляется на метрологические исследования. В БГУИР получены высокие результаты, однако, для того чтобы изделия соответствовали высоким требованиям и стандартам, необходимо постоянное развитие и модернизация оборудования, оснащение его новым инструментом и обновление технической базы. А также необходимо поддержание условий для обеспечения стабильной и бесперебойной работы станков.

БГУИР располагает и другим технологическим оборудованием, которое уже используется и может более широко использоваться для разработки и производства СВЧ материалов, компонентов и узлов: фотолитография, напыление, оксидирование, посадка кристаллов, гальванопокрытие, распайка кристаллов, корпусирование.

Установки экспонирования ЭМ-576, ЭМ-586, ЭМ-5006 (рисунок 17, а), позволяют проводить контактную фотолитографию на пластинах диаметром 76 мм, 100 мм и 150 мм, соответственно. Установка ЭМ-586 имеет модифицированную систему позиционирования рабочего стола, что позволяет работать с подложками нестандартных размеров и толщины. Минимальный геометрический размер элементов при экспонировании, который обеспечивается на участке фотолитографии – 5 мкм.

Установки вакуумного напыления «Оратория-9.1», «Оратория-9.2» и «Оратория-5» (рисунок 17, б) позволяют осуществлять напыление тонких пленок алюминия, тантала, титана, ванадия, меди, молибдена, ниобия, никеля и других металлов толщиной от 30 нм до 1 мкм методами электронно-лучевого испарения и магнетронного распыления, а также осуществлять напыление пленок диэлектрических материалов (оксид кремния и оксид алюминия) и проводить ионное травление пленок металлов и оксидов толщиной до 70 нм.

Оборудование для исследования электрохимических процессов (рисунок 17, в) включает набор электрохимических ячеек различного диаметра, установку для электрохимических процессов на основе потенциогальваностата Metrohm Autolab PGSTAT 302N (Голландия) с компьютерным управлением; источник-измеритель Keithley 2450 для измерения вольтамперных характеристик.



Рис. 17. Технологическое оборудование БГУИР

Заключение

Развитие СВЧ техники требует одновременного развития средств измерений СВЧ диапазона и их метрологического обеспечения, что является в том числе одним из компонентов метрологической безопасности государства. На протяжении последних лет в вышеуказанных областях ведутся интенсивные исследования, приводящие к созданию новой техники и технологий, необходимость освоения которых диктуется в первую очередь требованиями обеспечения конкурентоспособности экономики.

Список использованных источников

1. A. E. C. Redondi. A Survey on Future Millimeter-Wave Communication Applications / A. E. C. Redondi, C. Innamorati, S. Gallucci, S. Fiocchi and F. Matera // IEEE Access, 2024, Vol. 12. – P. 133165-133182.
2. Y. Y. Wai. An Overview of Recent Development of the Gap-Waveguide Technology for mmWave and Sub-THz Applications / A. E. C. Redondi, V. Abbas, B. Alireza, V. D. V. Coen, H. Abolfazl, A. A. Glazunov // IEEE Access, 2023, Vol. 11. – P. 69378-69400.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РАССЕЙЯНИЯ МАЛОРАЗМЕРНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА SKYWALKER-X8

Е КУАНГ МЬЯТ¹

¹Институт информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (ИИТ БГУИР)
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: myatnyarna3714@gmail.com

Аннотация. В докладе представлены результаты исследования статической эффективной площади рассеяния (ЭПР) малоразмерного беспилотного летательного аппарата Skywalker-X8 для частот 3, 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях. Исследование ЭПР проводилось методом электродинамического моделирования с использованием специализированного пакета программ CST STUDIO SUITE 2019. В результате анализа отражательных свойств беспилотного летательного аппарата Skywalker-X8 получены диаграммы обратного вторичного излучения, в соответствии с критерием согласия Колмогорова-Смирнова и информационным критерием Акаике оценен вид закона распределения ЭПР и его параметры.

Abstract. The report presents the results of a study on the static radar cross-section (RCS) of the small unmanned aerial vehicle (UAV) Skywalker-X8 at frequencies of 3, 9.3, and 12 GHz using linear horizontal and vertical polarizations. The RCS investigation was conducted through electromagnetic modeling using the specialized software package CST STUDIO SUITE 2019. As a result of the analysis of the reflective properties of the Skywalker-X8 UAV, backscattering diagrams were obtained. Additionally, the Kolmogorov-Smirnov goodness-of-fit criterion and the Akaike information criterion were used to assess the distribution type of the RCS and its parameters.

Введение

Рост количества малоразмерных БЛА, используемых в гражданских, коммерческих и военных целях, увеличивает риски их несанкционированного применения в охраняемых зонах и зонах запрета полетов (аэропорты, критически важные объекты инфраструктуры и зоны боевых действий). Радиолокаторы играют важную роль в системе противодействия БЛА и обладают рядом преимуществ по сравнению с другими средствами разведки. В связи с этим задача оценивания ЭПР становится важной для повышения эффективности радиолокационных систем контроля воздушного пространства. В рамках научных исследований проводился анализ статической ЭПР малоразмерного БЛА Skywalker-X8. Исследования проводились на частотах 3, 9,3, 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях относительно строительной оси БЛА.

Основная часть

Отражающие свойства радиолокационной цели принято характеризовать эффективной площадью рассеяния (ЭПР). Эффективная площадь рассеяния σ_{eff} определяется как площадь некоторого фиктивного изотропного отражателя, который, будучи помещенным на место цели, равномерно рассеивает всю падающую на него мощность и создает на раскрытие приемной антенны такую же плотность потока мощности, что и сама цель [2]. В качестве фиктивного изотропного отражателя могут выступать эталонные отражатели с известными значениями ЭПР (сфера, пластина и т.д.). Для оценивания значения ЭПР цели наибольшее распространение получили следующие способы: экспериментальный, полужэкспериментальный и математическое моделирование.

Процесс измерения ЭПР целей на полигонах имеет ряд особенностей. Летным испытаниям предшествуют наземные, на которых выполняются измерения ЭПР при различных углах наблюдения цели. Зависимость ЭПР цели от ее ориентации относительно радиолокатора называют диаграммой обратного вторичного излучения (ДОВИ). Полагается, что радиолокатор, используемый для измерения ЭПР, обеспечивает возможность определения напряженности электрического поля отраженного сигнала от эталонной (E_0) и испытуемой ($E_{\text{ц}}$) целей, а отражения от земной поверхности при этих измерениях отсутствуют, потери энергии из-за затухания радиоволн при распространении их на расстояния до эталонной (R_0) и испытуемой целей $R_{\text{ц}}$ отсутствуют.

При наличии априорных данных об эталонном объекте, расположенном на полигоне, экспериментальная оценка статической ЭПР цели ($\sigma_{\text{н}}$) формируется в соответствии с выражением:

$$\sigma_{\text{н}} = \sigma_0 \cdot \left(\frac{R_{\text{н}}}{R_0} \right)^2 \frac{E_{\text{н}}^2}{E_0^2}, \quad (1)$$

где σ_0 – априорно известное значение ЭПР эталонного отражателя;

$R_{\text{н}}$ – расстояние от антенны до цели;

$E_{\text{н}}^2$ – квадрат напряженности электрического поля отраженного от цели сигнала у раскрыва приемной антенны;

R_0 – расстояние от антенны до эталонного отражателя;

E_0^2 – квадрат напряженности электрического поля отраженного сигнала от эталонного отражателя у раскрыва приемной антенны.

Измерение ЭПР полуэкспериментальным способом предполагает наличие безэховой камеры и соответствующих моделей объектов наблюдения. В качестве моделей цели при этом используются уменьшенные в m раз копии реальных объектов, где m – коэффициент масштабирования. При расчете ЭПР полуэкспериментальным способом ($\sigma'_{\text{н}}$), когда модель цели представляет собой уменьшенную в m раз копию реального объекта, для удовлетворения принципа подобия, длину волны также уменьшают в m раз. В конечном счете, значение ЭПР модели объекта должно быть пересчитано в ЭПР реальной цели: $\sigma_{\text{н}} = m^2 \cdot \sigma'_{\text{н}}$.

На современном этапе развития средств вычислительной техники наименее трудоемким способом оценивания ЭПР является метод математического моделирования. Расчет ЭПР производится в системе электромагнитного моделирования, представляющей собой универсальный или узконаправленный пакет моделирования. Результаты расчета ЭПР, полученные таким образом, являются приближенными, однако, их точности достаточно для разработки и настройки моделей устройств радиолокационного наблюдения.

В рамках исследований измерение ЭПР малоразмерного БЛА Skywalker-X8 использовался специализированный пакет программ CST STUDIO SUITE 2019 компании CST [3]. Проведение электродинамического моделирования предполагало наличие трехмерной (3D) модели малоразмерного БЛА. Соответствующая модель БЛА Skywalker-X8 была взята с веб-сайта GrabCAD.com.

На рисунке 1 представлен внешний вид БЛА Skywalker-X8 и его трехмерная модель.



Рис. 1. Внешний вид БЛА Skywalker-X8 и его трехмерная модель

В результате моделирования были получены ДОВИ на горизонтальной (НН), вертикальной (VV) поляризациях зондирующего сигнала для частот 3, 9,3 12 ГГц при различных углах наблюдения БЛА в вертикальной плоскости. В качестве примера, на рисунке 2 представлен внешний вид ДОВИ БЛА Skywalker-X8 для угла наблюдения $\Theta = 110^\circ$ и трех частот зондирующего сигнала (ЗС).

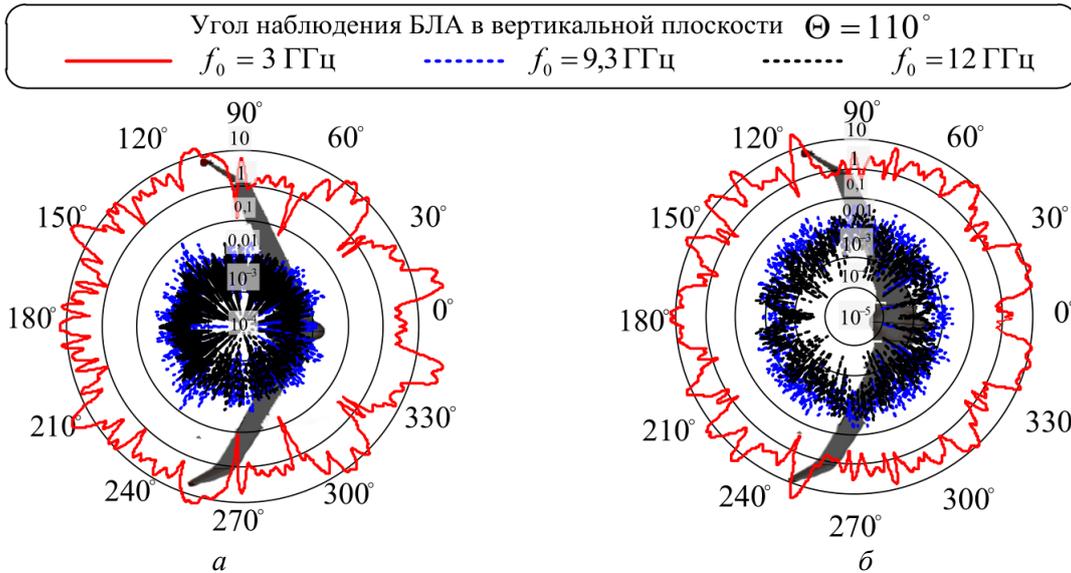


Рис. 2. ДОВИ МБЛА Skywalker-X8 (а – горизонтальная поляризация, б – вертикальная поляризация)

Анализ представленных результатов показывает, что форма диаграммы обратного вторичного излучения БЛА имеет изрезанный характер. При этом ширина лепестка ДОВИ с увеличением частоты уменьшается. Кроме того, численное значение ЭПР на 3 ГГц значительно выше, поскольку геометрические размеры БЛА и длина волны соотносятся таким образом, что наблюдается резонансный всплеск значения ЭПР. При увеличении частоты ЗС происходит переход в оптическую область и соответственно для частот 9,3 и 12 ГГц значения ЭПР сходятся [2].

В процессе исследований ЭПР МБЛА были получены ДОВИ для различных углов наблюдения в вертикальной плоскости и трех частот ЗС. На рисунке 3 представлен внешний вид ДОВИ для 3, 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях.

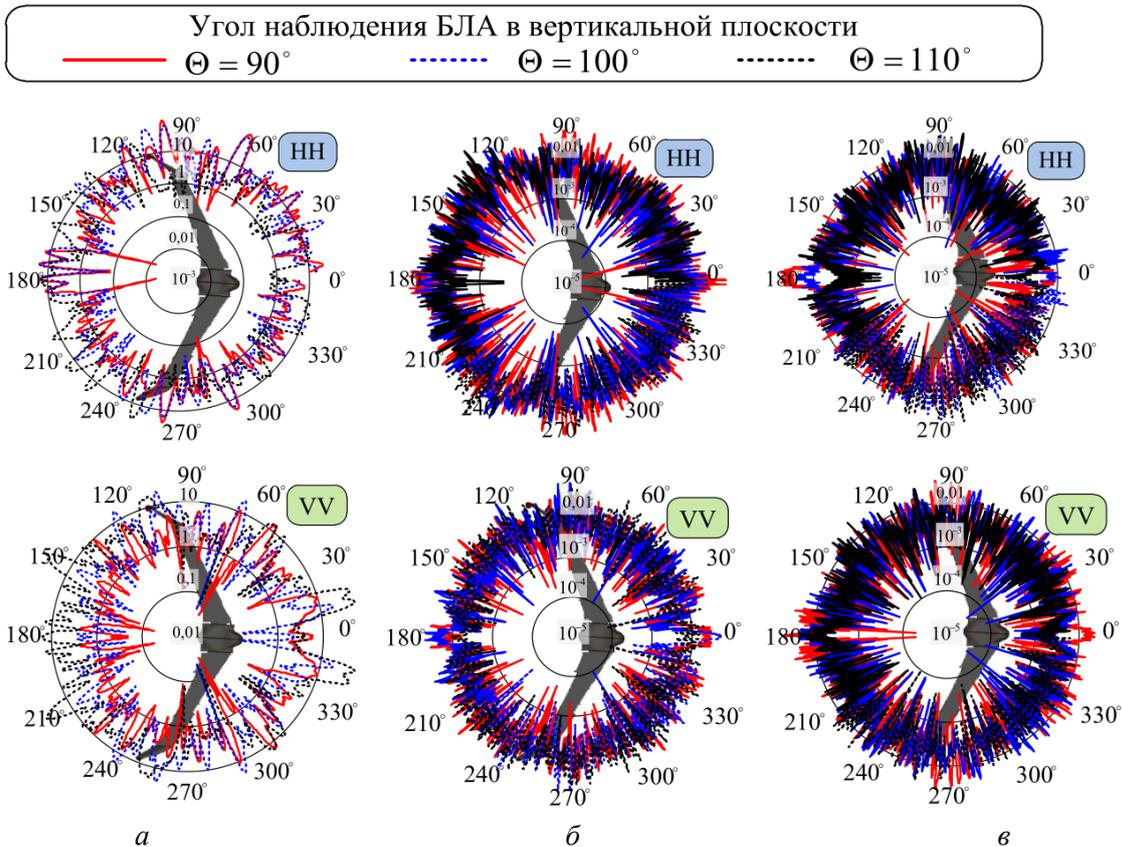


Рис. 3. ДОВИ МБЛА Skywalker-X8 (а – 3 ГГц, б – 9,3 ГГц, в – 12 ГГц)

Полученные результаты свидетельствуют, что изменение угла наблюдения незначительно влияют на форму ДОВИ на более высоких частотах, тогда как на 3 ГГц наблюдаются значительные всплески. При этом, среднее значение ЭПР БЛА Skywalker-X8 на двух поляризациях составило: 4,4 м² – 3 ГГц, 0,01 м² – 9,3 ГГц, 0,05 м² – 12 ГГц.

Поскольку угловое положение радиолокационной цели в пространстве (в вертикальной и горизонтальной плоскостях) можно считать случайным, то и величина ЭПР в каждый отдельный момент времени радиолокационного наблюдения является случайной. Законы распределения этой случайной величины можно определить по рассчитанным (или экспериментально снятым) ДОВИ путем построения соответствующих гистограмм распределения. Гистограмма распределения является наиболее полной характеристикой случайной величины ЭПР. В интересах анализа закона распределения ЭПР малоразмерного БЛА Skywalker-X8, на основании полученных при проведении исследований ДОВИ, были построены гистограммы распределения ЭПР БЛА Skywalker-X8.

На рисунке 4 представлен внешний вид эмпирических гистограмм (получены методом электродинамического моделирования) и гипотетических плотностей распределения [4] для частоты ЗС 12 ГГц.

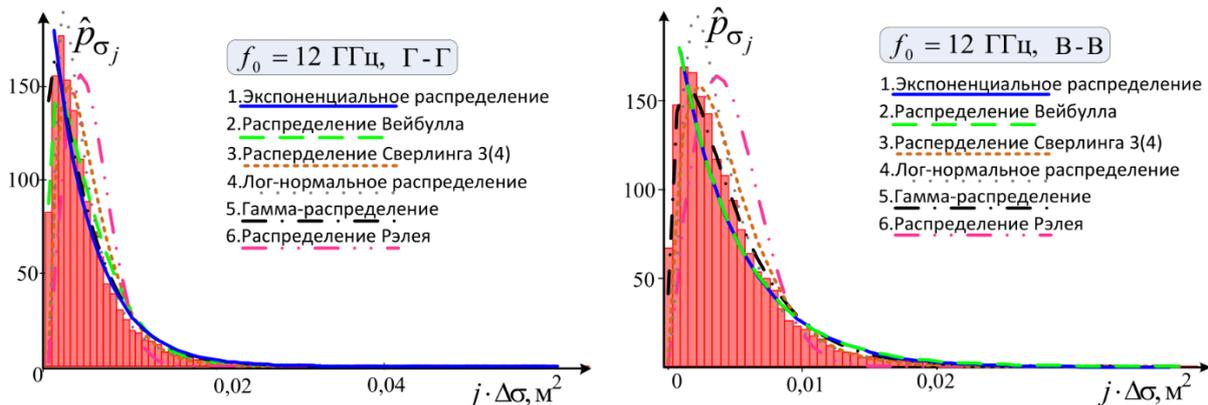


Рис. 4. Внешний вид гистограмм распределения ЭПР БЛА Skywalker-X8 и гипотетические плотности вероятности

Степень соответствия эмпирической гистограммы и гипотетической плотности распределения вероятности (ПРВ) оценивалась предварительно в соответствии с критерием согласия Колмогорова-Смирнова [5]. Статистика критерия определяется выражением:

$$D_{\sigma} = \max_{\sigma_i} \left| F_{\sigma}(\sigma_i) - F_{\text{теор}}(\sigma_i, \Theta) \right|, \quad (2)$$

где $F_{\sigma}(\sigma_i)$ – дискретные отсчеты эмпирической функции распределения ЭПР;

$F_{\text{теор}}(\sigma_i, \Theta)$ – дискретные отсчеты теоретической функции распределения ЭПР;

Θ – вектор параметров, определяемый в соответствии с теоретической функцией распределения.

Полученная, в соответствии с (2), статистика сравнивается с критическим значением $\lambda_{\text{крит}}$:

$$\lambda_{\text{крит}} = \sqrt{\frac{\ln\left(\frac{2}{\alpha}\right)}{2K}}, \quad (3)$$

где α – уровень значимости критерия;

K – длина выборки.

В том случае, если полученная статистика D_{σ} (2) меньше критического значения $\lambda_{\text{крит}}$ (3), то выдвинутая гипотеза о виде ПРВ принимается, в противном случае – отвергается.

При оценивании вида закона распределения ЭПР БЛА Skywalker-X8, исходя из заданного уровня значимости $\alpha = 0,01$, были рассчитаны критические значения применительно к выборкам, полученным при электродинамическом моделировании в CST STUDIO SUITE 2019 ($\lambda_{\text{крит}} = 0,182$).

В качестве критерия окончательно выбора вида ПРВ, наиболее точно описывающего гистограмму, а также определения оптимальных значений параметров ПРВ использовался информационный критерий Акаике, вычисляемый в соответствии с выражением [6]:

$$AIK = k + N \sum_{i=1}^N \ln \left[p(\sigma_i) + h_i \right]^2, \quad (4)$$

где k – количество параметров модели;
 N – количество интервалов группировки для построения гистограммы отсчетов ДОВИ;
 $p(\sigma_i)$ – значение теоретической аппроксимирующей ПРВ для значения ЭПР σ_i ;
 h_i – значение гистограммы на i -м интервале группировки.

В таблице 1 представлены результаты оценивания вида закона распределения ЭПР БЛА Skywalker-X8 по критерию согласия Колмогорова-Смирнова и информационному критерию Акаике.

Таблица 1. Результаты оценивая ПРВ ЭПР БЛА Skywalker-X8

Частота (поляризация)	ПРВ	Параметры ПРВ
3 ГГц (горизонтальная)	Экспоненциальная (Сверлинга 1(2))	$a = 0,247$
3 ГГц (вертикальная)	Экспоненциальная (Сверлинга 1(2))	$a = 0,209$
9,3 ГГц (горизонтальная)	Экспоненциальная (Сверлинга 1(2))	$a = 95,854$
9,3 ГГц (вертикальная)	Сверлинга 3(4)	$a = 233,355$
12 ГГц (горизонтальная)	Экспоненциальная (Сверлинга 1(2))	$a = 205,129$
12 ГГц (вертикальная)	Сверлинга 3(4)	$a = 431,437$

Использование моделей Сверлинга для описания плотности распределения вероятности ЭПР малоразмерного БЛА Skywalker-X8 облегчает разработку алгоритмов для обнаружения и классификации БЛА в сложных условиях помех.

Заключение

В докладе представлены результаты анализа статической эффективной площади рассеяния малоразмерного БЛА Skywalker-X8. Исследования ЭПР проводились методом электродинамического моделирования для частот 3, 9,3 и 12 ГГц на линейной горизонтальной и вертикальной поляризациях. Электродинамическое моделирование осуществлялось на основе имеющейся 3D модели БЛА Skywalker-X8 с использованием специализированного пакета программ CST STUDIO SUITE 2019.

В результате проведенных исследований ЭПР БЛА Skywalker-X8 были получены диаграммы обратного вторичного излучения, вычислено среднее значение ЭПР $\sigma_{cp} = 0,005-4,4 \text{ м}^2$. Такой разброс значений вызван тем, что на частоте 3С 3 ГГц наблюдается резонансное повышение значений ЭПР, а на 9,3 и 12 ГГц значение ЭПР стремиться к постоянному значению вследствие перехода в оптическую область. Оценен вид ПРВ ЭПР по критериям согласия Колмогорова-Смирнова и Акаике. Полученная гистограмма распределения ЭПР наиболее согласуется с показательным законом распределения, однако на более высоких частотах (9,3 и 12 ГГц) на линейной вертикальной поляризации наблюдается соответствие моделям Сверлинга 3(4). Представленные результаты могут быть использованы в интересах оценивания потенциальной дальности обнаружения малоразмерных БЛА, формирования математической модели радиолокационной цели типа малоразмерный БЛА, а также для анализа отличительных признаков малоразмерных БЛА с целью их селекции на фоне других воздушных объектов и помех.

Список использованных источников

1. Костромицкий С.М., Нефедов Д.С., Храменков А.С., Чигряй В.Г. Статистические модели флуктуаций эффективной поверхности рассеяния малоразмерных беспилотных летательных аппаратов // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2023. № 3 С. 24–36.
2. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. – М. : Воен. издат., 1983.– 456 с.
3. Курушин, А.А. Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков. – Москва: Издательство МЭИ, 2011. – 155 с.
4. Вадзинский, Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям / Р. Н. Вадзинский. – СПб. : Наука, 2001. – 295 с.
5. Лемешко, Б.Ю. Непараметрические критерии согласия / Б.Ю. Лемешко. – Москва: «ИНФРА–М», 2014. – 163 с.
6. Akaike H. A new look at the statistical model identification // IEEE Trans. on Automatic Control, 1974, Vol. 19, № 6. – P. 716–723.

АНТЕННЫЙ МОДУЛЬ RFID СЧИТЫВАТЕЛЯ УВЧ ДИАПАЗОНА С РАЗДЕЛЕНИЕМ ТРАКТОВ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В КРУГОВОМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОМ БАЗИСЕ

ВЕЙ ПХЬО У., В. Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: kirylchuk@bsuir.by

Аннотация. Приводится описание конструкции и электродинамическая модель антенного модуля для моностатической конфигурации RFID считывателя УВЧ диапазона, обеспечивающего возможность одновременного приема и передачи сигналов на ортогональных круговых поляризациях поля. Представлены результаты численного моделирования основных параметров антенного модуля в диапазоне частот (865-868) МГц.

Abstract. Abstract. The article describes the design and electrodynamic model of the antenna module for the monostatic configuration of the UHF RFID reader, which provides the ability to simultaneously receive and transmit signals on orthogonal circular polarizations of the field. The results of numerical modeling of the main parameters of the antenna module in the frequency range (865-868) MHz are presented.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, сенсорные RFID системы, пассивные RFID метки, антенны RFID считывателей УВЧ диапазона.

Введение

В настоящее время ультравысокочастотная радиочастотная идентификация (UHF RFID) рассматривается в качестве одной из ключевых технологий «Интернет вещей» (англ. IoT- Internet of Things) [1,2]. Технология RFID изначально разрабатывалась для идентификации объектов, однако, в последнее время наметились тенденции для создания на ее основе RFID технологии беспроводных сенсорных сетей (БСС) [3,4]. В простейшей конфигурации БСС состоит из управляющей приемопередающей базовой станции (БС) или считывателя и одного или нескольких RFID-сенсорных транспондеров (СТ), обеспечивающих мониторинг состояния окружающей среды и объектов (ОСиО). Для снижения затрат на развертывание крупномасштабных БСС необходимо использовать малогабаритные недорогие сенсорные узлы (СУ) со сверхмалым энергопотреблением, которые в рамках аппаратных ограничений и компромисса между эффективностью антенны и потребляемой мощностью могут быть реализованы на основе пассивных или полупассивных RFID сенсорных транспондеров (СТ) УВЧ диапазона. Каждый СУ позволяет измерять один или несколько параметров ОСиО (температура, влажность, давление, динамические пространственные параметры объектов и др.) и передавать их на одну или большее количество БС в соответствии с протоколом EPC global Class (1-3) Gen-2 (ISO/IEC 18000-63 тип C). Как правило, функционирование, таких систем, происходит в условиях ограниченного пространства и сложной электромагнитной обстановке, при наличии множественных местных предметов. Ограниченное пространство и местные предметы существенно усложняют процессы РРВ, в связи с чем, пространственно-поляризационная структура ЭМП в радиолинии связи характеризуется значительной неоднородностью, что в свою очередь приводит к резкому изменению рабочих параметров БСС. На системном уровне основным параметром, характеризующим эффективность работы пассивной RFID системы УВЧ диапазона, является зона эффективного взаимодействия (ЗЭВ). ЗЭВ принято характеризовать максимальным расстоянием между считывателем и меткой, на котором обеспечивается информационный обмен данными с заданной вероятностью ошибки. Однако из-за сложной интерференционной структуры поля ЗЭВ в зависимости от расстояния между считывателем и меткой описывается не монотонной функцией, а содержит ряд экстремумов с ярко выраженными максимумами и минимумами. Диапазон изменений уровня сигнала может превышать 25...30 дБ. Для активации СТ или метки необходим некоторый минимальный уровень мощности, именуемый пороговой чувствительностью метки (ПЧМ). Если уровень напряженности поля в области расположения метки меньше ПЧМ метка переходит в нерабочее состояние. Наличие минимумов в ЗЭВ обуславливает возникновение так называемых мертвых зон, где считывание метки становится ненадежным или невозможным [5]. В [6,7] показано, что улучшить однородность пространственно-поляризационной структуры поля в

многолучевом канале связи можно за счет использования сигналов с круговой поляризацией поля. Для реализации данного метода в считывателе необходимо использовать антенно-фидерный тракт (АФТ) с возможностью разделения направлений передачи и приема сигналов по поляризационному признаку, в частности, в круговом поляризационном базисе.

Компоненты и структура АФТ

Приемо-передающая антенна и диплексер представляют собой антенно-фидерный тракт (АФТ), который может рассматриваться как интерфейс между радиолинией связи и приемопередатчиком считывателя. С одной стороны АФТ должен обеспечивать формирование таких зондирующих сигналов, которые бы минимально были подвержены искажениям в радиолинии связи при обеспечении минимальных поляризационных потерь между антеннами считывателя и меток. С другой стороны АФТ должен обеспечить максимальную развязку между трактами приема и передачи считывателя с целью предотвращения эффекта блокирования, а также уменьшения проникновения из передатчика считывателя фазовых шумов колебания несущей частоты (КНЧ) во входные цепи приемника. Следует отметить, что эффекты проникновения (просачивания) энергии КНЧ в тракт приема связаны не только собственно диплексером, но и возможны через радиолинию связи (отраженные и дифракционные поля, формируемые местными предметами и поверхностями, ограничивающими пространство распространения радиоволн). Разделение трактов приема и передачи по поляризационному признаку (например, передача - поляризация правого вращения, прием - левого вращения или наоборот) с развязкой порядка 30 дБ позволяет исключить из приемопередающего тракта считывателя циркулятор или направленный ответвитель мощности и тем самым снизить потери в трактах приема и передачи, повысить чувствительность приемника и уменьшить стоимость считывающего устройства в целом. Анализ возможных конструкций антенн показал, что для обеспечения требуемых характеристик, антенно-фидерный тракт может быть реализован на основе микрополосковых излучателей (МПИ), так называемых патч излучателей, квадратной или круглой формы (рис.1) при возбуждении в них двух ортогональных низших мод, (например, E_{100} и E_{010} для квадратного излучателя (рис.2)), равной амплитуды и разностью фаз этих колебаний $\pm\pi/2$

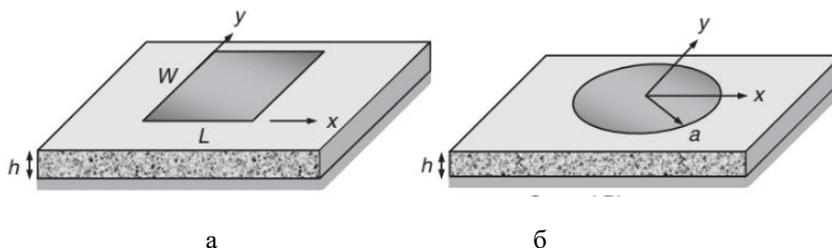


Рис.1. Прямоугольная (а) и круглая (б) микрополосковые патч антенны

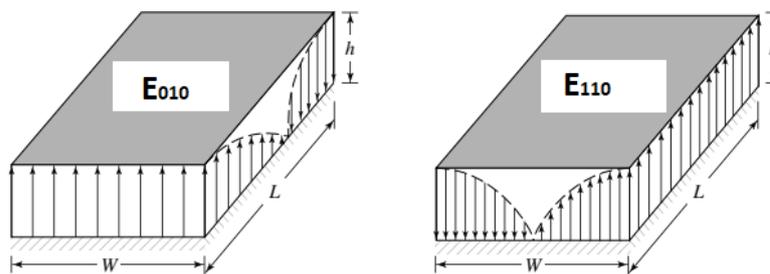


Рис.2. Структуры электрического поля для двух основных мод в прямоугольном МПИ

Реализации данного способа формирования поля круговой поляризации осуществляется с помощью 3-дБ квадратурного моста (рис. 3). Такая двухточечная схема питания препятствует возбуждению высших типов колебаний в резонаторе и обеспечивает стабильную поляризацию поля излучения в рабочей полосе частот, а сам квадратурный мост, может рассматриваться как поляризационный разделитель сигналов круговой поляризации.

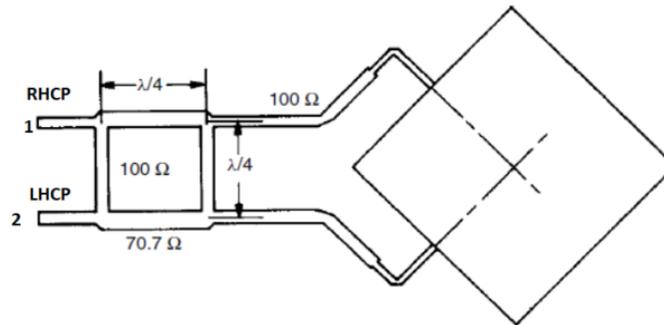


Рис.3. Схема питания квадратного МПИ для формирования ортогональных круговых поляризаций поля

Рабочая полоса частот ΔF на резонансной частоте f_0 зависит от добротности МПИ излучателя Q , выполненного на диэлектрической подложке толщиной h с эффективной относительной диэлектрической проницаемостью ε_e , приблизительно определяется по формуле [8]:

$$\Delta F \approx f_0/Q \approx 4f_0h/c\sqrt{\varepsilon_e}, \quad (1)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ (м/с).

Из (1) следует, что для расширения полосы частот ΔF необходимо использовать подложки большой толщины h и низким значением диэлектрической проницаемости ε_e . Однако, существует ограничение на увеличение полосы частот ΔF за счет увеличения толщины подложки h . Максимально достижимая ΔF составляет примерно 15% при толщине h , равной примерно 0,15 длины волны в свободном пространстве. При дальнейшем увеличении толщины подложки поле не будет когерентно связываться между патчем и плоскостью заземления. Для расширения рабочей полосы частот может быть использован дополнительный пассивный резонатор, который устанавливается над активным патчем [8].

Улучшение поляризационной характеристики излучения можно обеспечить за чет установки в центре активного излучателя короткозамкнутого штыря. Дополнительный штырь не влияет на поля основных колебаний, так как он расположен в точке, в которой оба колебания имеют нуль электрического поля. При этом он эффективно подавляет реактивные поля и уменьшает уровень паразитного влияния друг на друга элементов возбуждения.

Конструкция и электродинамическая модель АФТ

В качестве расчетной модели использовалась конструкция антенно-фидерного модуля (АФМ) содержащая излучающий двухмодовый резонатор (ИДМР), вспомогательный пассивный резонатор (ВПР), поляризационный разделитель (ПР), крышка-обтекатель (КО) и защитный корпус (ЗК) (рис. 4). В качестве основы корпуса АФМ может быть использован прямоугольный пластиковый бокс типа SANEN 200x200x80 IP 65 с доработкой внутренней боковой поверхности.

Излучающий двухмодовый резонатор состоит из платы активного излучателя (АИ) и электродинамического экрана (ЭДЭ). Поляризационный разделитель (ПР) представляет собой квадратурный 3-дБ микрополосковый мост (МПМ), выполненный на основе симметричной микрополосковой линии передачи. (рис.5). Плата МПМ собирается из двух полуплат, изготавливаемых из двухстороннего фольгированного армированного фторопласта марки ФЛАН-2,8 толщиной 2 мм. Лицевые стороны полуплат полностью металлизированы. На внутренней стороне первой полуплаты методом травления изготавливается топология рисунка МПМ.

На второй полуплате (с внутренней стороны, прилегающей к топологическому рисунку МПМ первой полуплаты) металлизация полностью удаляется. Габаритные размеры платы ПР составляют 100x100 кв.мм.

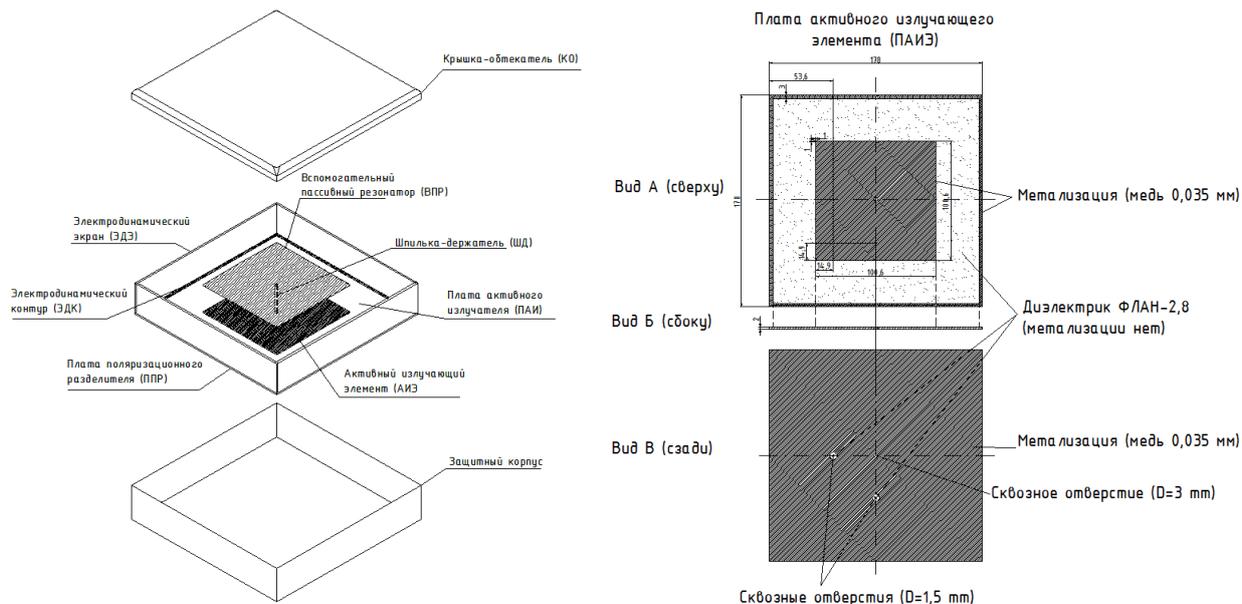


Рис. 4. Эскиз конструкции антенно-фидерного модуля

Плата АИ квадратной формы изготовлена из двухстороннего фольгированного армированного фторопласта марки ФЛАН-2,8 толщиной 2 мм имеет габаритные размеры 178 x 178 кв. мм. На лицевой стороне в центре платы излучателя расположен активный излучающий элемент (АИЭ), представляющий собой микрополосковый пэтч-резонатор квадратной формы с размером сторон 100,6 мм. Возбуждение АИЭ осуществляется, через развязанные плечи ПР. Для улучшения согласования точки возбуждения АИЭ (пэтч-резонатора) смещены от его кромки на 14,9 мм к центру платы АИ. По периметру платы АИ выполнен контур электродинамического экрана (КЭДЭ) в виде медной полосы шириной 3 мм.

Плата АИ устанавливается в ЭДЭ, представляющий собой 35 мм отрезок прямоугольного волновода квадратной формы (ПВКФ) с размерами внутренней стороны 178 мм, таким образом, чтобы обеспечить с КЭДЭ гальванический контакт (например, методом пайки). Толщина ПВКФ составляет 2 мм. Таким образом, габаритные размеры ИДМР совместно с ЭДЭ составляют 182 x 182 x 35 мм.

Плата поляризационного разделителя устанавливается в нижней части платы АИ, таким образом, чтобы плечи 2 и 3 квадратурного моста (рисунок 5) совпали с точками возбуждения АИ. Фиксация платы ПР на плате АИ осуществляется посредством спайки металлизированных поверхностей, а также при помощи шпильки-держателя с гайками в центральной части плат. Шпилька-держатель выполняет одновременно функцию короткозамкнутого шлейфа. Возбуждения точек питания АИ плечами 2 и 3 ПР – гальваническое и осуществляется посредством медных цилиндрических перемычек диаметром 1мм и длиной 4,5 мм. Таким образом, габаритные размеры ИДМР совместно с ЭДЭ и платой ПР составляют 182 x 182 x 39 мм.

Вспомогательный пассивный резонатор выполнен из алюминиевой пластины толщиной 1,5 мм, имеет квадратную форму с размером стороны 100,6 мм. ВПР устанавливается симметрично над АИЭ на расстоянии 34,5 мм от поверхности платы АИ посредством шпильки-держателя (ШД) и гаек М3. Резьбовая часть шпильки допускает плавную регулировку высоты установки ВПР над АИЭ, чем достигается точная настройка частотных характеристик АФМ с учетом влияния КО и ЗК.

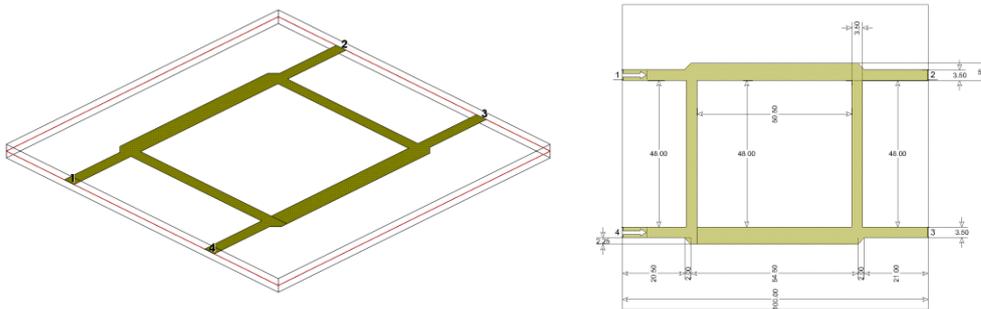


Рис. 5. Модель и топология поляризационного разделителя

Для описанной выше конструкции АФТ в САПР CST Microwave Studio 5.0 и AWR Microwave Office была создана электродинамическая модель (рис. 6) и проведено численное моделирование основных параметров для поляризационного разделителя и излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем.

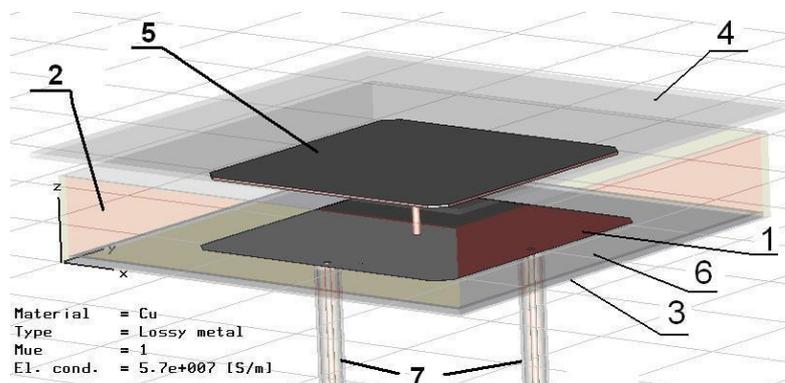


Рис. 6. Электродинамическая модель излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателя: 1 – активный излучающий элемент, 2 – электродинамический экран, 3 – контур электродинамического экрана, 4 – крышка-обтекатель, 5 – вспомогательный пассивный резонатор, 6 – плата активного излучателя, 7 – порты возбуждения АФМ

Результаты численного моделирования узлов АФМ

Предварительные расчеты ИДМР выполнялись без учета электродинамического экрана по методике, изложенной в [8] для материала подложки типа флан-2,8, толщиной 2мм и слоем меди толщиной 35 мкм. По результатам расчета получены следующие результаты: длина эффективной волны в ИДМР на средней рабочей частоте - 205,9 мм, размер излучающего элемента приблизительно 102,9х 102,9 мм кв. Данные размеры являются первой итерацией для выполнения точных расчетов и электродинамического моделирования в САПР CST Microwave Studio 5.0 и имеют несколько завышенные значения.

Моделирование и оптимизация составных узлов АФМ осуществлялись с помощью САПР CST Microwave Studio 5.0 и AWR Microwave Office с использованием метода декомпозиции. Оптимизация узлов АФМ (поляризационного разделителя и ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем) производилась по двум основным параметрам: минимуму коэффициента стоячей волны (КСВ) по каждому из входов, и максимуму развязки между портами приема-передачи в рабочей полосе частот, путем регулировки высоты установки ВПР. Результаты численного моделирования для оптимизированной модели поляризационного разделителя (рис.5) приведены на рис. 7.

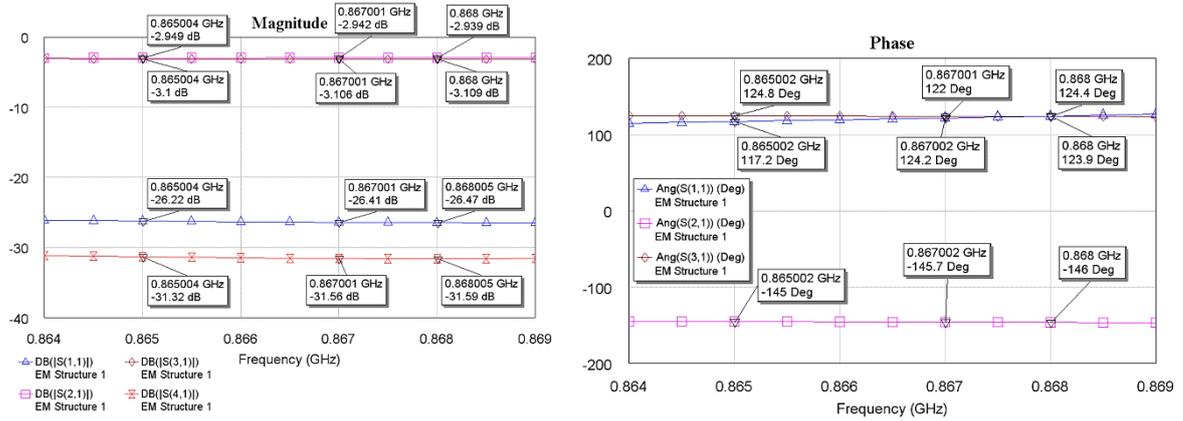


Рис. 7. Частотная зависимость модуля и фазы S-парметров оптимизированной модели поляризационного разделителя

Результаты моделирования частотных зависимостей модуля и фазы S-парметров для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис. 8

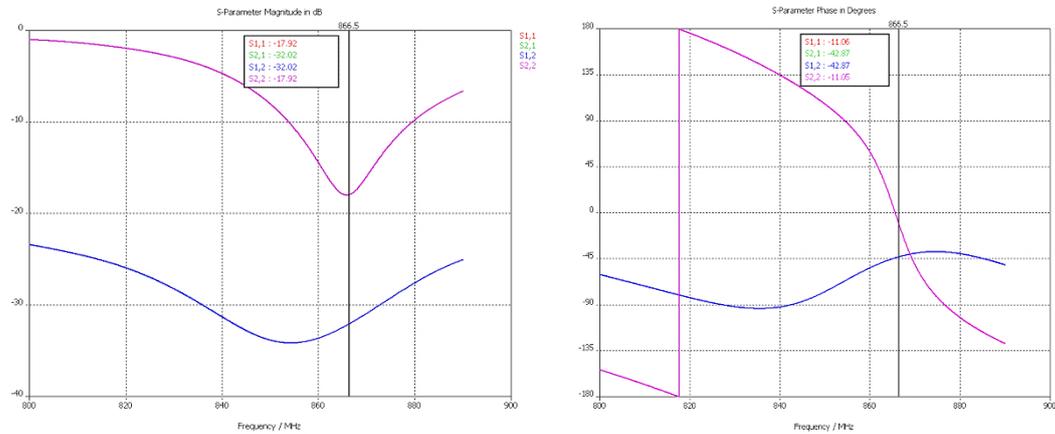


Рис. 8. Частотные зависимости модуля и фазы S-парметров для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем по каждому из портов возбуждения

Результаты моделирования частотных зависимостей входного импеданса и КСВ для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис. 9

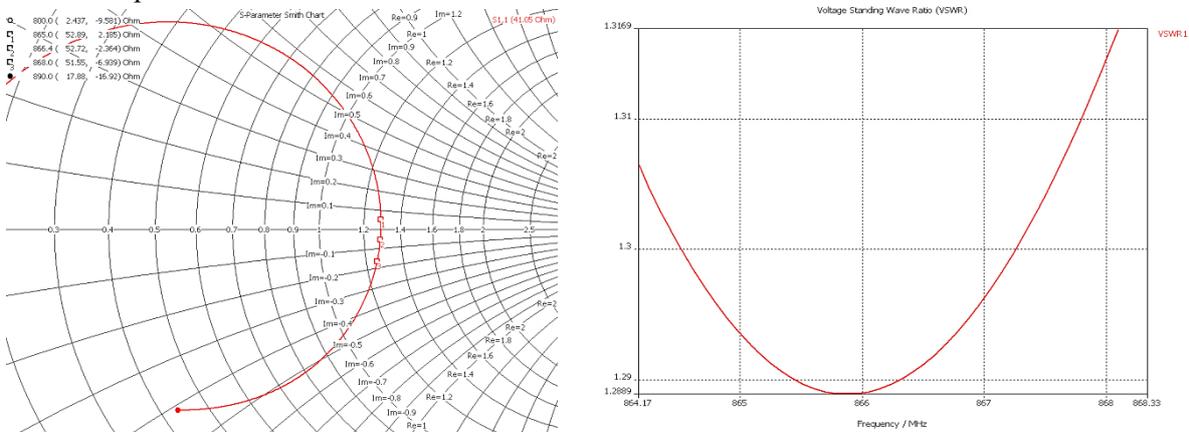


Рис. 9. Частотные зависимости входного импеданса и КСВН для модели оптимизированного ИДМР с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем по каждому из портов возбуждения

На рис.10 представлены диаграммы направленностей модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем на согласной и крессовой поляризации при возбуждении двух портов равными амплитудами и разностью фаз 90° .

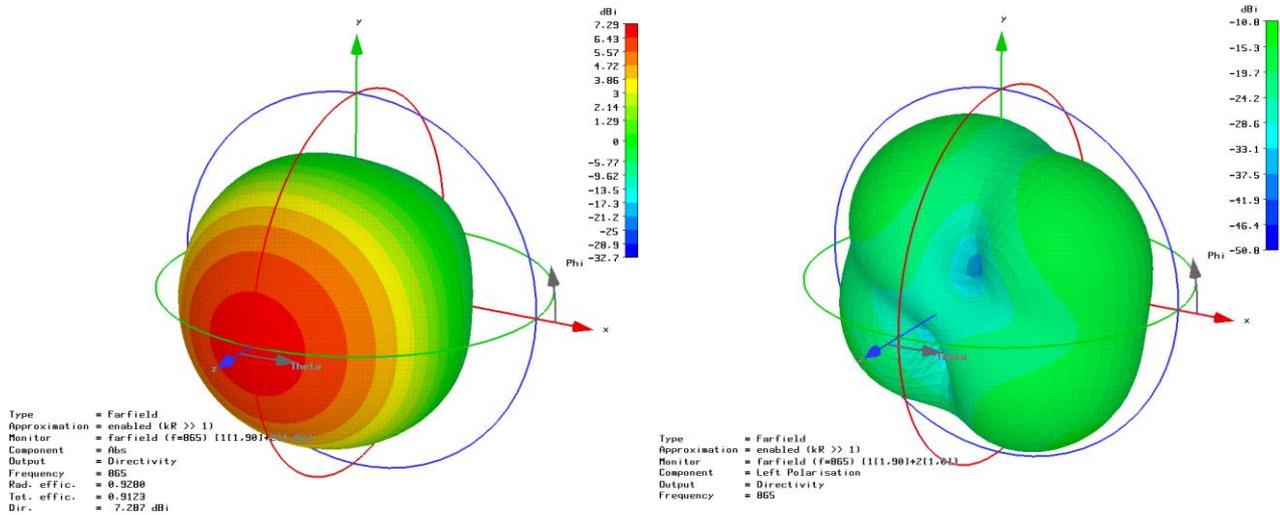


Рис.10. Диаграммы направленностей модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем на согласной и крессовой поляризации при возбуждении двух портов равными амплитудами и разностью фаз 90°

На рис.11. показана расчетная диаграмма коэффициента эллиптичности поля для модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° .

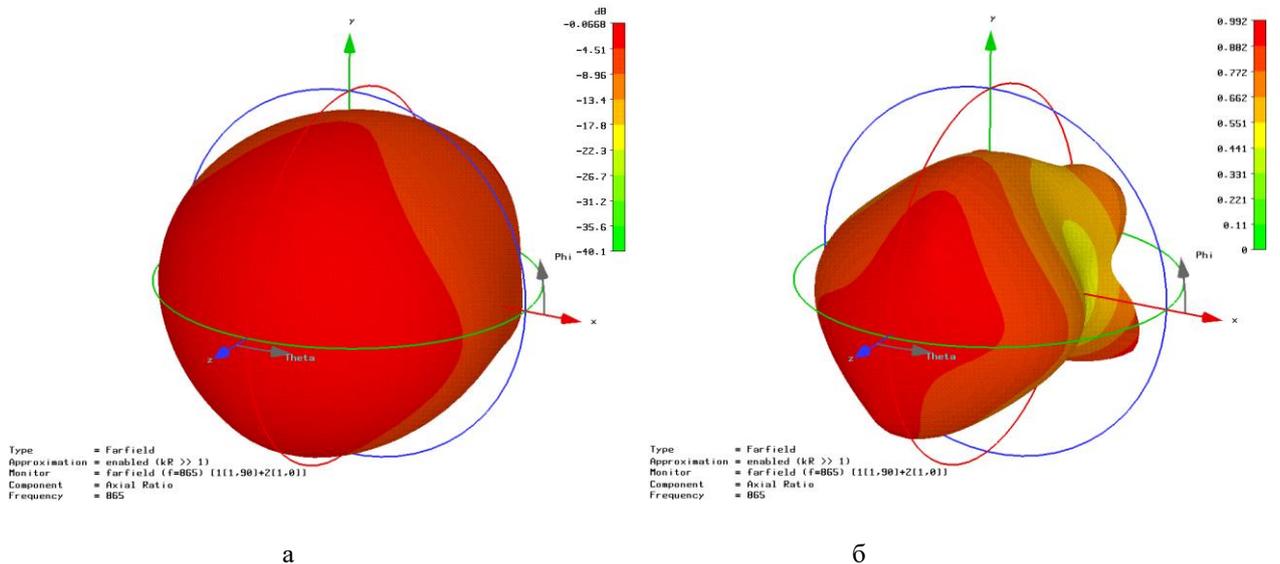


Рис. 11. Диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° :
а – логарифмический масштаб; б – относительных единицах

На рис.12а приведена диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° в сечении максимального направленного действия.

Рисунок 12б иллюстрирует расчетную диаграмму направленности в вертикальной плоскости модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° на согласной поляризации в сечении минимальной эллиптичности поля.

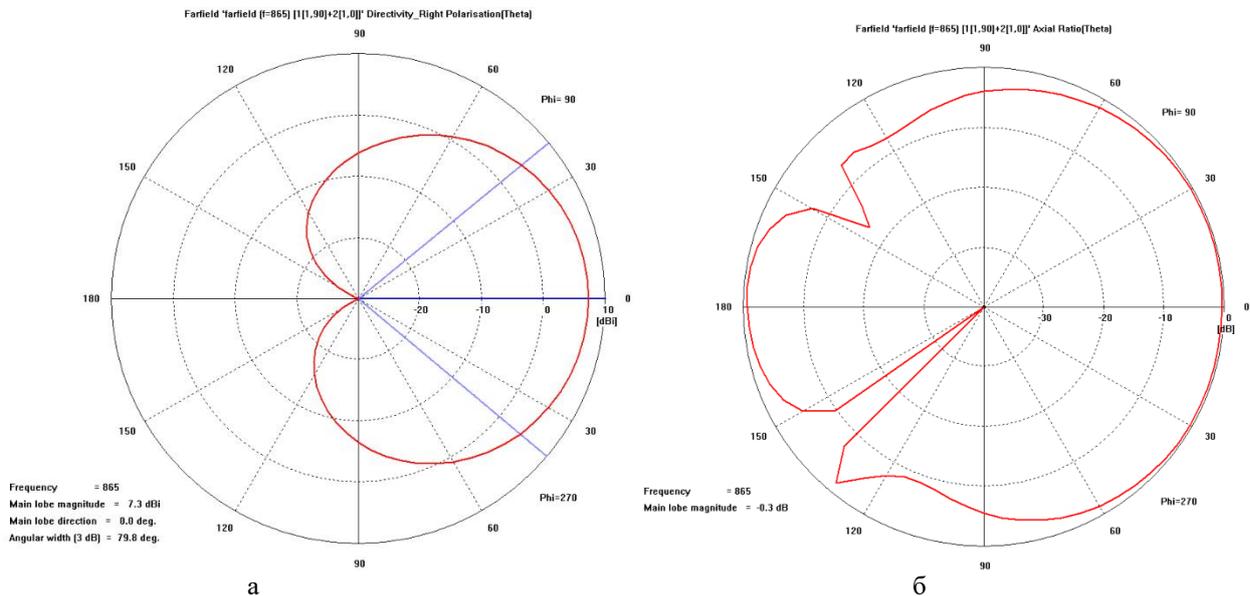


Рис. 12. а- диаграмма направленности в вертикальной плоскости модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° на согласной поляризации в сечении минимальной эллиптичности поля; б- диаграмма коэффициента эллиптичности поля модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем при возбуждении из двух портов с равными амплитудами и разностью фаз 90° в сечении максимального коэффициента направленного действия –а:

Результаты моделирования частотной зависимости развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем приведены на рис.13.

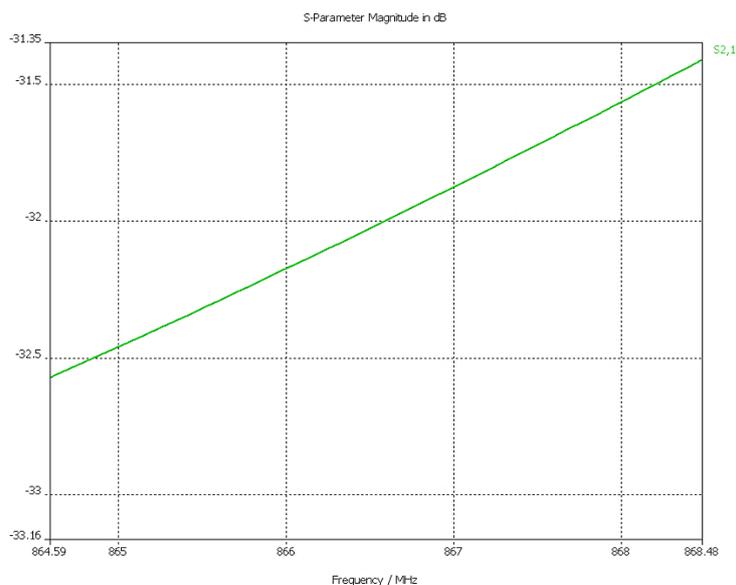


Рис. 13. Частотная зависимость развязки между портами модели излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем.

Таким образом, приведенные на рисунках 7-13 результаты численного моделирования излучающего двухмодового резонатора с вспомогательным пассивным резонатором и крышкой-обтекателем, а также результаты расчетных параметров поляризационного разделителя показывают, что разработанная модель и конструкция АФМ могут быть использованы для построения антенно-фидерных трактов перспективных RFID считывателей.

Заключение

В работе рассмотрена конструкция антенно-фидерного модуля (АФМ), ориентированного на использование в качестве антенно-фидерного тракта RFID считывателей УВЧ диапазона с разделением трактов приема и передачи сигналов по поляризационному признаку. Для предложенной конструкции разработана электродинамическая модель АФМ и проведено численное моделирование основных характеристик. Результаты численного моделирования показали, что оптимизированной модели АФМ позволяет получить следующие параметры рабочем диапазоне частот 865-868 МГц: коэффициент направленного действия не менее 7дБ; коэффициент стоячей волны по каждому порту не хуже 1,3; развязка между трактами приема и передачи не хуже 30 дБ при коэффициенте эллиптичности поля не более 2дБ в секторе углов излучения 70° .

Список использованных источников

1. L. Tan and N. Wang, «Future Internet: The Internet of Things» in Proc. 3rd Int. Conf. Adv. Comput. Theory Eng. (ICASTE), vol. 5, Aug. 2010, pp. V5-376_V5-380.
2. A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash, «Internet of Things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications», IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 17, no. 4, pp. 2347-2376, 4th Quart., 2015.
3. Sample and J.R. Smith. The wireless identification and sensing platform. In J.R. Smith, editor, Wirelessly powered sensor networks and computational RFID), New York, 2013. Springer SBM.
4. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155
5. Попов А.А., Кирильчук В.Б. «Влияние поляризации на уровень интерференционных замираний в многолучевом канале связи» Третий Международный Радиоэлектронный Форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития». (МРФ-2008). Том 2. Конференция «Телекоммуникационные системы и технологии» (ТСТ-2008), секция 2 - «Телекоммуникационные системы и их элементы» 22-24 октября 2008г., г. Харьков, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, с. 231.
6. Способ и устройства для уменьшения интерференционных замираний сигналов при распространении радиоволн в многолучевом канале связи /Кирильчук В.Б., Лихачевский Д.В., Попов А.А., Чернуха Б.Н. Патент № 14992 от 14.03.2008 зарегистрирован в Гос. реестре изобретений 13.07.2011.
7. Способ повышения помехозащищенности RFID систем УВЧ-диапазона и устройство для его реализации. Евразийский патент №032987 от 30.08 2019г. (авторы Кирильчук В.Б., Кижлай И.Н., Парфенович Т.Н., Попов А.А.)
8. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны // М.: Радио и связь. 1986.

КОНТРОЛЬ УРОВНЯ ПЕРЕДАЧИ МОЩНОСТИ В ТРАКТАХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДУЛЯ NANO VNA

МИН ТУ АУНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: minthuaung586472579@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачев П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. Показан способ контроля согласования широкополосных радиотехнических трактов с использованием векторного анализатора NANO-VNA и специального программного обеспечения «Прометей».

Abstract: A method for monitoring the coordination of broadband radio engineering paths using the NANO-VNA vector analyzer and special software "Prometheus" is shown.

Ключевые слова: импеданс, система контроля передачи мощности, радиотехнический тракт, широкополосное согласование

Keywords: impedance, power transmission control system, radio engineering path, broadband matching

Введение

Современное развитие радиоэлектронного оборудования обусловлено стремительным развитием функциональных устройств обмена цифровой информацией. Это связано с широким развитием таких сфер применения радиоэлектроники, как космическая, спутниковая, персональная и сотовая связь, телекоммуникации, гигабитные системы передачи данных и т.д. Необходимость создания новых радиотехнических устройств (РТУ) стимулируется достаточно противоречивыми требованиями к радиоэлектронным системам (РЭС): с одной стороны, миниатюризацией устройств приемо-передающего тракта, с другой стороны увеличением скорости и объемов передачи информации, а также появлением новых поколений полупроводниковых приборов.

Создание любых РТУ невозможно без обеспечения согласования отдельных их компонентов [1]. В процессе согласования важно не только обеспечить минимальные потери энергии и структуры радиосигнала, но и исключить возможности воздействия помех различной природы. Иначе говоря, разрабатываемое устройство должно обладать фильтрующими свойствами. Решение этих задач и является объектом современной теории согласования сопротивлений. Радиотехническая система без контроля степени согласования радиотехнических трактами работает по меньшей мере не оптимально. Таким образом, актуальным является создание программно-измерительного комплекса контроля согласования широкополосных радиотехнических трактов.

Основная часть

Анализ литературы показывает, что в настоящее время со стороны исследователей и разработчиков отмечен высокий интерес, направленный на новые технологии радиотехники и средств связи, а именно - беспроводные сети пятого поколения или 5G. Такие сети обеспечивают более высокую пропускную способность, чем существующие стандарты, что обеспечивает более высокую плотность пользователей мобильной широкополосной связи в каждой области и поддерживают сверхнадежную связь между устройствами. В перспективе, беспроводные сети пятого поколения смогут обрабатывать в 1000 раз больше подключенных устройств, которые существуют сегодня. 5G будет намного быстрее, чем современные сети. Переход к 5G является естественным ходом, поскольку более высокие скорости передачи данных и высокая плотность подключенных устройств на единицу площади являются требованием стандарта связи следующего поколения.

Следует заметить, что количество антенных устройств (АУ), используемых в современных технологиях с несколькими входами и выходами (ММО), растет в геометрической прогрессии, и ожидается, что в ближайшем времени достигнет 64 или даже 128 миниатюризированных антенн. АУ таких систем предполагается изготавливать из функциональных композиционных материалов, характеристики которых зависят не только от частоты сигнала, но и от внешних воздействий, в частности от температуры. Наличие широкополосной и устойчивой к внешним помехам аппаратуры радиосвязи является неотъемлемым требованием современной мировой телекоммуникационной индустрии.

Секция 1 «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

Дальность работы такой аппаратуры ограничена мощностью передатчика, чувствительностью приемника, радиогоризонтом, а также местными препятствиями. Это в свою очередь накладывает дополнительные требования к уровню мощности принимаемого сигнала. Один из вариантов технического решения для выполнения требований широкополосности и устойчивости к внешним помехам является применение широкополосных согласующих устройств. Задачей таких устройств является обеспечение передачи ослабленного в среде распространения сигнала от антенны к входу тракта усиления и обработки в требуемой полосе (полосах) частот с наименьшим затуханием. Все это увеличивает спрос на качественное решение задачи согласования перспективных радиотехнических устройств не только во всем рабочем диапазоне частот, но и в условиях внешних воздействий.

Одной из основных проблем качественного решения задачи согласования широкополосных РТУ заключается в отсутствии возможности учета нестабильности импедансных характеристик, вызванной различными дестабилизирующими факторами изменения условий эксплуатации (температура, влажность, механические и электромагнитные воздействия), это ярко выражено на подвижных объектах. Особенно это наблюдается в системах, нагрузкой которых являются антенные устройства (АУ), их импеданс зависит не только от частоты излучаемого сигнала, но и от условий эксплуатации (сезонных и климатических изменений). В связи с этим возникает необходимость в разработке программно-измерительного комплекса контроля уровня согласования, позволяющий обеспечить постоянный контроль требуемых характеристик РТУ при изменении импеданса нагрузки.

Таким образом, весьма перспективным оказывается разработка методов математического моделирования, позволяющих провести анализ и оценку уровня согласования радиотехнических трактов как следствие оценку характеристик радиотехнических устройств, как на этапе проектирования, так и во время эксплуатации.

Для решения подобных задач спроектирован программно-измерительный комплекс контроля согласования широкополосных радиотехнических трактов. Он состоит из устройства измерения в виде векторного анализатора NANO-VNA, вычислительного устройства, специального программного обеспечения «Прометей», устройства вывода информации для визуального восприятия пользователем.

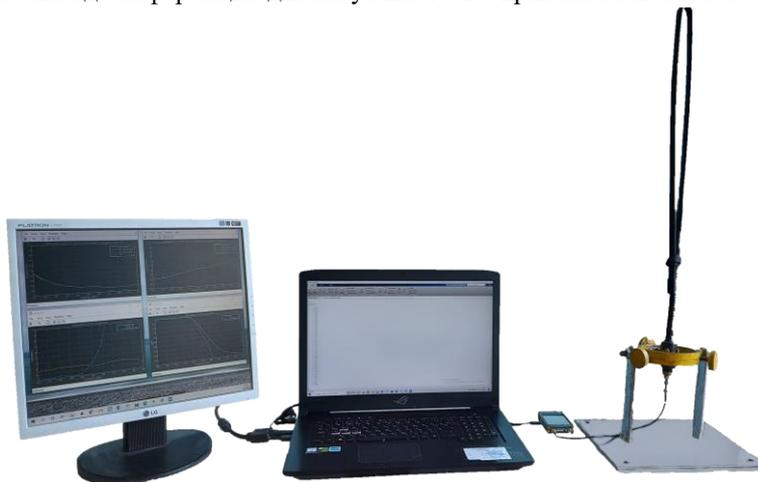


Рис. 1. Специализированный экспериментальный комплекс расчета и контроля функционирования согласующих устройств в РТС

Экспериментальный комплекс позволяет контролировать изменение уровня передачи мощности между трактами РТС, вызванных разбросом значений номиналов элементов цепи и вариаций импеданса нагрузки, а также рассчитывать параметры согласующего устройства по заданному критерию в реальном масштабе времени, что обеспечивает устойчивую работу РТС в условиях изменяющегося импеданса нагрузки.

Заключение

Анализ теории широкополосного согласования в радиотехнической системе, является существенно важным прикладным вопросом, а результаты подобных исследований могут использоваться при разработке современных РТС. Современные методы широкополосного согласования, методология автоматического управления и моделирования позволили создать современный комплекс расчета и контроля функционирования согласующих устройств в РТС.

Список использованных источников

1. Янцевич, М. А. Преимущества подхода решения задач широкополосного согласования с использованием модифицированных аппроксимирующих функций / М. А. Янцевич, П. В. Бойкачев, И. А. Дубовик // Проблемы инфокоммуникаций. – 2018. – № 2. – С. 76–83.

КРИТЕРИЙ ЗАЩИТЫ ОТ ПОМЕХ ЗЕМНЫХ СТАНЦИЙ ДИАПАЗОНА С ПРИ НЕПРЕДНАМЕРЕННОМ ПОМЕХОВОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ОТ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СЕТИ СВЯЗИ ИМТ-2020 (5G)

СО ТИХА¹, ТО ЛВИН ХТУН²

Белорусский государственный университет информатики радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: tixa2435@gmail.com

Аннотация. Определен допустимый уровень напряженности электромагнитного поля непреднамеренных помех, создаваемых базовыми станциями сетей связи ИМТ 2020, обеспечивающий беспомеховую работу приемных средств земных станций фиксированной спутниковой связи диапазона С.

Abstract. The permissible level of the electromagnetic field strength of unintended interference created by the base stations of the IMT 2020 communication networks has been determined, which ensures the interference-free operation of receiving facilities of earth stations of fixed satellite communications in the C band.

Введение

Полоса радиочастот 3400-3800 МГц определена как наиболее перспективная для внедрения сетей Международной подвижной службы (ИМТ-2020). В соответствии с Регламентом Радиосвязи (в редакции 2024 года, вступает в силу 01 января 2025 года) полоса радиочастот 3400-3800 МГц распределена фиксированной, фиксированной спутниковой (космос-Земля), подвижной, за исключением воздушной подвижной, службам на первичной основе. Работа радиоэлектронных средств в совмещенной полосе частот требует проведения ряда мероприятий, исключающих создания непреднамеренных помех. Данная работа направлена на нахождения критериев недопустимых помех для земных станций фиксированной спутниковой службы.

Степень помехового влияния на земные и космические станции систем связи с использованием геостационарной орбиты определяется степенью деградации эквивалентной шумовой температуры [1-6]. Допустимая деградация эквивалентной шумовой температуры зависит от типа службы, создающей помеховое воздействие [6]. При этом, для полной совокупности помех допустимая деградация составляет 32% или 27% эквивалентного шума в условиях чистого неба. Такое распределение соответствует ухудшению отношения сигнала к тепловому шуму примерно на 1,2 дБ или 1,0 дБ у систем, испытывающих воздействие помех, не применяющих и применяющих повторное использование частот, соответственно. Вклад в совокупную деградацию эквивалентной шумовой температуры в зависимости от типа службы, создающей помеховое воздействие определяется следующим образом:

- помехи от систем фиксированной спутниковой службы, включая негеостационарные системы фиксированной спутниковой службы, могут составлять 25% от системного шума [2, 7];
- помехи от систем фиксированной службы и других служб, которым полосы распределены на первичной основе, могут составлять 6% от системного шума в условиях чистого неба;
- помехи от других источников могут составлять 1% от системного шума в условиях чистого неба.

Таким образом, допустимая деградация эквивалентной шумовой температуры в случае помех от сухопутной подвижной службы составляет не более 6%.

$$\frac{\Delta T}{T_{ш}} = 0,06,$$

где ΔT – деградация эквивалентной шумовой температуры; $T_{ш}$ – эквивалентная шумовая температура приемной системы земной станции.

Эквивалентная шумовая температура приемной системы земной станции определяется множеством факторов: шумовой температурой тепловых шумов, шумовой температурой приемной антенны, шумовой температурой радиочастотной линии передачи между антенной и усилителем высокой частоты, шумовой температурой усилителя высокой частоты и его коэффициента усиления, шумовой температурой первого преобразователя частоты.

Для получения упрощенной оценки эквивалентной шумовой температуры приемной системы (своеобразной нижней границы) исключим из рассмотрения шумы линии передачи между антенной и усилителем высокой частоты и шумы первого преобразователя частоты, тогда эквивалентную шумовую температуру приемной системы земной станции можно записать следующим образом:

$$T_{\text{ш}} = 290 + T_A + T_{\text{LNA}},$$

где 290 – стандартная температура тепловых шумов, К:

T_A – шумовая температура приемной антенны (для С диапазона около 10К);

T_{LNA} – шумовая температура малошумящего усилителя высокой частоты или преобразователя частоты, К (20К).

В соответствии с выше изложенным, допустимая деградация эквивалентной температуры (К) составляет:

$$\Delta T = 0.06(290 + 10 + 20) \cong 19$$

Спектральную плотность шума (Дж) на выходе приемной антенны, дополнительно создаваемую предельно допустимым помеховым воздействием можно определить как:

$$N = k \times \Delta T = 1.38 \times 10^{-23} \times 19 = 2,65 \times 10^{-22}$$

Следовательно, предельный уровень мощности допустимой помехи на выходе приемной антенны в полосе частот 5 МГц составляет;

$$P_I = N \times 5 \times 10^6 = 2,65 \times 10^{-22} \times 5 \times 10^6 \cong 1,33 \times 10^{-15} \text{ Вт или минус } 119 \text{ дБм.}$$

Соответственно в единицах напряженности электрического поля для случая помехового воздействия в пределах главного луча ($\pm 2^\circ$) диаграммы направленности приемной антенны земной станции:

$$E_I = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{S}} = \sqrt{\frac{120\pi P_I}{\pi R^2}} = \sqrt{\frac{120 \times 3.14 \times 1,33 \times 10^{-15}}{3,14 \times (0,6)^2}} = 0,66, \text{ мкВ/м или минус } 3,6$$

дБмкВ/м - для земной Аурига 1,2В

где S и R – площадь апертуры и радиус апертуры приемной антенны, м² и м, соответственно (R=1.25 и 0,6 м);

Распространим полученные значения допустимой напряженности электромагнитного поля помех в месте расположения земной станции на случай вне осевых углов главного лепестка, лежащих вне диапазона $\pm 2^\circ$. Для этого воспользуемся эталонной диаграммой земных станций [8].

$$G(\varphi) = \begin{cases} 32 - 25 \lg(\varphi), & 2.5 \leq \varphi < 48 \\ -10, & 48 \leq \varphi < 180 \end{cases}$$

В соответствии с эталонной диаграммой направленности для осевых углов, лежащих вне диапазона $\pm 2^\circ$ допустимая напряженность электромагнитного поля может быть скорректирована следующим образом:

$$E_i(\varphi) = E_I - (G(\varphi) - G_a),$$

где G_a – коэффициент усиления приемной антенны земной станции (33 дБи).

На рисунке приведена зависимость допустимой напряженности поля помех, создаваемых в месте расположения земной станции.

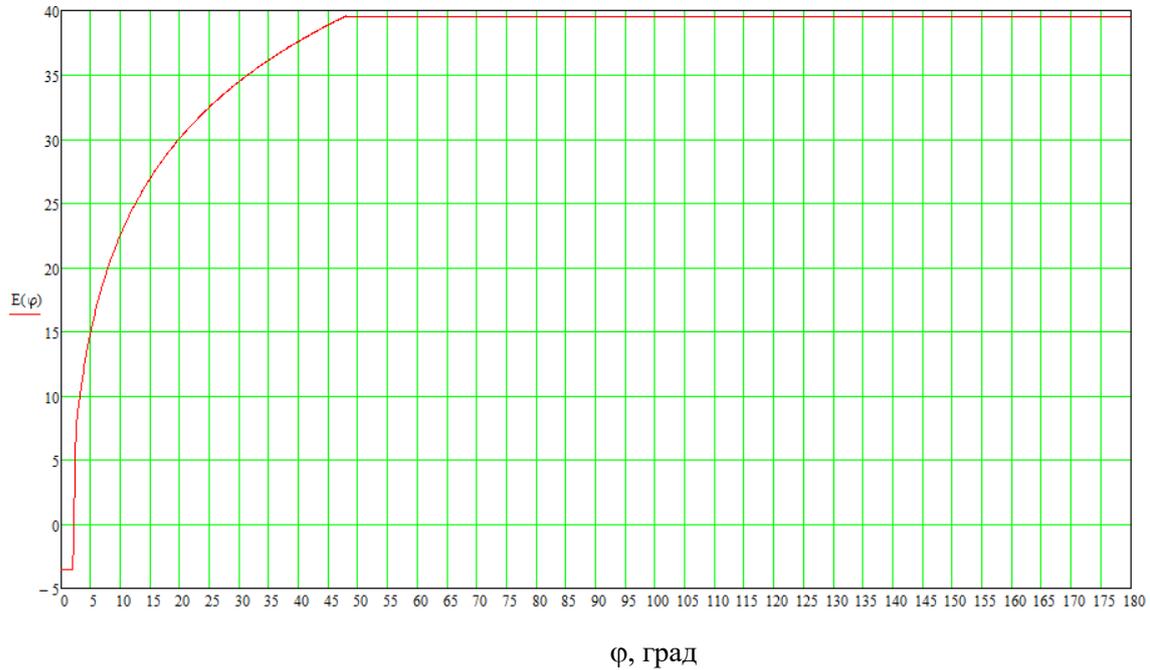


Рис. 1. Допустимая напряженность поля помех для земной станции

Заключение

Полученные результаты могут быть использованы для определения условий беспомеховой работы приемных устройств земной станции фиксированной спутниковой службы С диапазона в условиях развития средств связи сухопутной подвижной службы IMT2020 (NR, 5G).

Список использованных источников

1. RECOMMENDATION ITU-R S.735-1*Maximum permissible levels of interference in a geostationary-satellite network for an Appendix S8 of the Radio Regulations (RR)
2. RECOMMENDATION ITU-R S.735-1*Maximum permissible levels of interference in a geostationary-satellite network for an HRDP when forming part of the ISDN in the fixed-satellite service caused by other networks of this service below 15 GHz
3. RECOMMENDATION ITU-R S.738*Procedure for determining if coordination is required between geostationary-satellite networks sharing the same frequency bands
4. RECOMMENDATION ITU-R S.739*Additional methods for determining if detailed coordination is necessary between geostationary-satellite networks in the fixed-satellite service sharing the same frequency bands
5. RECOMMENDATION ITU-R S.740*Technical coordination methods for fixed-satellite networks
6. RECOMMENDATION ITU-R S.1432-1 Apportionment of the allowable error performance degradations to fixed-satellite service (FSS) hypothetical reference digital paths arising from time invariant interfere/
7. RECOMMENDATION ITU-R S.1323-2 Maximum permissible levels of interference in a satellite network (GSO/FSS; non-GSO/FSS; non-GSO/MSS feeder links)* in the fixed-satellite service caused by other codirectional FSS networks below 30 GHz
8. RECOMMENDATION ITU-R S.465-6 Reference radiation pattern of earth station antennas in the fixed-satellite service for use in coordination and interference assessment in the frequency range from 2 to 31 GHz

МАЛОГАБАРИТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ПЕЛЕНГАЦИИ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

А. Л. МАТЮШКОВ¹, Е. Н. КАЛЕНКОВИЧ¹, Н. А. ТИТОВИЧ¹, А. А. ЖУК¹

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: titovich@bsuir.by

Аннотация. В работе приводятся результаты расчетов и практической реализации пирамидальной рупорной антенны для малогабаритного пеленгатора С-диапазона.

Abstract. The paper presents the results of calculations and practical implementation of a pyramidal horn antenna for a small-sized C-band direction finder.

Введение

В настоящее время одной из актуальных задач является разработка систем обнаружения и пеленгации источников радиоизлучений С-диапазона, в том числе малогабаритных, предназначенных для установки на беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Основными требованиями, предъявляемыми к антеннам для такого рода систем, являются обеспечение заданной ширины основного лепестка диаграммы направленности, коэффициента усиления, небольшие габариты и вес конструкции. В работе представлены результаты расчетов и практической реализации пирамидальной рупорной антенны.

Основная часть

Для обнаружения источников радиоизлучений С-диапазона используют различные виды антенн. Одним из вариантов является использование рупорных пирамидальных антенн. Достоинством пирамидальной рупорной антенны является обеспечение работы в относительно широком частотном диапазоне [1]. На рисунке 1 показана модель пирамидальной рупорной антенны, выполненная в среде моделирования Antenna Magus.

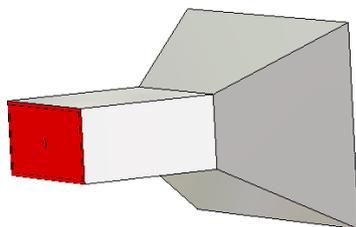


Рис.1. Модель пирамидальной рупорной антенны

На рисунках 2 и 3 представлены результаты расчетов диаграммы направленности в двух плоскостях для данной модели антенны.

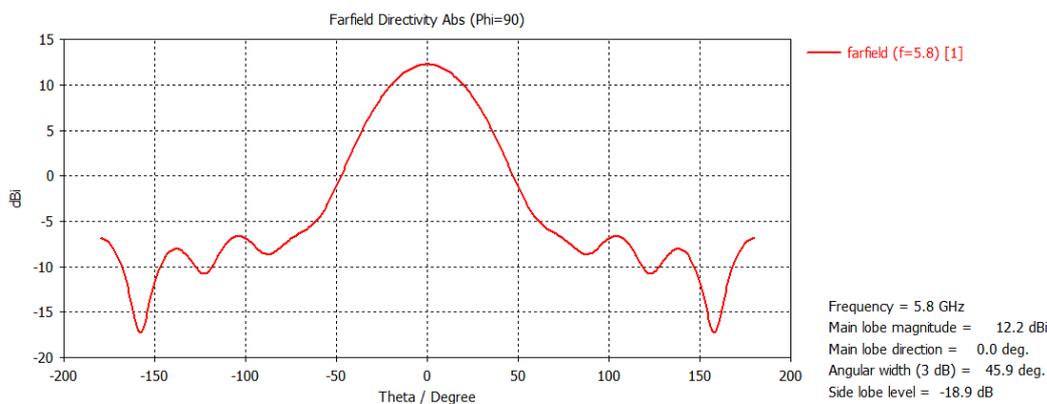


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости
Секция 1 «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

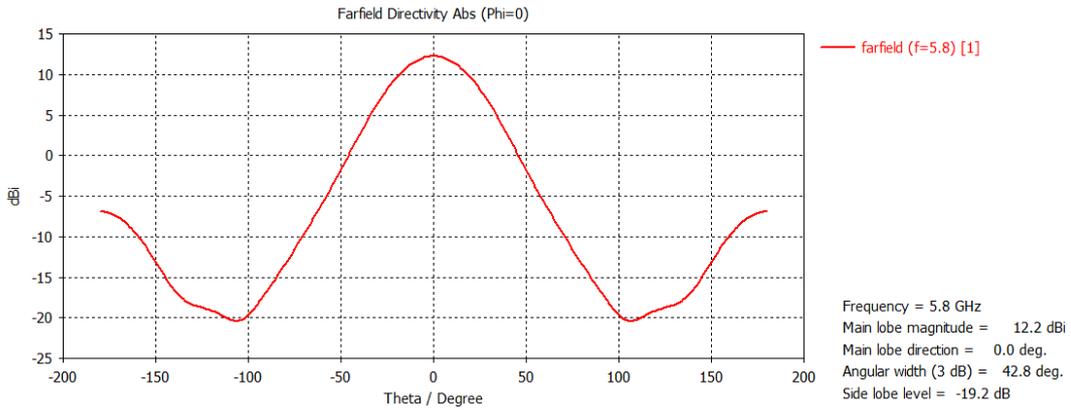
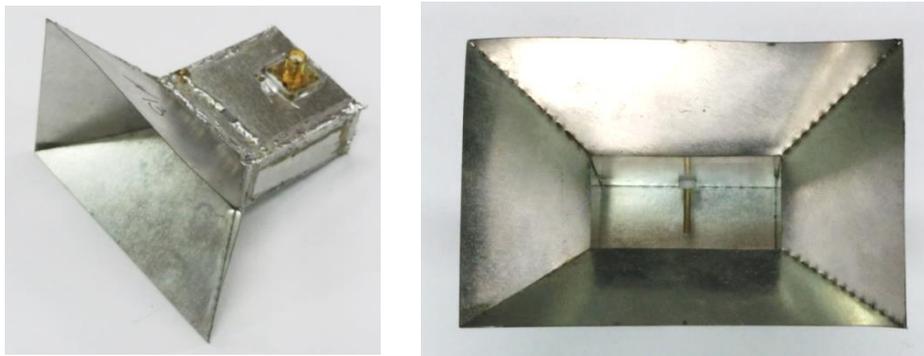


Рис. 3. Диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости

Как видно из графиков, антенна обеспечивает ширину основного лепестка диаграммы направленности по уровню минус 3 дБ $45,9^\circ$ в азимутальной плоскости и $42,8^\circ$ в вертикальной.

Для практической реализации были изготовлены экспериментальные образцы антенн, внешний вид практической конструкции показан на рисунках 4а и 4б. Габаритные размеры антенны были оптимизированы по методике, изложенной в [2].



а

б

Рис. 4. Внешний вид одного из экспериментальных образцов антенн

Антенны изготовлены из луженой жести толщиной 0,2 мм и имеют небольшой вес, что актуально для использования в БПЛА.

Для пяти изготовленных экспериментальных образцов были получены нормированные диаграммы направленности в горизонтальной плоскости на рабочей частоте 5,8 ГГц, которые показаны на рисунке 5.

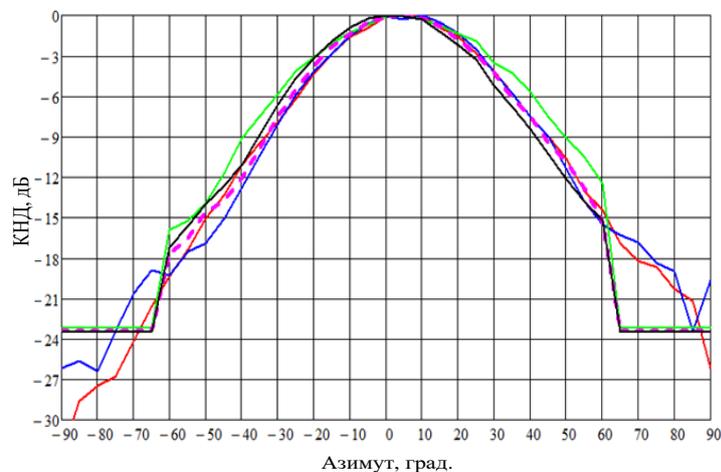


Рис. 5. Нормированные диаграммы направленности экспериментальных антенн в горизонтальной плоскости

На данной диаграмме для образцов 3, 4 и 5 нормированная диаграмма направленности снималась в диапазоне углов от минус 60° до плюс 60° относительно максимума. Как видно из представленных графиков, ширина основного лепестка диаграммы составляет приблизительно 45-50°, что согласуется с данными теоретических расчетов. Кроме этого, образцы антенн имеют удовлетворительную повторяемость характеристик. В таблице 1 приведено значение коэффициента усиления антенн для экспериментальных образцов.

Таблица 1. Коэффициент усиления антенн

Номер экспериментального образца	Коэффициент усиления, дБ
1	10,4
2	11,3
3	14,9
4	11,1
5	11,2

На рисунке 6 приведена диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости для экспериментального образца № 1.

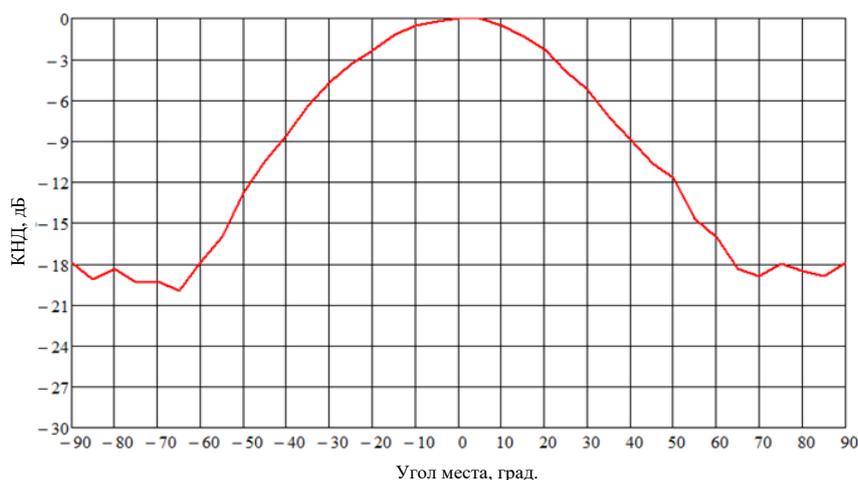


Рис. 6. Нормированная диаграмма направленности экспериментальной антенны № 1 в вертикальной плоскости.

Характеристики практической конструкции антенны также согласуются с теоретическими расчетами.

Заключение

В ходе теоретических расчетов и моделирования была разработана пирамидальная рупорная антенна для обнаружителя радиосигналов С-диапазона. Результаты практического изготовления экспериментальных образцов антенн подтвердили результаты расчетов и моделирования и показали относительно удовлетворительную повторяемость характеристик. Данную антенну в составе антенной решетки можно использовать в аппаратуре обнаружения радиосигналов, устанавливаемую на борту БПЛА.

Список использованных источников

1. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д. И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М. : Радиотехника, 2006. – 376 с.
2. Наумов, Н. Д. Оптимизированный метод расчета рупорной антенны // Н. Д. Наумов // Успехи прикладной физики. – 2017. – Т.5. – № 5. – С. 508-513.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА УСТРОЙСТВА ДИНАМИЧЕСКОГО СОГЛАСОВАНИЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА И АНТЕННЫ РАДИОЛОКАТОРА С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Д. Н. ПОНЕДЬКО, А. М. КИЕВСКИЙ, С. В. КОЗЛОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: dima333909@gmail.com

Аннотация. Предложена методика расчета устройства и согласующих цепей при динамическом согласовании приемно-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией.

Abstract. A methodology for calculating the dynamic matching system of the transceiver path and antenna in a continuous wave and frequency-modulated radar system is proposed.

Введение

В [1] приведен способ динамического согласования приемно-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным частотно-модулированным излучением. Способ основан на идее согласования для «текущей» частоты с учетом малого в сравнении с периодом повторения, времени задержки отраженного сигнала для типовых условий использования FMCW-радиолокатора. Технически согласование реализуется с использованием коммутируемых с помощью *p-i-n* диодов согласующих цепей для отдельных поддиапазонов частот.

Цель статьи – изложить методику расчета динамического согласования приемно-передающего тракта и антенны для FMCW-радиолокатора.

Методика расчета динамического согласования

На первом шаге необходимо выбрать подходящий тип антенны и определить ее габариты. Задаются несущая частота f_0 и девиация частоты Δf_M (ширина спектра зондирующего сигнала). С использованием САПР электродинамического моделирования (FEKO, CST Microwave Studio, Antenna Magnus, Antenna Designer пакета MatLab и др.) рассчитываются параметры антенны: зависимости импеданса $Z_a(f)$ антенны, коэффициент усиления антенны $G(f)$, коэффициента отражения $S_{11}(f)$, КСВ и так далее от частоты f в диапазоне частот $f_0 \pm \frac{\Delta f_M}{2}$. Расчет коэффициента отражения и КСВ ведется для стандартного значения волнового сопротивления 50 Ом. По результатам расчета определяется полоса частот Δf_a антенны по уровню КСВ < 2, то есть $|S_{11}| < |S_{11}|_{\max}$, где $|S_{11}|_{\max} = -10$ дБ – максимально допустимая величина модуля коэффициента отражения. Эта полоса частот является ориентиром для разделения на поддиапазоны.

На втором шаге общий диапазон разделяется на $N = \left\lceil \frac{\Delta f_M}{\Delta f_a} \right\rceil$ поддиапазонов и определяются границы поддиапазонов и центральные частоты $f_n, n = \overline{1, N}$ поддиапазонов. Первоначальное разделение выбирается равномерным, однако, в соответствии с опытом разработчика, может использоваться и неравномерное разделение. В частности, на участках с быстрым изменением активного и реактивного сопротивления антенны, поддиапазоны могут быть взяты более узкими, чем на участках, где указанные сопротивления изменяются более медленно.

На третьем шаге для каждого поддиапазона анализируются активные сопротивления приемно-передающего тракта и антенны на центральной частоте поддиапазона и выбирается вид Г-образной цепи для поддиапазонов. Выбор цепи зависит от активной части сопротивлений антенны и приемно-передающего тракта, схемы 1а и 1в подходят для случая, когда активное сопротивление антенны меньше сопротивления тракта, схемы 1б и 1г в противоположном случае.

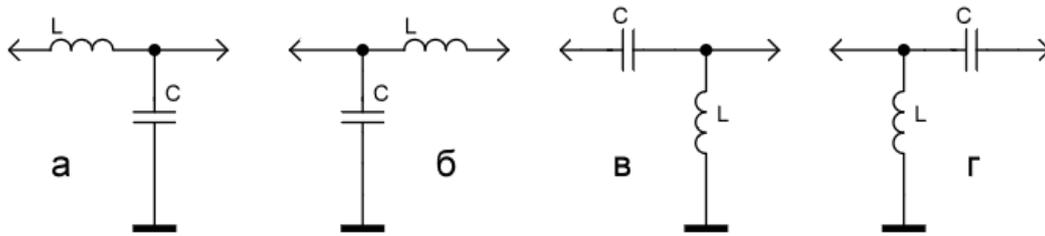


Рис. 1. Типы Г-образных согласующих цепей

Отметим, что схемы 1а и 1б являются более удобными при последовательном включении *p-i-n* диодов, так как ток управления *p-i-n* диода будет протекать через индуктивность *L* согласующей цепи. Базовый вариант параллельного включения согласующих цепей 1а и схемы 1б с использованием *p-i-n* диодов приведен на рисунке 2, где C_{p1}, C_{p2}, C_{p3} – разделительные конденсаторы; $L_{д1}, L_{д2}, L_{д3}$ – дроссели для подачи управляющего постоянного напряжения на диоды.

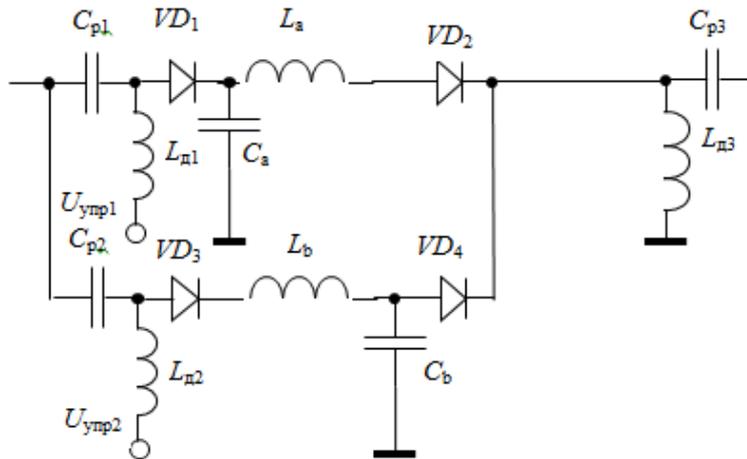


Рис. 2. Базовый вариант параллельного включения согласующих цепей

На четвертом шаге необходимо используя приведенные ниже формулы [3] получить значения элементов цепей согласования для каждого поддиапазона (формулы даны для схем а и б, для остальных схем можно найти в [3]).

Сначала необходимо найти активную проводимость антенны:

$$G_H = \frac{R_H}{R_H^2 + X_H^2},$$

$$B_H = -\frac{X_H}{R_H^2 + X_H^2},$$

где R_H – активное сопротивление антенны, X_H – реактивное сопротивление антенны.

Далее находим коэффициенты:

$$A = \sqrt{\frac{G_H}{R_0} - G_H^2},$$

$$B = \sqrt{R_H(R_0 - R_H)} - X_H,$$

где R_0 – активное сопротивление приемно-передающего тракта.

Имея коэффициенты *A* и *B* можно найти индуктивность и емкость согласования:

$$L_a = \frac{A}{2\pi f(G_H^2 + A^2)},$$

$$C_a = \frac{A - B_H}{2\pi f},$$

$$L_b = \frac{B}{2\pi f},$$

$$C_b = \frac{B + X_H}{2\pi f(R_H^2 + (B + X_H)^2)},$$

где f – центральная частота поддиапазона.

Далее рассчитывается зависимость коэффициента отражения для поддиапазона от частоты:

$$|S_{11}(f)| = \left| \frac{Z(f) - Z_{ист}(f)}{Z(f) + Z_{ист}(f)} \right|,$$

где $Z_{ист}(f)$ - импеданс источника; $Z(f)$ - импеданс согласующей цепи вместе с импедансом антенны:

$$Z(f) = j2\pi fL_a + \frac{Z_a(f) \frac{1}{j2\pi fC_a}}{Z_a(f) + \frac{1}{j2\pi fC_a}} - \text{для схемы 1a};$$

$$Z(f) = \frac{1}{j2\pi fC_b} + \frac{Z_a(f) \cdot j2\pi fL_b}{Z_a(f) + j2\pi fL_b} - \text{для схемы 1б}.$$

Результаты расчетов $|S_{11}(f)|$ отображаются на общем для всего диапазона частот графике.

На пятом шаге необходимо проанализировать полученный на четвертом шаге график $|S_{11}(f)|$: если желаемый коэффициент отражения не был достигнут на всем диапазоне $|S_{11}(f)| < |S_{11}|_{\max}, \forall f \in \left[f_0 - \frac{\Delta f_M}{2}, f_0 + \frac{\Delta f_M}{2} \right]$ то нужно: увеличить число поддиапазонов, если

коэффициент отражения велик на большей части диапазона; сделать поддиапазон неравными, меньше там, где хуже коэффициент отражения, если уровень отражений неудовлетворителен, например, только на участке с меньшими частотами. Если необходимы какие-либо изменения в поддиапазоны, то необходимо вернуться к шагу 3.

На шестом, заключительном шаге после получения необходимого коэффициента отражения на всем диапазоне необходимо подобрать элементы, которые будут обеспечивать последовательное переключение схем согласования в нужные моменты времени.

Выбор p - i - n диодов определяется из сопротивлением в открытом и закрытом состоянии и уровнем мощности проходящего СВЧ-сигнала.

Выбор дросселя определяется пренебрежимо малым влиянием на цепи прохождения высокочастотных сигналов и малости постоянной времени цепи, состоящей из дросселя, источника питания и внутреннего сопротивления диода в открытом состоянии в сравнении с временем работы согласующей цепи в пределах одного частотного поддиапазона:

$$2\pi(f_0 - \frac{\Delta f_M}{2})L_d > 2...3 \text{ кОм}; \frac{L_d}{R_{упр} + R_d} \ll \frac{T_r}{N},$$

где $R_{упр}, R_d$ - внутреннее сопротивление источника управляющего напряжения для диодов и внутреннее сопротивление диода, соответственно. При расчете необходимо учитывать наличие двух последовательно включенных диодов и дросселей.

Пример использования методики

Изложенная методика была использована для согласования многослойной микрополосковой антенны (PSB-антенна) в диапазоне частот 5...6 ГГц (рис. 3).

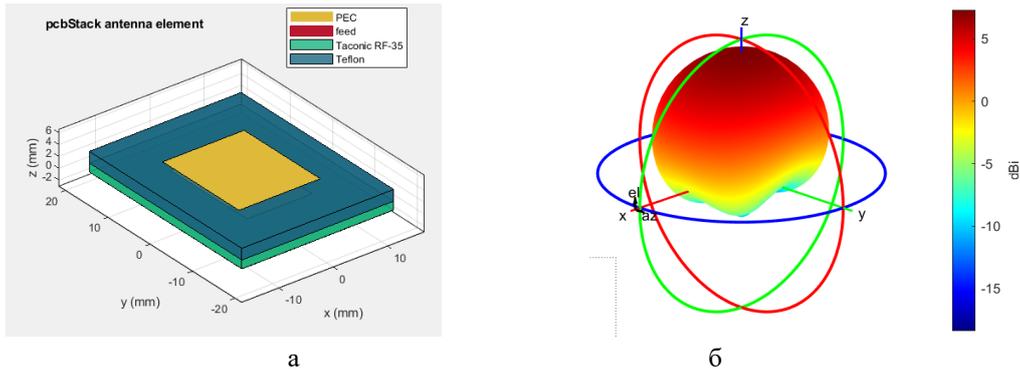


Рис. 3. Конструкция антенны (а) и ее диаграмма направленности (б)

Импеданс этой антенны и результат ее согласования на центральной частоте приведен на рисунке 4, а модуль коэффициента отражения при использовании способа динамического согласования – на рисунке 5.

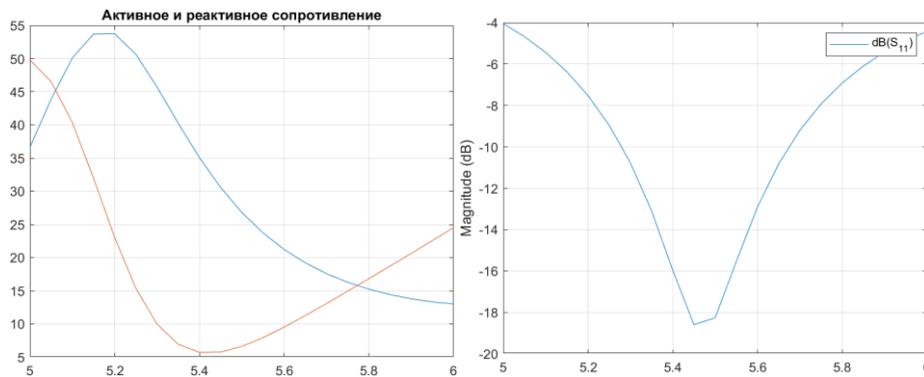


Рис. 4. Импеданс антенны (а) и модуль коэффициента отражения при согласовании на центральной частоте(б)

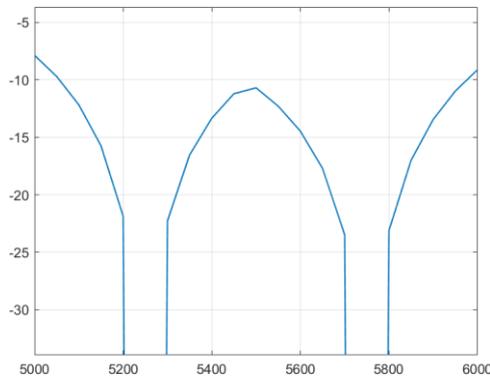


Рис. 5. Зависимость модуля коэффициента отражения от частоты при использовании динамического согласования

Исходная полоса частот антенны при согласовании на частоте 5,5 ГГц составила около 350 МГц. При динамическом согласовании потребовалось две согласующие цепи (2 поддиапазона) с центральными частотами 5,25 ГГц и 5,75 ГГц при полосе рабочих частот 900 МГц.

Список использованных источников

1. Киевский А.М. Способ динамического согласования приемо-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, С.В. Козлов // в наст. сборнике.
2. Гусев Б.В., Лагунов Е.В., Шабунин С.Н. Фильтрация сигналов и согласование нагрузок. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2022.
3. Ренди, Риа. Инь и Янь в вопросах согласования каналов передачи, часть 1 // Электронные компоненты, №4, 2008. – С. 116-119.

МОБИЛЬНОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК МЕТОДОМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

В. В. КИЗИМЕНКО, Н. М. НАУМОВИЧ

Центр 1.6 НИЧ БГУИР
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kizimenko_v@mail.ru

Аннотация. Приложение предназначено для расчета основных характеристик микрополосковых антенных решеток с помощью метода интегральных уравнений. Разработанное приложение позволяет рассчитать диаграмму направленности, импеданс, коэффициент усиления и направленного действия и- помогает в анализе и оптимизации параметров микрополосковых антенных решеток в режиме реального времени.

Abstract. The application is designed to calculate the main characteristics of microstrip antenna arrays using the integral equation method. The developed application allows you to calculate the radiation pattern, impedance, gain and directional action and helps in analyzing and optimizing the parameters of microstrip antenna arrays in real time.

Введение

Микрополосковые антенны широко используются в системах мобильной, спутниковой связи и радиолокации благодаря их компактным размерам, простоте интеграции с печатными платами и технологичности изготовления. Такие антенны состоят из излучающего проводящего слоя, расположенного на диэлектрической подложке и слоя экрана. Излучатель может иметь различную форму, например, прямоугольную, круглую или даже сложной геометрии, в зависимости от требований к конструкции. Микрополосковые антенные решетки состоят из нескольких отдельных излучателей и обычно используются для улучшения характеристик антенных систем, обеспечивая более высокий коэффициент усиления, направленность и возможность управления лучом.

Моделирование характеристик этих антенных решеток является важным шагом в проектировании антенн. Одним из распространенных подходов к решению электромагнитных задач в теории антенн является метод интегральных уравнений (ИУ), который позволяет анализировать излучение и рассеяние антеннами, особенно при необходимости рассмотрения взаимодействия между несколькими излучателями и окружающей средой [1]. Метод ИЕ особенно полезен для микрополосковых антенн, поскольку он позволяет учитывать влияние материалов подложки, расстояния между излучателями и других факторов, влияющих на производительность антенных решеток [2-3].

В этой статье описаны результаты разработки мобильного Telegram MiniApp приложения с использованием языка Python, которое позволяет моделировать характеристики микрополосковых антенных решеток с использованием метода интегральных уравнений. MiniApp служит интерактивным инструментом, в котором пользователи могут вводить различные параметры, связанные с антенной решеткой, и получать подробную информацию о ее производительности. С помощью этого приложения пользователи могут рассчитывать диаграммы направленности, импеданс, направленность и другие важные характеристики антенной решетки на основе задаваемых входных параметров.

Микрополосковые антенны и решетки

Микрополосковая антенна состоит из металлической проводящей пластины, диэлектрической подложки и заземляющей плоскости. Излучающая пластина представляет собой тонкий слой металла, вытравливаемый на верхней поверхности диэлектрической подложки. Заземляющая плоскость находится под подложкой. Конструкция антенны разработана для излучения электромагнитных волн при подаче на пластину радиочастотного сигнала. Эффективность антенны зависит от нескольких ключевых факторов, включая размер и форму пластины, диэлектрические свойства подложки и рабочую частоту.

Одним из основных преимуществ микрополосковых антенн является их низкий профиль, что делает их пригодными для интеграции в компактные устройства, такие как мобильные телефоны, и спутниковые системы. Микрополосковые решетки, которые состоят из нескольких отдельных микрополосковых антенн, расположенных в узлах сетки, могут обеспечить улучшенную производительность по сравнению с одноэлементными антеннами. Расположение элементов, расстояние между ними и размер отдельных элементов влияют на диаграмму направленности решетки, усиление и направленность.

Для нахождения основных характеристик микрополосковых антенных решеток может применяться Метод интегральных уравнений (ИУ) — численный метод, используемый для решения уравнений Максвелла

для задач антенн. Этот метод представляет электромагнитные поля в виде интегралов по поверхности антенны, которые можно решить численно. Для микрополосковых антенных решеток метод ИУ помогает моделировать взаимодействие между различными излучателями, учитывать связь между элементами и анализировать общую производительность решеток.

Разработка мобильного приложения

Целью разработки приложения явилось создание интуитивно понятного интерфейса для пользователей для моделирования микрополосковых антенных решеток путем ввода набора основных параметров. Эти параметры могут включать:

- Размер отдельных микрополосковых излучателей - пользователи смогут указать размеры (длину и ширину) прямоугольных излучающих элементов.
- Количество излучателей в направлениях X и Y - приложение позволит пользователям указать, сколько элементов находится в решетке вдоль осей X и Y, что влияет на общий размер и конфигурацию решетки;
- Расстояние между излучателями - пользователь может установить расстояние между соседними элементами в решетке. Расстояние влияет на связь между элементами и, следовательно, на общую диаграмму направленности и характеристики импеданса решетки;
- Параметры подложки: диэлектрические свойства материала подложки, включая ее относительную диэлектрическую проницаемость (диэлектрическую постоянную). Толщина подложки является еще одним важным параметром, который влияет на импеданс и полосу пропускания антенны;
- Рабочая частота является одним из основных параметров, который напрямую влияет на параметры антенны.

Приложение использует эти параметры в качестве входных данных и моделирует электромагнитное взаимодействие между элементами решетки с помощью метода интегральных уравнений. Решая данные уравнения, приложение автоматически рассчитывает ключевые характеристики антенны, такие как диаграмма направленности, импеданс, коэффициент усиления, направленность и ширина главного луча.

В дополнение к этим основным расчетам, приложение также позволит оптимизировать конструкцию решетки на основе требований пользователя. Например, пользователь может максимизировать направленность антенны, минимизируя ее размер, или он может найти определенное значение импеданса для согласования с линией передачи.

После того, как пользователь вводит требуемые параметры в интерфейс приложения, бэкэнд на основе Python обрабатывает эти входные данные и использует метод интегральных уравнений для вычисления характеристик антенны. Этот метод обычно включает дискретизацию поверхности антенны и окружающей среды на малые элементы. Затем эти элементы используются в интегральных уравнениях для представления электромагнитных полей. Численный решатель обрабатывает эти уравнения, используя такие методы, как метод моментов (MoM), для вычисления матрицы импеданса антенны, диаграммы направленности и других параметров.

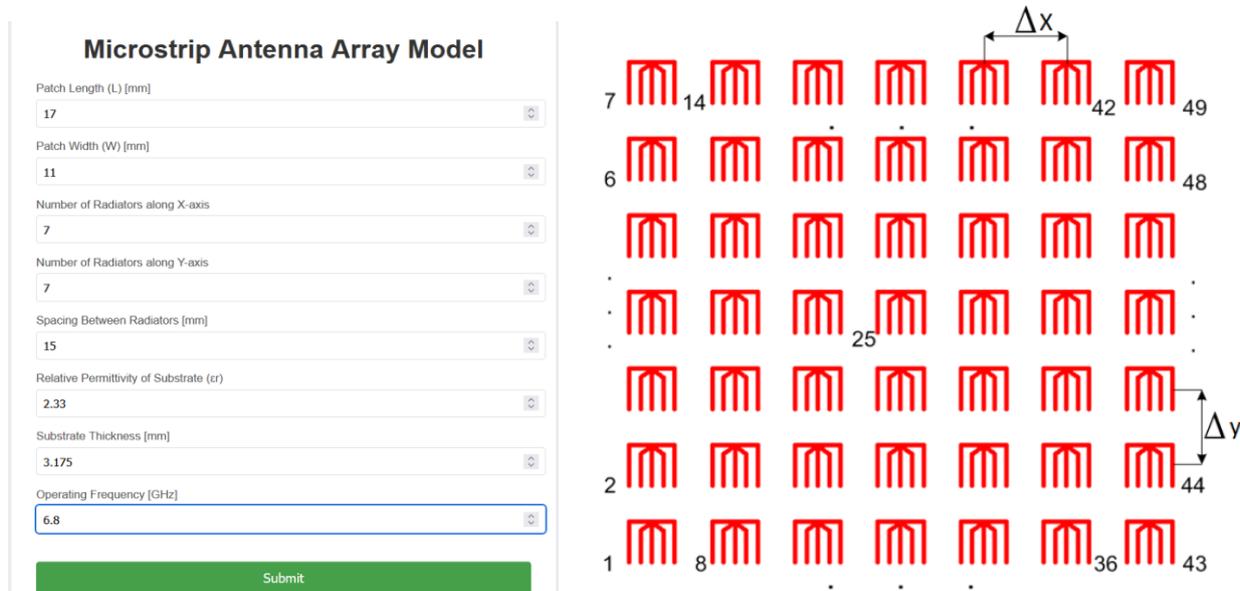


Рис. 1. Внешний вид интерфейса приложения и примера антенной решетки

Преимущества мобильного приложения для расчета характеристик антенных решеток

Ключевым преимуществом создания этого MiniApp в Telegram является доступность и простота использования. Пользователям не нужно загружать или устанавливать какое-либо специализированное программное обеспечение; они могут просто взаимодействовать с приложением на основе бота в самом Telegram. Процесс ввода параметров разработан так, чтобы быть интуитивно понятным, с четкими подсказками, направляющими пользователя по требуемым параметрам.

Кроме того, MiniApp позволит быстро создавать прототипы различных конструкций антенн. Пользователи могут экспериментировать с различными конфигурациями и быстро визуализировать влияние различных параметров на характеристики антенны. Это делает его ценным инструментом для инженеров, исследователей и студентов, изучающих микрополосковые антенны.

Используя научные библиотеки Python и API-интерфейс Telegram, MiniApp также можно легко интегрировать с внешними базами данных и инструментами, такими как библиотеки свойств материалов или онлайн-калькуляторы частот. Эта интеграция может стать полезной для пользователей, которые хотят включить реальные данные о материалах или сравнить характеристики своих конструкций с теоретическими или экспериментальными данными.

Заключение

Созданное MiniApp приложение для моделирования микрополосковых антенных решеток с использованием метода интегральных уравнений позволяет пользователям исследовать характеристики антенных решеток, экспериментировать с различными параметрами конструкции и получать ценную информацию о характеристиках и параметрах своих антенных систем. Этот инструмент будет особенно полезен для инженеров и исследователей, работающих в области проектирования антенн, а также для студентов, изучающих теорию микрополосковых антенн.

Используя это приложение, пользователи получают представление о ключевых факторах, влияющих на характеристики микрополосковых антенных решеток, таких как расстояние между элементами, свойства подложки и конфигурация решетки в целом. Более того, возможность взаимодействовать с этим инструментом моделирования напрямую через Telegram обеспечивает интуитивно понятный и удобный способ исследования и проектирования микрополосковых антенн. Метод интегральных уравнений, использованный в ядре приложения, предлагает эффективный способ моделирования и анализа антенных решеток.

Список использованных источников

1. Kizimenko V. and Ulanouski A., Thin printed dipole arrays simulation using integral equation method / Proceedings of International Conference on Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science, Lviv, Ukraine, 2012, pp. 181-181.
2. Kizimenko V., Ulanouski A., Mathematical model of the microstrip radiator based on thin-wire approximation of metal patch / 2015 International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kharkiv, Ukraine, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICATT.2015.7136798.
3. Kizimenko, V. Numerical modeling of multibeam microstrip antenna arrays for telecommunication systems using the integral equation method / V. V. Kizimenka, S. A. Karaneuski, N. M. Naumovich // Технологии передачи и обработки информации : материалы Международного научно-технического семинара, Минск, апрель 2024 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники; редкол.: В. Ю. Цветков [и др.]. – Минск, 2024. – С. 11–13.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПЕЧАТНЫХ АНТЕНН В МАТЛАБ

ПЬАЕ ПЬИО ВАЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: Phoew25@gmail.com

Аннотация. Приведена методика использования приложения *PSB Antenna Designer* пакета *MatLab* для оптимизации характеристик широкополосных печатных антенн. Приведены отдельные результаты расчета входного импеданса и других параметров микрополосковых многослойных широкополосных антенн от их конструктивных параметров.

Abstract. The increasing demand for high-performance communication systems necessitates the development of antennas that can operate efficiently across a wide frequency range. The methodology involves creating a mathematical model of broadband printed antennas, taking into account parameters such as substrate material, shape, and feed mechanisms. Through the application of optimization algorithms, specifically genetic algorithms and particle swarm optimization, we explore the impact of various design parameters on the antenna performance metrics including gain, bandwidth, and return loss. The results demonstrate significant improvements in antenna designs, achieving broad bandwidth and enhanced radiation characteristics. This work not only provides insights into the parameters influencing antenna performance but also serves as a practical guideline for antenna engineers seeking to optimize broadband printed antennas for modern applications.

Введение

Разработка широкополосных антенн является одним из важных направлений по реализации перспективных средств и систем радиолокации и радиосвязи с повышенными информационными возможностями и пропускной способностью.

В современных радиоэлектронных средствах широко используются микрополосковые антенны (МПА), которые также называются патч-антеннами или печатными антеннами. Такие антенны технологичны, имеют хорошую повторяемость параметров, высокую механическую прочность, малую массу и габариты (толщину). Согласование таких антенн с передающим или приемным трактом осуществляется за счет выбора точки возбуждения, а также, при необходимости, при использовании согласующих цепей. Однако, полоса частот МПА, как правило, редко превышает 10% при типовом значении 3...5% [1-3]. Это не соответствует современным требованиям.

Для расширения диапазона рабочих частот могут быть использованы многослойные или многорезонаторные МПА [3-5]. Моделирование и оптимизация параметров многослойных МПА может осуществляться с использованием различных САПР электродинамического моделирования, например, CST Microwave Studio, FEKO. Хорошие возможности для моделирования обеспечивает приложение *PSB Antenna Designer* пакета *MatLab*.

Цель статьи – анализ возможностей *PSB Antenna Designer* пакета *MatLab* по моделированию и оптимизации параметров широкополосных антенн на ряде практических примеров.

Варианты конструкции широкополосных многослойных печатных антенн

Идея широкополосных многослойных печатных антенн аналогична идее увеличения полосы частот и коэффициента прямоугольности фильтрующих цепей за счет использования двух и большего числа связанных колебательных контуров с регулировкой коэффициента связи между ними. Имея два колебательных контура с резонансными частотами f_{p1} и f_{p2} с полосами пропускания каждого Δf и регулируя коэффициент $K_{св}$ связи между ними можно увеличить полосу частот фильтрующей цепи (рисунок 1).

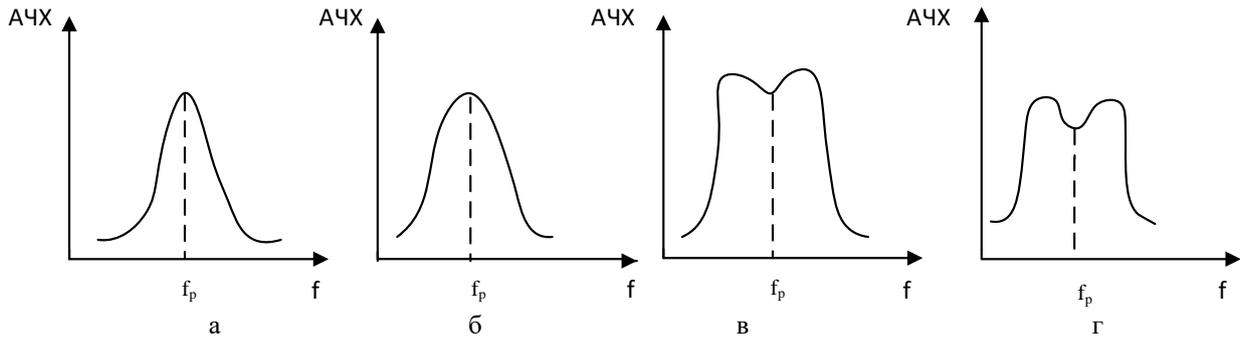


Рис. 1. Резонансные кривые связанных контуров при различных значениях коэффициента связи

При слабой связи (рисунок 1а) резонансная кривая имеет почти такой же вид, как в случае одиночного контура. При увеличении коэффициента связи резонансная кривая расширяется, а крутизна ее скатов увеличивается (рисунок 1б). При сильном увеличении связи резонансная кривая из одnogорбой переходит в двугорбую.

В литературе описаны два варианта конструкции многослойных МПА (рисунки 2 и 3).

Первый вариант (рисунок 2) включает активный резонатор с длиной и шириной L_1, W_1 и пассивный резонатор с длиной и шириной L_2, W_2 . Слой диэлектрика между металлическим основанием и подложкой имеет толщину h_1 и диэлектрическую проницаемость ϵ_1 . Пассивный резонатор помещен над активным через диэлектрический слой с толщиной h_2 и диэлектрической проницаемостью ϵ_2 . Питание активного резонатора осуществляется со стороны металлической подложки через коаксиальный зонд (короткий стержень), который расположен на расстоянии $L_{\text{П}}$ по средней линии активного резонатора от центра. Импеданс такой антенны будет являться функцией всех указанных параметров:

$$Z = F_1(L_1, W_1, h_1, \epsilon_1, L_2, W_2, h_2, \epsilon_2, L_{\text{П}}, f). \quad (1)$$

Достоинством данного варианта является простота конструкции. Недостаток данного варианта заключается в сложности регулировки коэффициента связи между активным и пассивным резонатором. Эта связь при небольшой толщине h_2 , как правило, «сильная», а увеличение толщины h_2 ухудшает конструктивные параметры антенны.

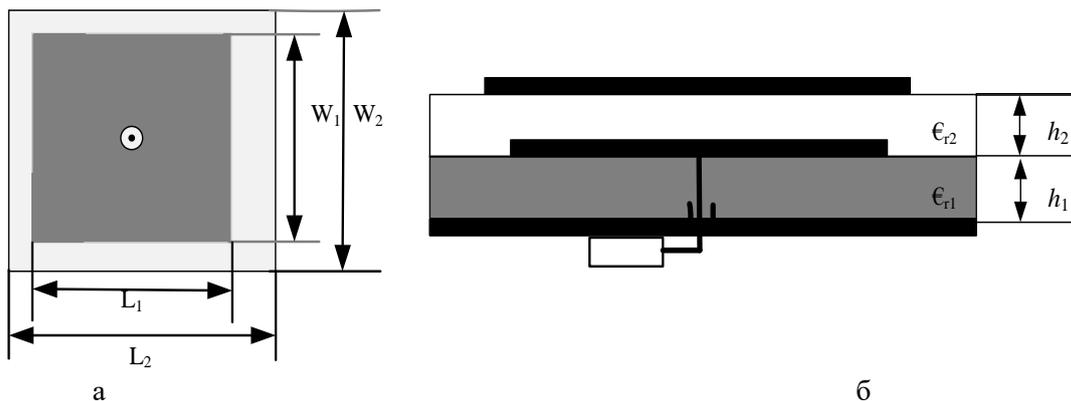


Рис. 2. Конструкция многослойной МПА с одним пассивным резонатором

Во втором варианте пассивный резонатор представляет собой антенную решетку из четырех резонаторов (рисунок 3). Изменяя расстояние между центрами активного и пассивных резонаторов, можно регулировать коэффициент их перекрытия и коэффициент связи.

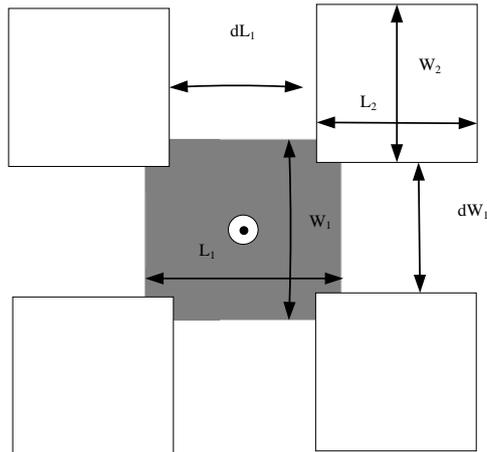


Рис. 3. Конструкция многослойной МПА с четырьмя пассивными резонаторами

Результаты моделирования для варианта многослойной МПА с одним пассивным резонатором

С использованием PSB Antenna Designer задаем параметры исходной однослойной МПА при $L_1 = 13$ мм; $W_1 = 18$ мм; $h_1 = 1,5$ мм; $\epsilon_1 = 3,5$. Для сохранения одинаковых условий с многослойными антеннами дополнительно при моделировании был задан верхний диэлектрический слой из тефлона ($\epsilon_2 = 2,1$) толщиной $h_2 = 1,5$ мм антенны. Геометрия антенны приведена на рисунке 4. Результаты расчетов импеданса и коэффициента отражения $|S_{11}|$ на входе приведены на рисунке 5. Диаграмма направленности антенны приведена на рисунке 6.

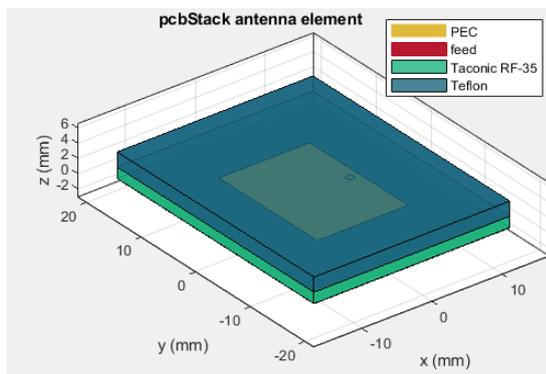


Рис. 4. Геометрия исходной однослойной МПА

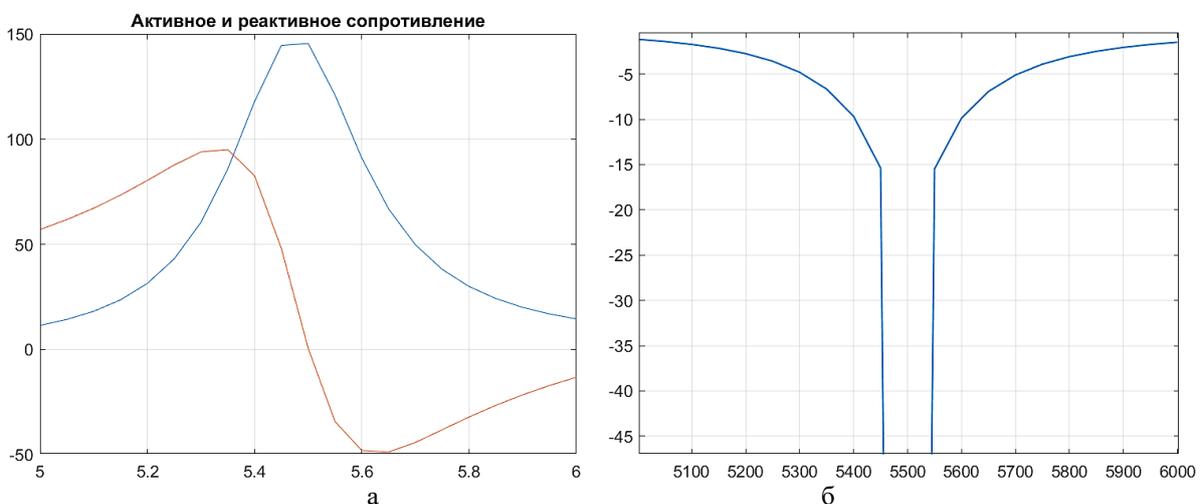


Рис. 5. Активное и реактивное сопротивление исходной однослойной МПА (а) и

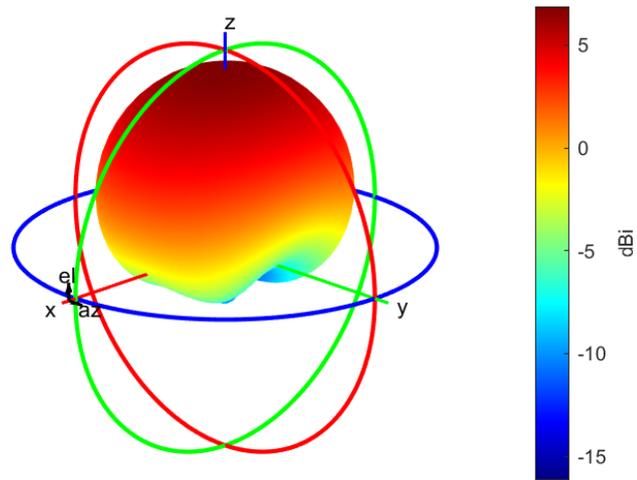
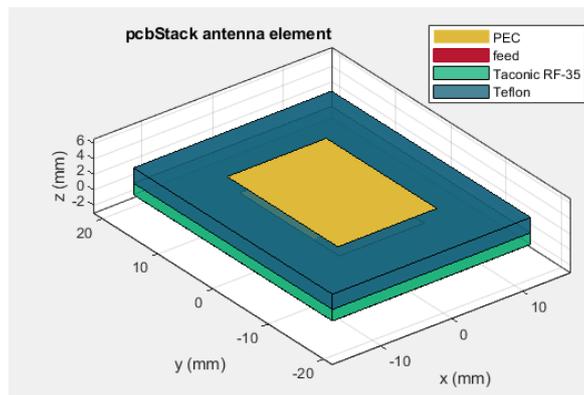


Рис. 6. Диаграмма направленности однослойной МПА

Центральная частота антенны составила 5500 МГц, полоса пропускания по уровню коэффициент отражения -10 дБ составила 200 МГц, что составляет 3,6 % от несущей, коэффициент усиления составил 6,9 дБ.

Добавим в эту антенну пассивный резонатор с $W_2 = W_1 + 2$ мм = 20 мм; $L_2 = 14$ мм и одновременно уменьшим длину активного резонатора до $L_1 = 12$ мм. Таким образом, резонансная частота активного резонатора станет больше, а пассивного резонатора – меньше. Результат моделирования для этого случая приведен на рисунке 7.



а

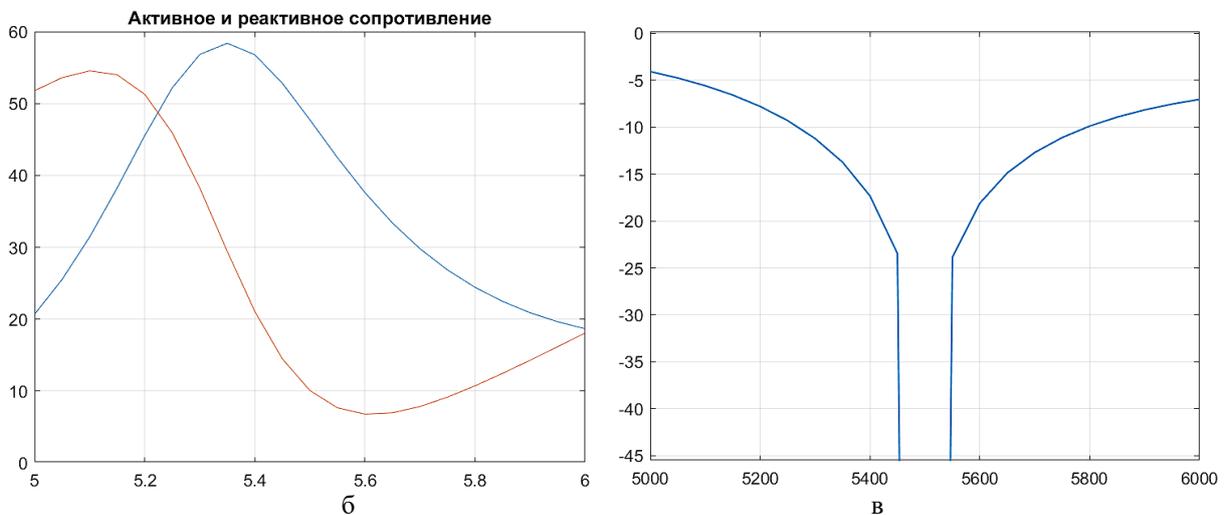


Рис. 7. Результаты моделирования МПА с пассивным резонатором длиной 14 мм: а – геометрия антенны; б – импеданс; в – модуль коэффициента отражения

Из результатов моделирования видно, что полоса рабочих частот существенно расширилась и составила примерно 500 МГц. Минимум реактивного сопротивления антенны находится на частоте 5600 МГц и является достаточно малым по величине (7 Ом).

Для дальнейшего расширения полосы частот увеличим длину пассивного резонатора до 15 мм. Это приведет к уменьшению резонансной частоты пассивного резонатора и сдвинет минимум реактивного сопротивления ближе к центральной частоте 5500 МГц. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунке 7.

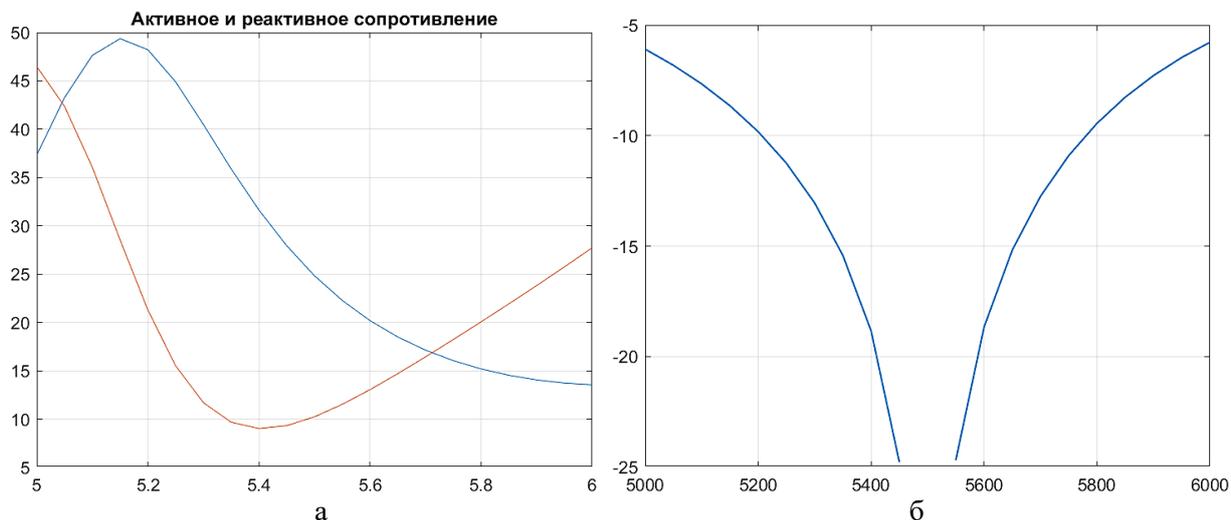


Рис. 8. Результаты моделирования многослойной МПА с пассивным резонатором длиной 15 мм: а – импеданс; б – модуль коэффициента отражения

Полоса рабочих частот составляет 550 МГц, то есть ровно 10% от центральной частоты. Минимум реактивного сопротивления антенны близок к частоте 5400 МГц и практически не изменился по величине. Коэффициент усиления антенны 7,5 дБ.

Из результатов моделирования следует, что близкие к оптимальным параметры пассивного резонатора следующие: длина 14,5...15 мм; ширина 20 мм.

Аналогичная оптимизация может быть выполнена для других значений толщины второго диэлектрического слоя и значения его диэлектрической проницаемости.

Результаты моделирования для варианта многослойной МПА с решеткой пассивных резонаторов

Примем длину и ширину пассивных резонаторов $L_2 = W_2 = 10$ мм, а их вынос относительно центра $\Delta L = 6$ мм; $\Delta W = 9$ мм при параметрах активного резонатора $L_1 = 12$ мм; $W_1 = 18$ мм. Результаты моделирования для этого случая приведены на рисунке 9.

Как видно из результатов расчетов, полоса частот составила 490 МГц. Реактивное сопротивление на центральной частоте близко к нулю. Коэффициент усиления на центральной частоте составил 7,85 дБ. Небольшой прирост коэффициента усиления свидетельствует о том, что связь активного резонатора с пассивными относительно слабая, поэтому апертура пассивных резонаторов используется не полностью.

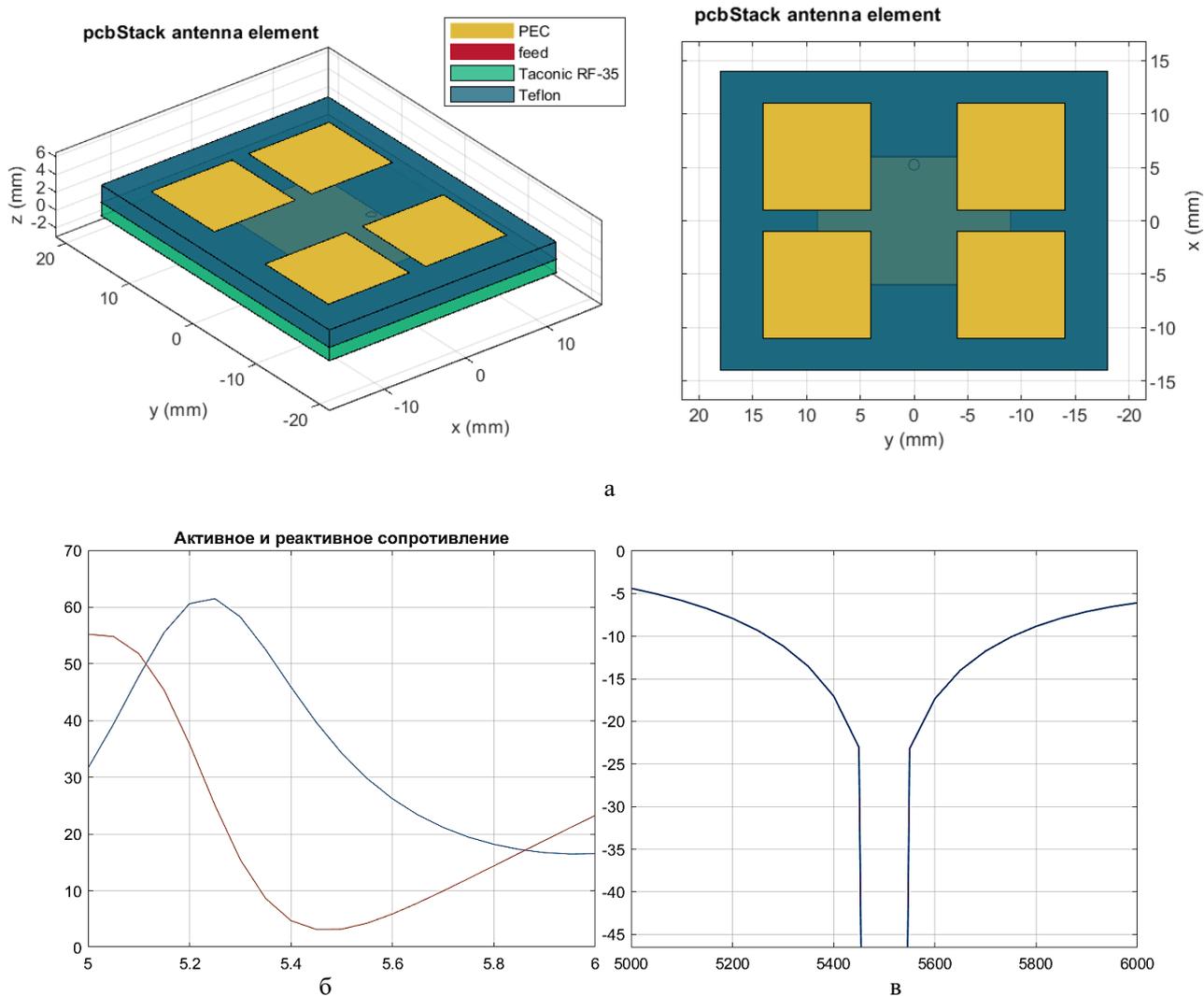


Рис. 9. Результаты моделирования многослойной МПА с решеткой пассивных резонаторов длиной 10 мм и шириной 10 см при их удалении на 9 мм по ширине и 6 мм по длине: а – геометрия антенны с видом сбоку и сверху; б – импеданс; в – модуль коэффициента отражения

Список использованных источников

1. James, J. R. et al. Microstrip Antenna Theory and Design, Peter Peregrinus Ltd, London, 1981.
2. David R. Jackson, Introduction to Microstrip Antennas, 2013. – 184 p.
3. I. J. Bahlet.al. Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer. IEEE AP- 30, Mar.1982, pp.314.
4. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
5. Wong K.L. Design of Non planar Microstrip Antennas and Transmission Lines. John Wiley & Sons, Inc., 1999.
6. G. Kumar and K. P. Ray. Broadband Microstrip Antennas. Artech House, 2002.

ОБЗОР ОТЛИЧИТЕЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ПРИЗНАКОВ МАЛОРАЗМЕРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ПТИЦ

А.С. ХРАМЕНКОВ, В. Г. ЧИГРЯЙ

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»

(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: Chigriay.valili@yandex.by

Аннотация. В докладе представлен обзор радиолокационных признаков малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БЛА) и птиц. Радиолокационные отличительные признаки были разделены на две основные группы: траекторные и сигнальные. В результате обзора была обобщена и систематизирована информация об особенностях радиолокационных признаков МБЛА и птиц. Результаты обзора могут быть использованы в качестве исходных данных для дальнейших исследований в интересах селекции МБЛА на фоне птиц, а также при разработке алгоритмов распознавания в современных радиолокаторах.

Abstract. This report provides an overview of the radar characteristics of small unmanned aerial vehicles (UAVs) and birds. The distinctive radar features were classified into two main groups: trajectory and signal characteristics. As a result of the review, information regarding the peculiarities of the radar characteristics of UAVs and birds was summarized and systematized. The findings of this review can serve as baseline data for further research aimed at distinguishing UAVs against the background of birds, as well as for the development of recognition algorithms in modern radar systems.

Введение

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие класса малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (МБЛА). МБЛА находят широкое применение в гражданских, промышленных и военных сферах, однако могут создавать потенциальные угрозы безопасности, проникая в зоны, где полеты несанкционированы или представляют риск для инфраструктуры и населения. Таким образом, с увеличением числа МБЛА растет потребность в надежных методах их обнаружения и распознавания. Одной из основных сложностей при классификации МБЛА является их схожесть с птицами по размерам, скорости и траектории полета [1]. Птицы могут создавать ложные срабатывания в системах обнаружения, затрудняя автоматическую классификацию и увеличивая нагрузку на оператора системы. В условиях ограниченной видимости и на больших расстояниях оптические и акустические системы теряют свою эффективность, что делает радиолокаторы наиболее подходящим инструментом для круглосуточного мониторинга таких объектов в любых погодных условиях [1].

Таким образом, актуальным является решение задачи радиолокационного распознавания МБЛА и птиц, а также обзора их отличительных признаков.

Постановка задачи

При решении задачи радиолокационного распознавания классификационные признаки объектов принято делить на сигнальные и траекторные [2]. На основании анализа как русскоязычных, так и зарубежных публикаций [1–18], можно сделать вывод, что основными отличительными радиолокационными признаками для селекции МБЛА и птиц являются траекторные признаки, а также спектральный и мощностной радиолокационные портреты (РЛП).

Траекторные признаки позволяют анализировать динамику движения объектов [2]. МБЛА, как правило, демонстрируют более прямолинейные и стабильные траектории полета, в то время как траектории птиц характеризуются значительной непредсказуемостью. В спектральном РЛП могут наблюдаться составляющие, обусловленные вращением пропеллеров МБЛА и движением крыльев птиц. Мощностной РЛП, в свою очередь, характеризует значение эффективной площади рассеяния (ЭПР) наблюдаемого объекта.

В интересах решения задачи распознавания МБЛА и птиц, с помощью радиолокатора могут быть выделены следующие сведения о наблюдаемом объекте:

- фильтрованные оценки прямоугольных координат цели: \hat{x} , \hat{y} , \hat{z} ;
- скорости цели по координатам: \hat{V}_x , \hat{V}_y , \hat{V}_z ;
- спектральный радиолокационный портрет: $\hat{\xi}$.

Целью доклада является обзор отличительных радиолокационных признаков МБЛА и птиц, которые могут быть выделены на основании имеющейся сигнальной и траекторной информации о наблюдаемом объекте.

Особенности траекторий МБЛА и птиц

По типу конструкции МБЛА могут быть разделены на две группы: МБЛА с вращающимся и фиксированным крылом. МБЛА с фиксированным крылом (МБЛА самолетного типа) в своей конструкции имеют одно или несколько крыльев, зафиксированных на корпусе для создания подъемной силы (рис. 1, а). Такие МБЛА характеризуются высокими аэродинамическими свойствами, высокой скоростью и дальностью полета. Недостатками МБЛА самолетного типа являются невысокие мобильность, маневренность и необходимость использования пусковых устройств. МБЛА с вращающимся крылом делятся на одновинтовые (МБЛА вертолетного типа, рис. 1, б) и многовинтовые (мультикоптеры, рис. 1, в).



Рис. 1. Внешний вид МБЛА (а – с фиксированным крылом, б – одновинтовой, в – мультикоптер)

Следует отметить, что наибольшее распространение получили МБЛА с четырьмя двигателями (квадрокоптеры), что обусловлено простотой и удобством их управления [16].

МБЛА совершают полеты со средней скоростью не более 50 м/с на высотах до 5000 м. Мультикоптеры при этом редко набирают высоту более 100 м, и их средняя скорость составляет порядка 20 м/с [16]. МБЛА осуществляют целенаправленные полеты по заранее заданной программе, поведение МБЛА во время полета мотивировано выполнением поставленных задач. При этом спектр задач, решаемых МБЛА, достаточно широк: ведение наземной и воздушной разведки, оценка результатов и корректировка огневого воздействия, доставка грузов, огневое поражение и т.д. Основными разведывательными задачами МБЛА являются: разведка в исполнительной зоне, барражирование в исполнительной зоне, облет заданной границы, выход в заданную точку и ее облет, поиск в указанном угловом секторе, поиск на заданном маршруте полета [17]. Такое многообразие задач требует от МБЛА совершение различных маневров. Траектории полета МБЛА являются сложными и зачастую хаотичными. Для описания траекторий МБЛА и птиц в любой момент времени необходимо рассматривать несколько моделей движения, например полеты: с постоянной скоростью, с постоянным ускорением, разворот в горизонтальной плоскости и разворот в трех плоскостях [18].

На режим полета МБЛА значительное влияние оказывают действия оператора. Методы управления МБЛА могут быть автономными, полуавтономными или управляемыми. Наличие в МБЛА гироскопов и акселерометров позволяют, при наличии внешних воздействий (порывы ветра, турбулентные потоки), обеспечить плавный полет. Таким образом, при одинаковых условиях полета траектория полета МБЛА будет характеризоваться меньшими флуктуациями, чем у птиц [16].

Основная масса птиц летает на высоте до 100 м. Чем выше, тем меньше птиц находится в пространстве. Только в период миграции крупные и средние птицы летают на высотах от 300 до 2000 м. При отсутствии попутного ветра скорость перемещения птиц не превышает 20 м/с. При наличии попутного ветра скорость перемещения представляет собой сумму векторов собственной скорости птиц и скорости ветра. Поскольку птицы – живые существа, их полетное поведение очень сложное, траектория птицы имеет более случайный характер, чем МБЛА как по амплитуде, так и по направлению полета. Кинематика полета птицы в основном зависит от ее крыльев, которые помогают птице двигаться плавно и в определенные моменты создавать большое ускорение и резкое изменение всех параметров движения [16]. В зависимости от характера движения крыльев выделяются следующие виды полета: машущий (за счет движения крыльев вверх и вниз), трепещущий (машущий с зависанием и при взлете/посадке), планирующий (движение за счет потоков воздуха с редкими взмахами крыльев) и парящий (крылья неподвижны). При этом разным птицам присущи разные виды полета и разное их сочетание [16]. При парении крылья не движутся; они вытянуты к телу под прямым углом. Скорость и угол планирования зависит от массы птицы, угла пикирования и формы крыльев.

Траекторные отличительные признаки

На основании имеющейся траекторной информации о наблюдаемом объекте могут быть выделены следующие отличительные радиолокационные признаки МБЛА и птиц:

1. Модуль вектора полной скорости V [7];
2. Среднее значение модуля вектора полной скорости \bar{V} и его среднеквадратическое отклонение σ_v [5];
3. Модуль полного ускорения a , среднее значение ускорения \bar{a} и среднеквадратическое отклонение σ_a [4,5];
4. Рывок j . Характеризует способность цели изменять ускорение за единицу времени [4];
5. Энергетическая высота H_e , скорость изменения энергетической высоты V_{H_e} [5].

Скорость, ускорение и рывок могут быть как положительными, так и отрицательными, что соответствует ускорению и замедлению объекта. На практике, как правило, используются их абсолютные значения;

6. Курсовой угол ψ указывает на то, как объект изменяет свое направление на радиолокатор в процессе полета. В процессе полета объект может совершать различные повороты, поэтому в качестве признаков распознавания целесообразно использовать среднее значение углов поворота $\bar{\psi}$ и среднеквадратическое отклонение σ_ψ [4].
7. Величины изменения угла курса $\Delta\psi$ и скорость поворота V_ψ ;
8. Кривизна траектории cur . Кривизна характеризует степень отклонения траектории от прямой линии. Кривизна прямой линии равна нулю. Кривизна рассчитывается с использованием трех последовательных точек траектории [4]. Решение о кривизне траектории, как правило, принимается на основании среднего значения cur [4];
9. Коэффициент маневренности M . Разные типы объектов демонстрируют различные изменения курса на различных скоростях. Объект обладает высокой маневренностью, если способен значительно изменять курс на высокой скорости [5]. Коэффициент маневренности описывает скорость движения цели при единичном отклонении курсового угла;
10. Коэффициент колебания, ζ . Коэффициент колебания дополняет коэффициент маневренности, поскольку учитывает не только абсолютное значение изменения угла курса, но и его направление [5];
11. Периодичность (частота) f . Данный параметр характеризует повторяемость значений параметров на участке траектории. Поскольку птицы в полете периодически машут крыльями для создания подъемной силы, совершают однообразные маневры, то будет наблюдаться однотипное изменение параметров (таких как колебание высоты, рывки скорости и т.д.), что является отличительным признаком птиц. Периодичность траектории может быть оценена с помощью быстрого преобразования Фурье за время наблюдения. Однако, для выделения периодичности необходимо точное измерение всех параметров движения [4].

Сигнальные отличительные признаки

Мощностной РЛП представляет собой мощность отраженного сигнала, которая является величиной пропорциональной ЭПР объекта σ_c [3]. В интересах повышения достоверности распознавания МБЛА и птиц могут использоваться средние значения ЭПР, полученные на согласованной и кросс-поляризациях [9].

Использование оценки ЭПР в качестве классификационного признака ограничено из-за наличия ряда негативных факторов, таких как флуктуации ЭПР в процессе наблюдения цели; необходимость достаточного времени наблюдения для достоверной оценки среднего значения ЭПР и др.

ЭПР характеризует лишь среднюю отражательную способность наблюдаемого объекта, в то время как более информативным при решении задачи радиолокационного распознавания МБЛА и птиц является спектральный (доплеровский) РЛП ξ . Спектральный РЛП представляет собой упорядоченную совокупность мощностей отраженного сигнала, относящихся к различным элементам разрешения по частоте [3].

Подъемная сила в МБЛА создается винтами, которые приводятся в движение двигателями (в большинстве случаев электрическими). Для примера у квадрокоптера два винта вращаются по часовой стрелке, а два других – против часовой. В режиме зависания, при отсутствии ветра, скорость вращения всех пропеллеров одинакова, что позволяет аппарату удерживаться в одной точке. Для вертикального движения квадрокоптера скорость вращения всех пропеллеров увеличивается или уменьшается одновременно, что приводит к изменению

высоты полета. Горизонтальное перемещение достигается за счет разницы скоростей между противоположными парами пропеллеров, что создает наклон и позволяет квадрокоптеру двигаться в заданном направлении [13].

При отражении непрерывного сигнала от МБЛА в спектральном РЛП наблюдаются планерная составляющая, обусловленная отражениями от корпуса, и составляющие, обусловленные отражениями от вращающихся винтов (эффект вторичной модуляции). При отражении сигнала от птиц возникает модуляция, обусловленная отражением от машущих крыльев. Частота взмахов крыльев для больших птиц (например, аист) составляет 1-3 Гц, а для средних – 5-10 Гц. При постоянном машущем полете одиночной птицы в структуре отраженного сигнала заметна периодическая последовательность модуляционных составляющих. В случае больших птиц частота взмахов крыльями составляет 7,2 Гц, для средних – 10,3 Гц. Размах амплитуды сигнала во время взмахов крыльями может изменяться в пределах 20 дБ. Разное сочетание видов полета приводит к сильным флуктуациям структуры отраженного сигнала.

На основании анализа спектрального РЛП могут быть выделены следующие признаки: ширина спектра планерной составляющей $\Delta f_{пл}$; ширина спектра вторичной модуляции (ВМ) $\Delta f_{вм}$; частота повторения спектральных составляющих, обусловленных наличием ВМ $F_{вм}$; число модуляционных составляющих $N_{вм}$ [6].

Ширина спектра планерной составляющей $\Delta f_{пл}$ зависит от конфигурации и размеров объекта. Ширина спектра ВМ $\Delta f_{вм}$ позволяет оценить наличие вращающихся элементов. Частота повторения модуляционных составляющих спектра ВМ одного двухлопастного винта, вращающегося с частотой f_v , определяется как: $F_{вм} = 2f_v$ [13]. Модуляционные составляющие, обусловленные отражениями от всех вращающихся винтов, могут перекрываться и оказывать взаимное влияние друг на друга, т.к. во время полета, скорости вращения этих винтов меняются в одинаковом диапазоне, а при определенных режимах полета могут и вовсе совпадать. Кроме того, в качестве классификационных признаков может использоваться информация о количестве модуляционных составляющих спектра $N_{вм}$.

В качестве классификационного признака может использоваться коэффициент энергии цели R_σ [8]:

$$R_\sigma = \frac{\hat{\sigma}_{пл}^2}{\hat{\sigma}_{вм}^2}, \quad (1)$$

где $\hat{\sigma}_{пл}^2$ – оценка мощности планерной составляющей в спектральном РЛП;

$\hat{\sigma}_{вм}^2$ – оценка мощности спектральных составляющих, обусловленных наличием вторичной модуляции.

Коэффициент энергии цели характеризует вклад модуляционных составляющих в численное значение средней ЭПР цели. При решении задачи классификации используются его среднее значение и дисперсия.

В процессе полета флуктуации спектрального радиолокационного портрета МБЛА значительно ниже, по сравнению с птицами. Оценка количественной меры флуктуаций может производиться на основании анализа совокупности спектральных РЛП, полученных последовательно во времени (спектрограмм) [7]. В исследованиях [14, 15] было отмечено, что анализ спектрального РЛП МБЛА с пластиковыми пропеллерами затруднен на дальностях более 500 метров. Это связано с низкой отражательной способностью пластиковых материалов: на спектрограммах удается выделить лишь отражение от корпуса, тогда как компоненты, связанные с движением пропеллеров, становятся практически невидимыми. В результате выделение характерных сигнальных признаков, отличающих МБЛА от птиц, в таких условиях оказывается невозможным.

Заключение

В докладе проведен обзор радиолокационных признаков распознавания МБЛА и птиц. Обзор радиолокационных признаков (траекторных и сигнальных), показал, что МБЛА и птицы обладают как схожими, так и уникальными особенностями, позволяющими использовать радиолокационные методы для их классификации. Траектории движения МБЛА, как правило, более предсказуемы и стабильны по сравнению с траекториями птиц, что связано с управляемостью и устойчивостью дронов к внешним воздействиям. Напротив, движения птиц более хаотичны и подвержены природным факторам, таким как ветер и течение воздуха, что вносит уникальные вариации в их радиолокационные профили.

Анализ спектрального РЛП подтвердил важность использования микродоплеровских характеристик. Эти признаки дают более глубокое понимание особенностей объектов за счет отражений от движущихся элементов, например, пропеллеров дронов или крыльев птиц. Важно отметить, что спектральный РЛП МБЛА с пластиковыми пропеллерами становится трудно интерпретировать на дальностях более 500 метров из-за слабой отражательной способности этих материалов, что делает выделение сигнальных признаков неэффективным.

Таким образом, полученные результаты могут быть полезны для разработки алгоритмов автоматического распознавания МБЛА и птиц в современных радиолокационных системах, способных снизить количество ложных тревог. Эти выводы также могут послужить основой для дальнейших исследований в области совершенствования методов радиолокационного распознавания и улучшения точности классификации в режиме реального времени.

Список использованных источников

1. Пальгуев, Д.А. Распознавание воздушных объектов типа «птицы» по траекторным признакам/ Д.А. Пальгуев, В.В. Пархачев, К.Н. Пиунов и др. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2022. – №. 4. – С. 39-50
2. Tait, P. Introduction to Radar Target Recognition / P. Tait. London: IET, 2005. – 428 p.
3. Ширман, Я.Д. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование / Я.Д. Ширман, С.А. Горшков, С.П. Лещенко, Г.Д. Братченко 113 и др. // Радиолокация и радиометрия, №3, Радиолокационное распознавание и методы математического моделирования. – 2000. – С.5–64.
4. Srigrarom, S., Drone versus Bird Flights: Classification by Trajectories Characterization / S. Srigrarom, K. Hoe Chew, D. Meng Da Lee, P. Ratsamee// in 59th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE), Thailand, Chiang Mai, 23-26 September 2020. – P. 343 – 348.
5. Liu, J Classification of bird and drone targets based on motion characteristics and random forest model using surveillance radardata /J. Liu, Q. Y. Xu, W. S. Chen //IEEE Access. – 2017. – Vol. 20. – P. 1 –18.
6. Leonardi, M. Drones Classification by the Use of a Multifunctional Radar and Micro-Doppler Analysis / M. Leonardi, G. Ligresti, E. Piracci // Drones. – 2022. – Vol. 6, 124. – 19 p. <https://doi.org/10.3390/drones6050124>.
7. Se-Won, Y. Efficient Classification of Birds and Drones Considering Real Observation Scenarios Using FMCW Radar / Y. Se-Won, K. Soo-Bum, J. Joo-Ho // Journal Engineering And Science – Sep. 2021. – Vol. 21. – № 4. – P. 270 –281 Of Electromagnetic.
8. Duan, J., Classification of birds and drones by exploiting periodical motions in Doppler spectrum series /J. Duan, L. Zhang, Y. Wu // Journal of Systems Engineering and Electronics. – Vol. 34. – № 1. – February 2023. – pp.19 – 27.
9. Torvik, B. Classification of birds and UAVs based on radar polarimetry / B.Torvik, K.Olsen, H.Griffiths. // IEEE Geo-science and Remote Sensing Letters. – 2016. – 13(9). – P. 1305–1309.
10. Gong, J. Interference of Radar Detection of Drones by Birds / Jiangkun Gong, Jun Yan, Deren Li, Deyong Kong, Huiping Hu // Progress In Electromagnetics Research. – 2019. – Vol. 81. – P. 1–11.
11. Кузьмин, С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. Москва: Радио и связь.1986. – 352 с.
12. Chan, J. J. X. Small flying object classifications based on trajectories and support vector machines/ J.J.X. Chan, S. Srigrarom et al //Journal of Robotics and Mechatronics. – 2021. – Т. 33. – №. 2. – С. 329-338.
13. Peto, T. The Radar Cross Section of small propellers on Unmanned Aerial Vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L. Szucs, S. Gyimothy et al. // 10th European Conf. on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 10-15 April 2016. – pp. 1– 4. Doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481645.
14. Петров, И.И. Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных объектов на основе анализа радиолокационных спектральных портретов/ И.И. Петров и др. //Т-Comm-Телекоммуникации и Транспорт. – 2022. – Т. 16. – №. 3. – С. 4-10.
15. Воробьев, Е. Н. Распознавание воздушных целей в пассивном когерентном локаторе: дис. канд. тех. наук / Е. Н. Воробьев. – СПб ГЭТУ «ЛЭТИ», 2022. – 120с.
16. Лук, Д. В. Распознавание низколетящих малоскоростных радиолокационных целей по траекторным признакам: дис. канд. тех. наук / Д.В. Лук. – СПб ГЭТУ «ЛЭТИ», 2024. – 112с.
17. Донсков, Ю.Е. Способы применения беспилотных летательных аппаратов радиотехнической разведки в ходе ведения боевых действий в тактической зоне / Ю.Е. Донсков, А.В. Богославский, Д.С. Матвеев // Военная мысль, 2021. – №8. – С. 64–70
18. Mehta, V. Tracking and Classification of Drones and Birds at a Far Distance Using Radar Data/ V. Mehta, M. Bolic1, I. Mantegh, C. Vidal // NATO specialists’ meeting on drone detectability: modelling the relevant signature. – 29 April 2021.– pp. 14-1–15-10.

**ОПТИМИЗАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ТРАКТОВ
ЗА СЧЁТ ШИРОКОПОЛОСНОГО СОГЛАСОВАНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ**

ТЕЙН ЗО У

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: theinzawoocapt@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачѳв П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. Обоснована необходимость использования процедуры оптимизации ВЧ-интерфейса радиолокационной системы на основе методов широкополосного согласования сопротивлений.

Abstract. The necessity of using the procedure of optimization of the RF interface of the radar system based on the methods of broadband impedance matching is substantiated.

Введение

Основной характеристикой любой радиолокационной станции, является мощность как принятого, так и зондирующего сигнала. Решение вопросов, связанных с увеличением энергетики принятого сигнала путем его обработки в радиолокационном тракте, фактически достигла своего апогея для развитого на сегодняшний день инженерно-технического обеспечения. Формирование мощного зондирующего сигнала обусловлено сложными схмотехническими решениями, которые могут отразиться на массогабаритных размерах локатора, что не вписывается в современные тренды миниатюризации. Единственным доступным и эффективным вариантом, является уменьшение потерь мощности, за счёт достижения оптимального соединения элементов высокочастотного тракта, а для этого стыковка (интерфейс) функциональных блоков приемника и передатчика радиолокационной системы (РЛС), должна сопровождаться решением задачи *широкополосного согласования сопротивлений* этих блоков [1].

Основная часть

При приеме и обработке сигналов супергетеродинным приемником (рисунок 1 (А)) а так же при формировании и передаче сигнала передатчиком (рисунок 1 (Б)), элементы радиолокационного тракта, такие как, 1–антенна, 2–широкополосный преселектор (постселектор), 3– усилитель высокой частоты, должны быть согласованны между собой по сопротивлению. Техническая реализация согласующих устройств будет зависеть от используемых методов синтеза.

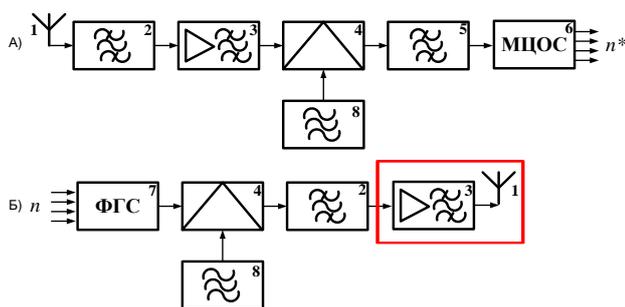


Рис. 1.– А - структурная схема супергетеродинного приемного устройства, Б - структурная схема передающего устройства, где 1- передающая и приемная антенны, 2–широкополосный преселектор (постселектор), 3– усилитель высокой частоты, 4– смеситель, 5– фильтр промежуточной частоты, 6– модуль цифровой обработки сигнала, 7–генератор группового сигнала, 8– гетеродин

Предлагается оценить эффективность передачи энергии от усилителя высокой частоты к передающей антенне (на рисунке 1 выделено красным контуром) при возможном наличии широкополосного согласующего устройства. Для упрощения задачи, в качестве антенной системы используется один элемент антенной решетки – патч-антенна. Патч-антенны являются востребованными в системах связи, радиолокации, навигации т.к. обладают рядом преимуществ по сравнению с другими типами направленных антенн, например:

- простота и относительная дешевизна в изготовлении;

- относительно малый вес конструкции;
- возможность адаптации геометрии антенны для размещения на корпусе объектов;
- обеспечение компромисса при поиске наилучших характеристик.

Сосредоточенная модель патч-антенны может быть представлена схемой, содержащей последовательный и параллельный резонансный контур (рисунок 2) [2, 3]. Параметры нагрузки (патч-антенны) нормированы относительно частоты 869 МГц и сопротивления излучения 150 Ом: $R_H = 1$; $C_H = 2.25$; $L_H = 0.444$; $C_{H1} = 0.5$; $L_{H1} = 0.18$. Сопротивление усилителя высокой частоты R_T по условию задачи может изменяться. Эти параметры близки к приведенным в [3] на частоте 820 МГц.

В качестве метода согласования использовался прогрессивный аналитический подход к синтезу по Дарлингтону [1]. Реализация согласующего устройства представлена на рисунке 2, где значения элементов соответствуют: $L_1 = 0.819$; $L_2 = 0.788$; $C_1 = 1.26$; $C_2 = 3.18$; $L_3 = 0.314$.

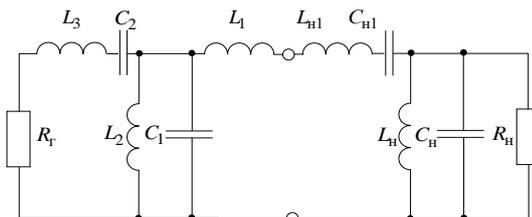


Рис. 2. Схема согласования модели патч-антенны

Из приведенной на рисунке 3 частотной характеристики следует, что уровень КСВ=1.5 обеспечивается в полосе до 40%. Полученный результат является существенным для подобного класса антенн, так как у большинства образцов полоса составляет 5-7%.

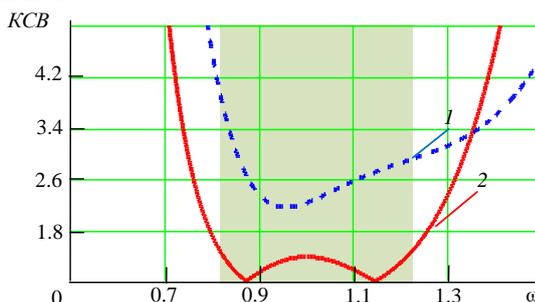


Рис.3. Частотная характеристика передачи мощности

Стандартные ряды номиналов элементов после денормировки не дадут возможности получить такой результат. Тем не менее, полученные результаты могут использоваться в процессе оптимизации, которой нередко заканчивается синтез.

Заключение

Анализ влияния **широкополосного согласования** ВЧ-интерфейса радиолокационной системы, является существенно важным прикладным вопросом, а результаты подобных исследований могут использоваться при разработке современных РЛС. Используя современные методы исследований и моделирования ВЧ-интерфейса РЛС, позволит определить оптимальные пути решения и возможный потенциал той или иной схмотехнической реализации РЛС. Другим важным практическим аспектом является поиск конструктивных решений без кардинального изменения функциональных блоков РЛС, что значительно снижает затраты и время модернизации РЛС. Именно модернизация, а не изготовление нового образца РЛС представляет значимую экономическую выгоду, а выбор такого пути оправдывает важность проводимых исследований.

Список использованных источников

1. Янцевич, М. А. Преимущества подхода решения задач широкополосного согласования с использованием модифицированных аппроксимирующих функций / М. А. Янцевич, П. В. Бойкачев, И. А. Дубовик // Проблемы инфокоммуникаций. – 2018. – № 2. – С. 76–83.
2. Ghorbani A., Abd-Alhameed R., McEwan N. J. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, № 4. P. 1328–1331. doi: 10.1109/TAP.2006.872641
3. Caytan O., Bogaert L., Li H., Kerrebrouck J. V. Compact and wideband transmit opto-antenna for radio frequency over fiber // Optics Express. 2019. Vol. 27, № 6. P. 8395–8413.

ПАТЧ-АНТЕННА ДЛЯ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ X – ДИАПАЗОНА

Е СВАН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: leonidasyeswan5204@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачэв П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. Показаны этапы проектирования антенной решетки X-диапазона и спроектированные модели в современной среде моделирования.

Abstract. The design stages of an X-band antenna array and the designed models in a modern modeling environment are shown.

Введение

Необходимость проектирования антенных решеток X-диапазона частот обусловлена рядом факторов. Во-первых, этот диапазон частот обладает определенными особенностями, которые требуют специальных решений для эффективной работы. Частоты X-диапазона обладают относительно короткой длиной волны, что означает, что антенны X-диапазона являются компактными, а радиотехнические системы использующие такие антенны имеют высокую разрешающую способность.

Во-вторых, X-диапазон часто используется для передачи сигналов на большие расстояния и в условиях сильных помех. Это требует антенных решений, которые обеспечивают высокую дальность связи, высокую устойчивость к помехам и хорошую диаграмму направленности для концентрации энергии в нужном направлении.

Кроме того, современные требования к беспроводным коммуникационным системам, таким как высокая пропускная способность данных, низкая задержка и повышенная надежность, требуют эффективных антенных решений, способных обеспечить оптимальную производительность в X -диапазоне частот.

В свете всех этих факторов, предлагается спроектировать антенную решетку X-диапазона частот, что является неотъемлемой частью разработки современных радиотехнических систем и важной задачей для обеспечения передачи и приема сигналов с высокой эффективностью, дальностью и надежностью подобных систем.

Основная часть. Общая задача проектирования приемно-передающей антенной решетки включает в себя следующие основные задачи [1,2]:

1. Проектирование передающей антенной решетки.

- 1.1. Разработка одного элемента передающей антенной решетки;
- 1.2. Согласование элементов антенной решетки с питающим портом;
- 1.3. Разработка антенного полотна передающей антенны.

2. Разработка приемной антенной решетки.

- 2.1. Расчет одного элемента антенной решетки радиоприемной системы.
- 2.2. Разработка антенного полотна для приемной антенной решетки;
- 2.3. Согласование приемных элементов антенной решетки с питающим портом.

3. Разработка передающей и приемной антенны для антенной системы. (Расчет передающей и приемной антенной решетки работающих совместно).

4. Моделирование антенной системы в корпусе с обтекателем (Расчет передающей и приемной антенной решетки работающих совместно с обтекателем)

Таким образом, для расчета антенной решетки необходимо выполнить ряд нетривиальных задач связанных с расчетом элементов антенной решетки их согласованием, электромагнитной совместимости и оптимизацией их работы совместно с корпусом и обтекателем (радомом). Для решения подобных задач воспользуемся средой моделирования CST STUDIO SUITE [3].

Результаты моделирования приемного и передающего модуля в виде моделей антенной решетки (приемного и передающего модулей) и их характеристики коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты представлены на рисунках.

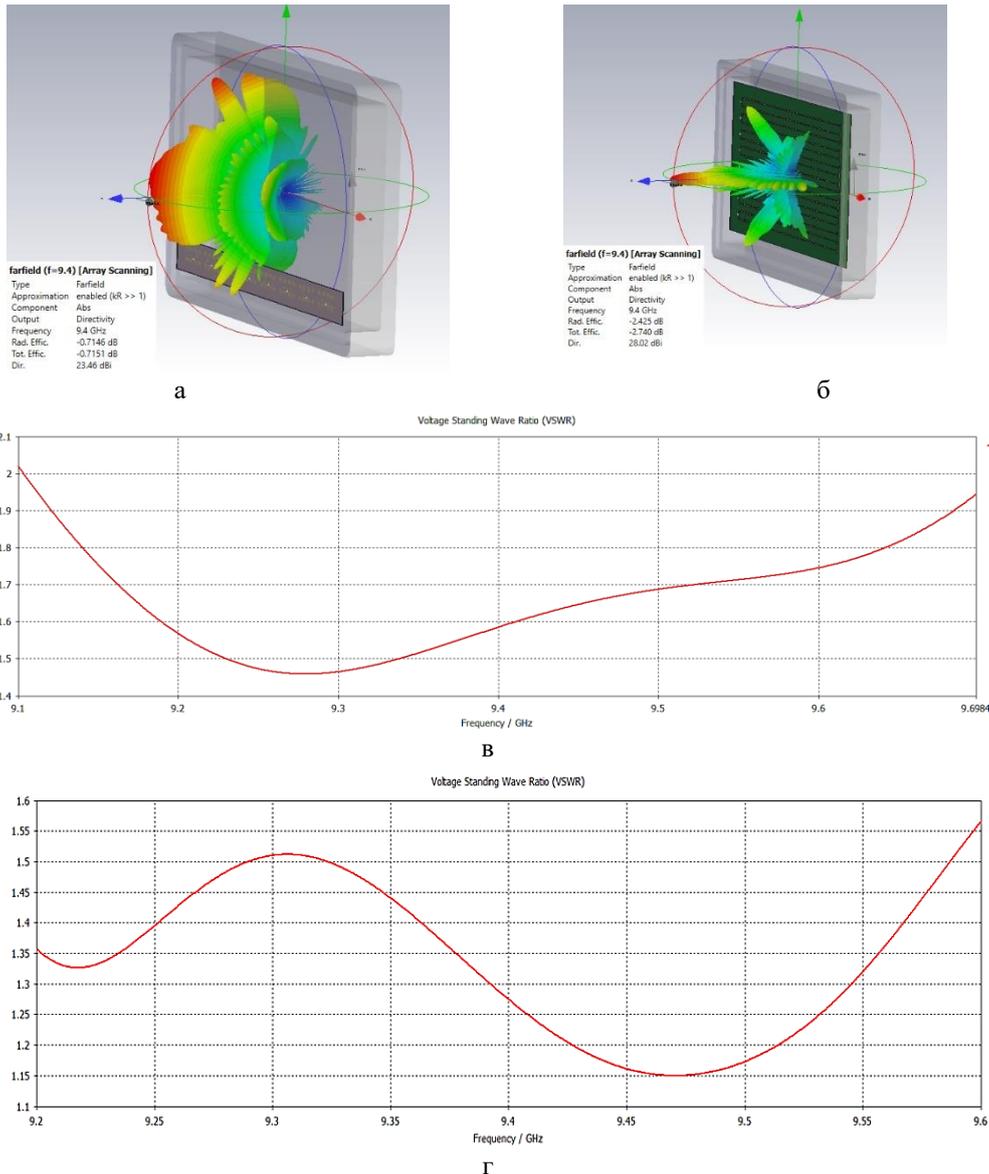


Рис. 1. Внешний вид моделей передающего (а) и приемного (б) модулей антенной решетки, зависимость КСВ предающей (в) и приемной (г) антенных решеток

Заключение

Разработка приемных и передающих антенных решеток X-диапазона представляет собой техническое достижение, открывающее перед разработчиками новые возможности в области радиотехники и связи. В ходе проекта были разработаны инновационные антенные системы, способные обеспечивать эффективную передачу и прием сигналов в X-диапазоне частот. Решены следующие задачи:

1. Разработана передающая антенная решетка X-диапазона частот, обеспечивающая ширину диаграммы направленности в азимутальной плоскости (Е-плоскость) не более 3, в угломерной плоскости не более 50, при этом КСВ, в диапазоне частот от 9.2-9.6 ГГц, не превышает 2;
2. Разработана приемная линейная антенная решетка X-диапазона частот с последовательным питанием, обеспечивающая ширину диаграммы направленности в азимутальной плоскости (Е-плоскость) не более 3 градусов, в угломерной плоскости не более 6 градусов, при этом КСВ, в диапазоне частот от 9.2-9.6 ГГц, равен не более 1.6.

Список использованных источников

1. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. – Москва: Техносфера, 2012. – 560 с., ISBN 978-5-94836-323-3.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014. – 672 с., ISBN 978-5-94836381-3
3. Курушин А.А. Школа проектирования СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE. – М., «One-Book», 2014, 433 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ MANET-СЕТЕЙ В ТАКТИЧЕСКОМ ЗВЕНЕ УПРАВЛЕНИЯ

В. Г. БОБРА

ОАО «АСУ-УКХ-ГИСУ»

E-mail: bobra@agat.by

Аннотация. В докладе рассматривается возможность применения мобильных самоорганизующихся сетей для обеспечения реализации сетевых принципов управления войсками и оружием.

Abstract. In work is presented the possibility of using mobile self-organizing networks to ensure the implementation of net centric principles of command and control of troops and weapons.

Ключевые слова: MANET-сети, сетевые принципы управления.

В современных условиях с учетом международной политической обстановки существенно возрастает роль системы связи при управлении войсками (силами) как в мирное время, так и при проведении боевых операций.

В настоящее время технологически развитые страны активно развивают сети связи специального назначения, которые функционируют в интересах обеспечения безопасности государства и правопорядка. Основным и приоритетным направлением развития должно стать построение перспективной сети связи специального назначения, которая должна обеспечить создание единого инфокоммуникационного пространства, объединяющего органы и пункты управления и предоставляющего должностным лицам необходимых им инфокоммуникационных услуг с заданным качеством.

В Вооруженных силах западных стран ведется модернизация систем связи тактического звена управления на основе мобильных адаптивных сетей. Под мобильной адаптивной сетью понимается формируемая совокупностью мобильных узлов динамически меняющаяся сетевая конфигурация, обладающая следующими свойствами: отсутствием внешних механизмов настройки, то есть сеть является самоконфигурируемой и сетевой узел выполняет функции как маршрутизатора, так и оконечного устройства; относительно малым временем жизни сети в одной и той же конфигурации. Мобильная адаптивная сеть обладает рядом преимуществ по сравнению с сетями с фиксированной инфраструктурой: высокой живучестью, гибкостью топологии и автоматической адаптацией к изменениям сетевой конфигурации.

Для реализации единого инфокоммуникационного пространства и внедрения сетевых принципов управления войсками и оружием требуется создать широко разветвленную и многосвязную сеть связи с высокой пропускной способностью, предоставляющую весь комплекс мультисервисных услуг связи на основе пакетной коммутации с реализацией динамической маршрутизации.

Одним из элементов данной сети могут стать широкополосные маломощные MANET-радиостанции, которые позволят на их основе развернуть зоны радиосвязи с последующим их объединением с помощью сетевых шлюзов в единую комплексную систему радиосвязи с обменом данными по IP-протоколу, что позволит обеспечивать бесшовную дальность связи, намного превышающую нормативную.

В рамках разработки системы и средств радиосвязи тактического звена управления технологий адаптивных мобильных радиосетей Mesh/MANET-сетей (Mobile Ad hoc Network) планируется поэтапная реализация создания всей линейки оборудования, необходимой для построения самоорганизующихся радиосетей, реализующие полностью децентрализованное управление при отсутствии базовых станций или опорных узлов, что позволит:

обеспечить передачу информации в защищенном режиме;

обеспечить непрерывный контроль качества каналов связи;

повысить разведзащищенность и энергоскрытность каналов радиосвязи за счет применения новых сигнально-кодовых конструкций и схем модуляции с расширением базы сигналов и минимизацией ширины спектров, занимаемых радиосигналами;

обеспечить использование беспилотных малогабаритных летательных аппаратов и платформ для предоставления каналов связи подвижным радиоабонентам при проведении кратковременных мероприятий без предварительной подготовки.

Для удовлетворения оперативных потребностей тактического звена управления сеть связи должна поддерживать различные услуги. Каждая услуга должна удовлетворять конкретные потребности пользователя и быть оптимизирована для этих конкретных эксплуатационных потребностей. В широком смысле услуги связи можно разделить на услуги передачи голоса и данных, но эти две общие категории услуг не раскрывают реальную связь, которая имеет место в тактическом сценарии. Таким образом, в работе предлагается определение ряда услуг связи, отражающих потребности тактических сил в оперативной связи.

Также в MANET-радиостанциях должны быть реализованы дополнительные функции для передачи голоса/данных, включающие:

- обеспечение уровня приоритета с упреждением;
- безопасность, включая шифрование и аутентификацию;
- идентификацию вызывающего абонента;
- обеспечение совместимости с другими сетями;
- обеспечение качества передачи голоса в агрессивной электромагнитной среде с высоким уровнем шума;

обеспечение удаленной проверки RSSI.

Преимущества MANET для тактического звена управления:

- каждый узел может действовать как маршрутизатор и как оконечное устройство;
- отход от философии центрального управления сетью;
- широкие возможности расширения и добавления новых сетевых узлов;
- сеть состоит из узлов, которые самостоятельно настраиваются и самовосстанавливаются, не требует участия человека в процессе ее функционирования;
- в MANET не требуется построение дорогостоящей инфраструктуры, поскольку это децентрализованная сеть;

из-за многоскачкового подхода к передаче информации децентрализованные сети часто более надежны, чем централизованные сети. Например, в сотовой сети при выходе из строя базовой станции покрытие теряется; однако вероятность возникновения единой точки отказа в MANET сети значительно снижается, поскольку данные могут передаваться по нескольким путям;

другие преимущества MANET сети по сравнению с сетями с фиксированной топологией включают гибкость (мобильные устройства можно использовать для формирования одноранговой сети в любом месте), масштабируемость (можно быстро добавлять в сеть больше узлов) и более низкие затраты на управление (нет необходимости строить инфраструктуру).

Недостатки MANET:

- ресурсы MANET сети ограничены из-за различных ограничений, таких как помехи и т. д.;
- высокий показатель задержки при большом количестве узлов в сети;
- из-за недостаточной физической безопасности они более уязвимы для различного рода атак.

Список использованных источников

1. Отчет ОАО «АСУ-УКХ-ГИСУ» по НИР «Раскат», 2019.
2. Tonguz, O K and Ferrari, G (2006) Ad Hoc Wireless Networks – A Communication-Theoretic Perspective. Wiley, NJ
3. Савин Л.В. Сетевая война. Введение в концепцию. М.: Евразийское движение, 2011.
4. Официальный сайт компании Persistent Systems www.cistechsolutions.com.
5. Официальный сайт компании Silvus Technologies www.silvustechnologies.com
6. Официальный сайт компании Thales www.thalesdsi.com.
7. Романюк В.А. Направления развития тактических сетей связи // Зв'язок. – 2001. – № 3. – С. 63 – 65.
8. Мизин И.А., Богатырев В.А., Кулешов А.П. Сети коммутации пакетов. – М.: Радио и связь, 1986. – 408 с.
9. Романюк В.А. Иерархическая маршрутизация в мобильных радиосетях // Зв'язок. – 2002. – № 1. – С. 38 – 42.

**ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ГИБРИДНОГО PLL/DDS
СИНТЕЗАТОРА СЕТКИ ЧАСТОТ**

ЛИН НАИНГ, Н. А. ТИТОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com

Аннотация. Рассмотрены возможности повышения качества комбинированных синтезаторов частоты, построенных с учетом преимуществ схем ФАПЧ и DDS. Для повышения стабильности частоты предложено использовать в качестве опорного генератора DDS низкочастотный кварцевый резонатор в связке с перестраиваемой системой ФАПЧ.

Abstract. The possibilities of improving the quality of combined frequency synthesizers, built taking into account the advantages of PLL and DDS circuits, are considered. To increase frequency stability, it is proposed to use a low-frequency quartz resonator in conjunction with a non-tunable PLL system as a DDS reference oscillator.

Введение

Аналоговый синтезатор частоты (СЧ) на основе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ (PLL)) получил широкое распространение в системах радиосвязи, радиолокации, навигации. Он относится к следящим системам и работает с точностью до фазы, однако при появлении новых методов формирования, передачи и маскирования радиосигналов (ППРЧ, шумоподобные сигналы и т.д.) он не позволяет достичь высокой скорости перестройки частоты из-за инерционности фильтра нижних частот (ФНЧ) в цепи обратной связи. Для получения малого шага перестройки по частоте, иногда необходимо объединять в одном СЧ нескольких петель ФАПЧ, что превращает его в весьма дорогое и громоздкое устройство. Поэтому аналоговые СЧ с ФАПЧ начинают вытесняться набирающими популярность цифровыми СЧ на основе DDS. Основные достоинства СЧ с DDS - высокая скорость перестройки частоты без разрыва фазы, высокая разрешающая способность и широкая синтезируемая полоса частот. Однако и он имеет свои недостатки. Улучшить шумовые характеристики в стационарном режиме в сравнении с СЧ с ФАПЧ не всегда удается. Кроме того, данный СЧ обладает высокой потребляемой мощностью (практически прямо пропорциональной тактовой частоте), а также имеет ограниченное значение выходной частоты, равное половине тактовой частоты $f_{\text{вых. макс.}} = 0,5 * f_{\text{такт}}$ [1].

Преимущества схемы гибридного синтезатора и пути улучшения ее параметров

С учетом перечисленных недостатков оптимальным решением при проектировании СЧ, является построение гибридного PLL/DDS синтезатора [1], который позволяет получить наилучшие параметры по разрешению, скорости перестройки и чистоте выходного спектра. Схема такого СЧ приведена на рис. 1.

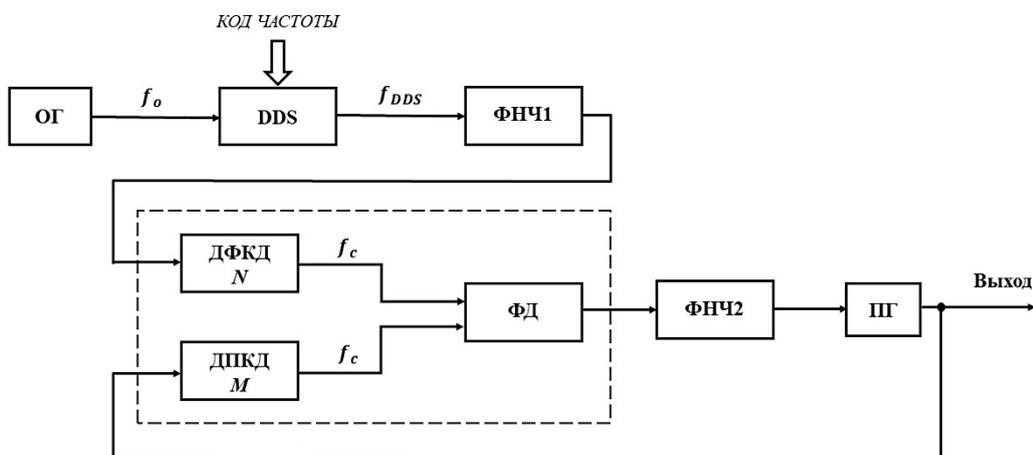


Рис. 1. Схема гибридного синтезатора PLL/DDS.

Благодаря использованию DDS, СЧ позволяет реализовать быстрый и очень малый шаг перестройки частоты. В свою очередь, в синтезаторе с ФАПЧ опорная частота, полученная от DDS, умножается на $K = M/N$, где M – коэффициент деления выходной частоты управляемого напряжением перестраиваемого генератора (ПГ), N – коэффициент деления опорной частоты. В роли опорной частоты для ФАПЧ синтезатора используется выходная частота DDS синтезатора и в СЧ с ФАПЧ будет умножено как значение самой частоты, так и шага ее перестройки. Комбинируя перестройку DDS и синтезаторов ФАПЧ, можно перекрыть очень широкий диапазон частот. В то же время, частота на выходе DDS будет меняться в очень малом диапазоне, что позволит использовать для фильтрации выходного сигнала DDS монолитные полосовые фильтры. Данное решение позволяет получить очень хорошее подавление побочных компонентов [1].

СЧ DDS практически не подвержены температурному дрейфу и старению, а показатели флуктуации генерируемых частот очень низкие (1-3 ppm и ниже), его фазовые шумы находятся на уровне опорного генератора (ОГ) тактовых сигналов. ОГ является их главным источником. Поэтому повышение стабильности частоты ОГ улучшит параметры не только DDS, но и PLL/DDS СЧ в целом.

Важнейшими характеристиками ОГ тактового сигнала, является нестабильность частоты (в ppm), джиттер (в пико- или наносекундах) и фазовый шум (в dBc/Гц, т.е., относительно уровня несущей). Из известных генераторов, наибольшей стабильностью частоты обладают квантовые стандарты частоты и СВЧ генераторы, однако их использование ограничено из-за массогабаритных и энергетических характеристик. Также они имеют высокую стоимость [2].

В последнее время начинают приобретать популярность микроэлектромеханические (MEMS) резонаторы, которые являются альтернативой для кварцевых резонаторов [2, 3]. Эти генераторы лишены многих недостатков кварцевых устройств. Одно из их достоинств - возможность встройки резонатора в кристалл микросхемы. Генераторы на основе МЭМС-резонаторов могут обеспечить высокую стабильность и добротность (20000 – 30000). Также они имеют низкий уровень шумов, малое энергопотребление и позволяют расширить диапазон генерируемых частот. Однако по показателям термостабильности в широком диапазоне температур (–40 до +85°C) они всё ещё проигрывают кварцевому резонатору. Данный факт обусловлен тем, что в МЭМС-резонаторах используется кремний, размягчающийся с повышением температуры, что приводит к изменению критического параметра – частоты. MEMS резонаторы имеют достаточно высокое напряжение смещения (20...70В), что ограничивает их использование в устройствах с батарейным типом питания. А также высокое эквивалентное сопротивление (30 кОм), поэтому с увеличением частоты, сигнал практически пропадает.

Исследования показывают, что для улучшения стабильности ОГ можно использовать низкочастотный кварцевый резонатор в связке с системой ФАПЧ. Термостабильный кварцевый резонатор выступает ОГ для неперестраиваемой системы ФАПЧ с высокочастотным управляемым напряжением генератором (ГУН). В замкнутом кольце ФАПЧ, на входе фазового детектора (ФД) частоты ОГ и ГУН будут равны (за счёт использования делителя с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) частоты ГУН в цепи ОС). Тем не менее, фаза между двумя генераторами не может быть постоянно одинакова, поэтому в системе постоянно будет наблюдаться небольшой фазовый сдвиг (остаточное рассогласование по фазе). За счёт этого, на выходе ФД образуется напряжение, которое будет воздействовать на высокочастотный ГУН, тем самым удерживая его частоту постоянной. В итоге, практически полностью будет устраняться частотная ошибка, а на DDS будет поступать стабильный высокочастотный тактовый сигнал. Предлагаемая структурная схема СЧ с улучшенными шумовыми характеристиками приведена на рис. 2.

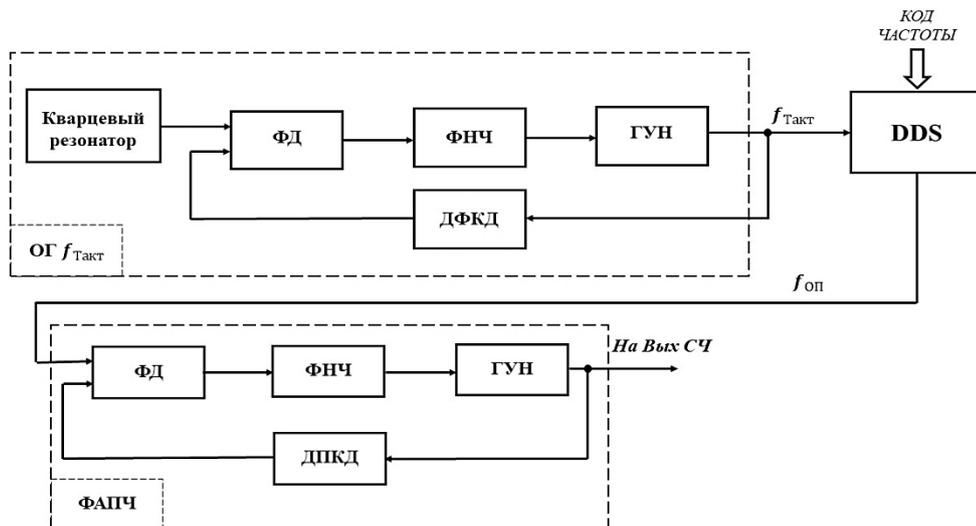


Рис. 2. Схема гибридного синтезатора PLL/DDS с улучшенными шумовыми характеристиками ОГ.

В данной схеме нет проблем, связанных с быстродействием ФАПЧ, за счет использования в цепи обратной связи делителя с фиксированным коэффициентом деления, что позволяет сразу настроить данную систему на генерацию и поддержание требуемой рабочей частоты. Далее, сформированный высокостабильный сигнал будет подаваться непосредственно на вход гибридного СЧ.

В выпускаемых ведущими производителями низкочастотных термостатированных генераторах (ОСХО) используются помещённые в микротермостат кварцевые резонаторы АТ, SC или IT среза с двумя перегибами температурно-частотной характеристики. Наиболее высокая стабильность частоты (до $\pm 0,05$ ppb) достигается в моделях с двойным термостатированием (ДОСХО). Для уменьшения старения резонатор вакуумируется (ЕМХО). Во многих моделях предусмотрена возможность механической и/или электронной коррекции частоты.

Использование в ОГ низкочастотного кварцевого резонатора без системы ФАПЧ возможно, однако нагрузка по увеличению частоты полностью перейдёт на систему ФАПЧ, которая находится в гибридном СЧ. Но, данный способ увеличения частоты имеет существенный недостаток: при умножении тактовой частоты, фазовый шум тактового сигнала увеличивается во столько же раз, во сколько раз умножается частота. Хотя данный способ и удешевляет систему, но ухудшаются характеристики по шумам. Поэтому, для устройств, требующих лучших характеристик чистоты спектра выходного сигнала, необходимо тактирование DDS от высококачественного опорного генератора. Таким образом, улучшение ОГ с помощью неперестраиваемой петли ФАПЧ позволит получить высокочастотный и высокостабильный тактовый сигнал.

Заключение

Анализ вариантов реализации СЧ показывает, что наиболее оптимальным выбором является построение гибридного СЧ, который обладает достоинствами схем с ФАПЧ и DDS. Недостатком данного СЧ, как и синтезатора с DDS, являются значительные фазовые шумы опорного генератора, а также максимальная частота на выходе, которая не может превышать половину входной частоты опорного генератора. Для устранения данного недостатка необходим высокочастотный и высокостабильный ОГ. Из рассмотренных вариантов наиболее подходящим в данном случае является кварцевый резонатор. Но, при увеличении частоты данного резонатора, ухудшаются показатели стабильности. Поэтому, в качестве опорного генератора предлагается использовать низкочастотный кварцевый резонатор высокой стабильности в связке с неперестраиваемым контуром ФАПЧ, благодаря чему можно устранить отмеченные недостатки.

Список использованных источников

1. Ридико Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. - 2001. № 7-8.
2. Поликаровских А.И. Современные опорные генераторы для систем синтеза частот и сигналов./ Вестник Воронежского государственного технического университета, 2014, №4. С.100-108.
3. Майская В. МЭМС-резонаторы./ Электроника: наука, технология, бизнес. 2011, №4. С.28-33.

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ ЗА СЧЕТ АНТЕННОГО ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

ТУН ТУН ЛИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: lint0402@gmail.com

Дубовик И.М. – к.т.н., доцент

Аннотация. В статье представлены результаты работоспособности антенного переключателя для радиолокационной станции обнаружения маловысотных летательных аппаратов в случае изменения условий ее эксплуатации, для улучшения ее энергетических характеристик.

Введение

Системы радиосвязи, обладают исключительно большим значением в организации устойчивого управления как в гражданской, так и в военных сферах, а также передачи данных о радиолокационной обстановке. Для этих целей используются радиостанции VHF (Very High Frequency)/UHF (Ultra High Frequency)-диапазонов, позволяющие функционировать в широком спектре частот (30–3000 МГц) в различных условиях эксплуатации [1,2].

Следует заметить, что изменение условий эксплуатации систем радиосвязи приводит к вариациям импеданса антенного устройства (АУ) и, следовательно, уровня передачи мощности между приемо-передающими модулями (ППМ) и антенной [1]. Данное явление уменьшает потенциальные возможности систем радиосвязи и может повлиять на принимаемые решения в ходе принятия решения.

Основная часть

В качестве подтверждения вышесказанного был проведен эксперимент с использованием антенных систем (АС) радиорелейной станции МИК-РЛ400М (рисунок 1). Экспериментальные исследования проводились в несколько этапов по аналогии с [3]. Замысел исследований заключался в измерении импеданса АУ в естественных условиях его эксплуатации (при обильном снегопаде и обледенении, при попадании на АУ мокрого снега, а также в нормальных условиях, без осадков) в полосе частот от 394 до 450 МГц [4].

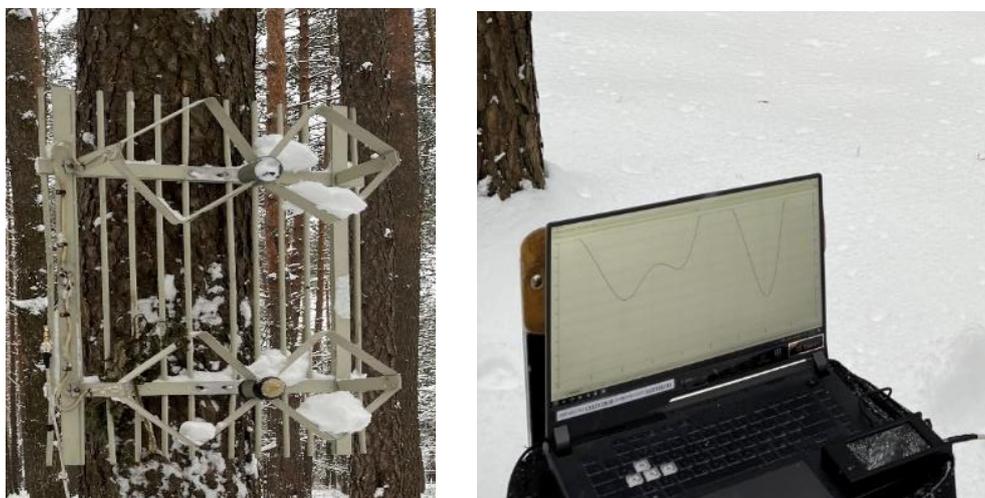


Рис. 1. Проведение измерений параметров АУ при наличии на антенне снежного покрова и обледенения

В ходе проведения эксперимента было установлено, что изменение погодных условий приводит к вариациям импеданса АУ относительно эталонного значения, что приводит к отклонению функции коэффициента передачи мощности (КПМ) и не всегда в лучшую сторону. Данное явление продемонстрировано на рисунке 2.

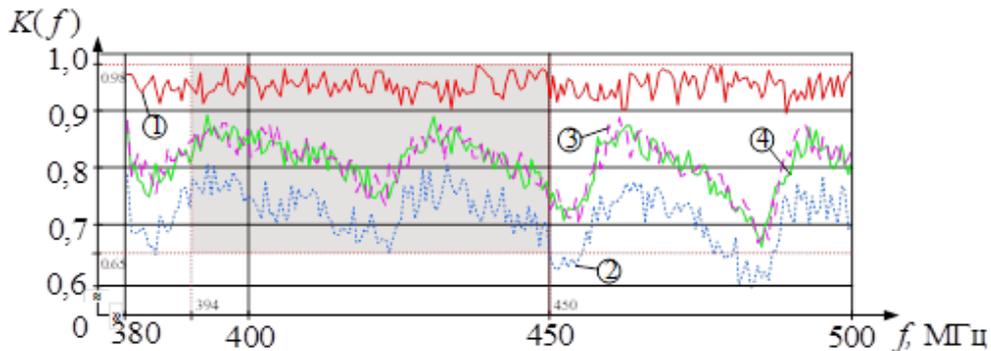


Рис. 2. Зависимость КПМ антенной системы от частоты

1 – при нормальных условиях эксплуатации (эталонные значения КПМ); 2 – при наличии на антенне снежного покрова и обледенения; 3 – при частичном обледенении антенны; 4 – при наличии небольших осадков в виде мокрого снега

Анализируя полученные зависимости (см. рисунок 2), можно сделать вывод, что вариации импеданса АУ составляет: для реальной до 100 Ом; для мнимой до 60 Ом. Изменение импеданса приводит к ухудшению передачи мощности до 33 % (на основании интегрального критерия [5, с. 36–38]). Таким образом для компенсации изменения импеданса АУ и обеспечение максимального уровня КПМ в различных погодных условиях было принято решение по модернизации тракта передачи сигнала от ППМ к АУ.

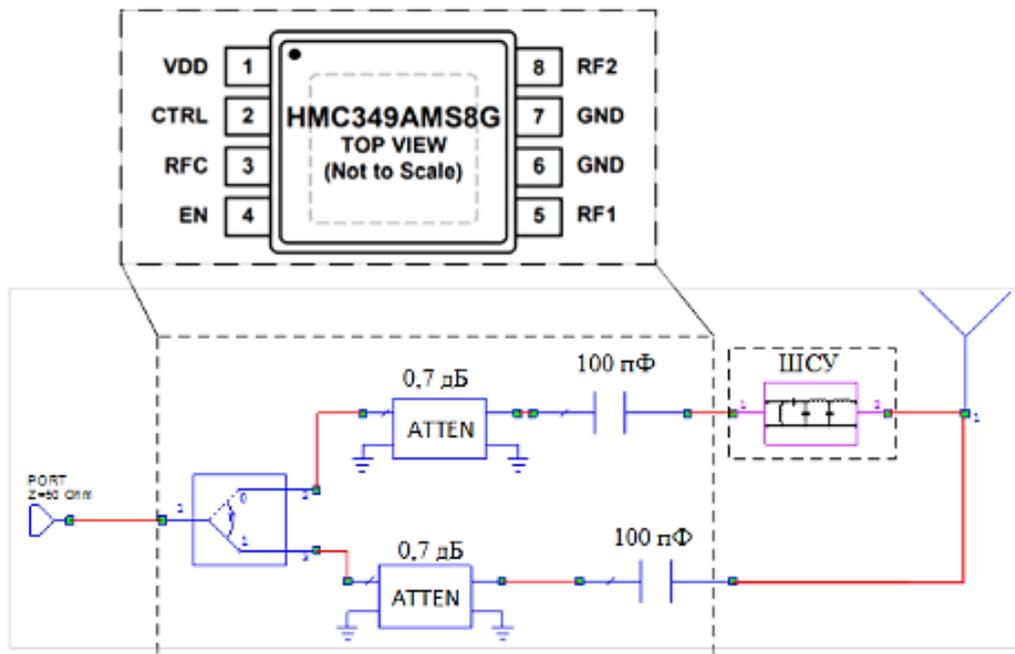


Рис. 3. Принципиальная схема высокочастотного коммутатора

Результаты верификации, в виде зависимости уровня КПМ от частоты с разработанным антенным переключателем и без представлена на рисунке 4.

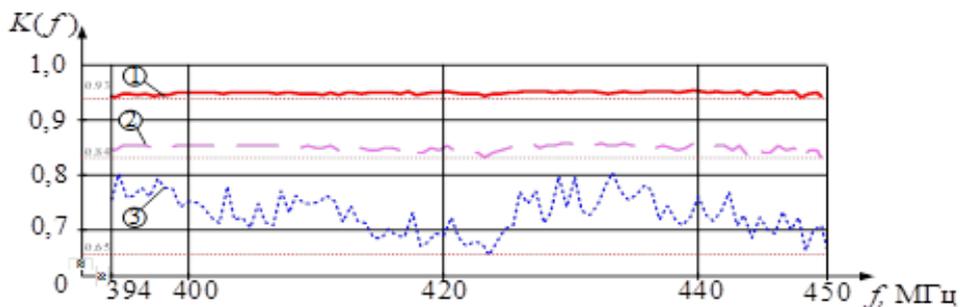


Рис. 4. Принципиальная схема высокочастотного коммутатора

Анализируя зависимости представленные на рисунке 4, был сделан вывод, что синтезированная ШСУ с учетом импеданса транзисторного коммутатора (обладающий потерями 0,7 дБ) обеспечивает более высокий уровень передачи мощности при работе радиостанции в различных условиях обстановки ($K(f) \geq 0,84$) во всем рабочем диапазоне частот. Так, при наличии снежного покрова и обледенения на АС радиостанции (наихудший случай) потери уровня КПМ, на основании интегрального критерия [5, с. 36 –38], составляют до 35 % от максимального значения (потери в дальности радиолинии [1] до 19,4 %), а при использовании разработанного антенного переключателя до 16 % (потери в дальности радиолинии до 8,3 %).

Заключение

Таким образом использование антенного переключателя позволило увеличить энергетические характеристики АС передачи данных радиорелейной станции МИК-РЛ400М на 12,4% в диапазоне частот от 394 до 450 МГц и обеспечить выигрыш в потенциально достижимой дальности действия радиолинии до 2740 м в рамках представленных экспериментальных исследований [3]

Список использованных источников

1. Бойкачев, П. В. Результаты исследования влияния условий эксплуатации на импеданс антенных устройств радиостанций ОВЧ/УВЧ диапазонов / П. В. Бойкачев, И. А. Дубовик, В. О. Исаев// Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь.– Минск : ВАРБ, 2019.– №2. – С. 32–40.
2. Дик, А. М. Радиостанции малой и средней мощности / А. М. Дик, А. В. Кашкаров, А. В. Макатерчик. – Минск: БГУИР, 2014. – 108 с.
3. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной радиосвязи. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерения: ГОСТ 30783-2001. – Минск: Госстандарт Республики Беларусь, 2007.
4. Комплекс радиолокационный обнаружения маловысотных целей РЛК «РОСА-РБ»: Руководство по эксплуатации. ЮКШЖ.464413.002 РЭ.
5. Ланнэ, А. А. Оптимальный синтез линейных электрических цепей / А. А. Ланнэ. – М.: Связь, 1969. – 294 с.

ПРЕСЕЛЕКТОР МВ С ПОВЫШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ И УРОВНЕВОЙ ЗАЩИТОЙ РПТ

И. Ю. МАЛЕВИЧ¹, П. В. ЗАЯЦ²

¹ОАО «КБ Радар» - управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,
г. Минск, Республика Беларусь

²ООО «Аналоговые системы», г. Минск, Республика Беларусь

E-mail: malevich.bsuir@mail.ru

Аннотация. Представлены результаты разработки адаптивного высоколинейного балансного электронно-перестраиваемого преселектора метрового диапазона. Показано, что структура позволяет путем изменения глубины обратной связи масштабировать коэффициент усиления преселектора с пропорциональным изменением перегрузочной способности, линейности и сохранением малого коэффициента шума при хорошем согласовании структуры с трактом.

Abstract. The results of the development of an adaptive highly linear balanced electronically-tunable VHF preselector are presented. It is shown that the structure allows, by changing the feedback depth, to scale the preselector gain with a proportional change in the overload capacity, linearity and maintaining a low noise figure with good matching of the structure with the path.

Введение

Работа систем радиоприема в диапазоне метровых волн (МВ) связана со значительным влиянием помех приему. Эти помехи приводят к появлению нелинейных эффектов и могут вызвать прекращение нормального функционирования радиоприемного тракта (РПТ). Поэтому задача создания эффективных средств защиты РПТ, обеспечивающих возможность работы в сложной ЭМО, имеет большое значение.

Известным методом повышения помехозащищенности РПТ является использование преселектора [1,2].

В классическом виде структура преселектора, как правило, представляет цепочечное соединение частотно-селективного звена (например, диапазонного фильтра или узкополосной перестраиваемой резонансной цепи либо блока переключаемых полосовых фильтров) и усилительного каскада (широкополосного либо резонансного, перестройка которого в диапазоне рабочих частот сопряжена с входной цепью).

Такие преселекторы широко используются для обеспечения устойчивого функционирования РПТ в условиях действия интенсивных помех [3-7]. Однако, в подобных устройствах затруднительно реализовать малое (1...2 дБ) значение коэффициента шума.

Обеспечить высокую чувствительность и заданную селективность возможно в структуре с вынесенным малощумящим усилителем (МШУ) на вход преселектора.

Очевидно, для обеспечения эффективного функционирования в диапазоне МВ, такая структура требует не только наличия высоколинейного МШУ, но и возможности регулировать его коэффициент передачи в зависимости от текущего состояния ЭМО.

В статье рассматривается схемное решение преселектора диапазона МВ с высоколинейным адаптивным МШУ с переключаемым коэффициентом передачи и электронно-перестраиваемым частотно-селективным звеном.

Основная часть

В качестве базовых подходов при логико-эвристическом синтезе схемного решения преселектора МВ с повышенной линейностью и уровневой защитой РПТ были использованы результаты, полученные в работах [8-11]. С учетом этих результатов синтезирована схема электронно-перестраиваемого балансного адаптивного узкополосного преселектора (БАУПР), представленная на рис.1.

Коэффициент усиления БАУПР с учетом балансного МШУ с бесшумными обратными связями и интегральных потерь в фильтровых структурах ($L_{\Phi C}$) и квадратурных мостах WE (L_{WE}) определится выражением:

$$G = 20 \lg \left[\frac{K}{1 + K \left[\frac{2N1 \cdot N2}{4N1^2 \cdot N2^2 + 1 + (N1 - N2)^2} (N1 + N2) \right]} \right] - L_{\Phi C} - 2L_{WE}, \quad (1)$$

коэффициент шума – выражением:

$$NF \approx L_{\Phi C.BX} + L_{WE} + NF_K, \quad (2)$$

а входная точка децибельной компрессии соответственно выражением:

$$IP_{-1дБ} \approx IP_{-1дБK} + L_{\Phi C.BYX} + L_{WE} + (K - G) + 3дБ. \quad (3)$$

В приведенных выражениях $L_{\Phi C.BX}$ и $L_{\Phi C.BYX}$ - соответственно потери входной и выходной фильтрующей цепи БАУПР, т.е.

$$L_{\Phi C} = L_{\Phi C.BX} + L_{\Phi C.BYX}. \quad (4)$$

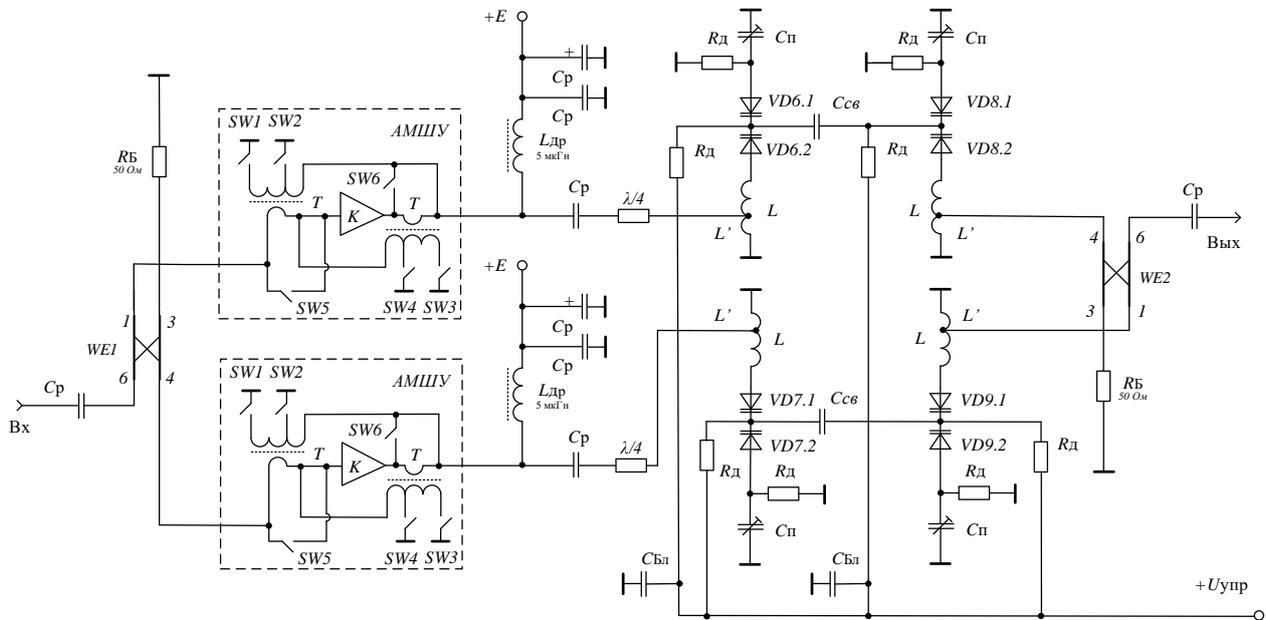


Рис.1. Схема электронно-перестраиваемого БАУПР

Линейность передаточной характеристики БАУПР в терминах входной точки пересечения J -го порядка ($ИПJ$) с учетом входной точки пересечения J -го порядка МИС ($ИПJ_K$) выразится зависимостью [10]:

$$ИПJ_G = ИПJ_K + \frac{J}{J-1} \cdot (K - G) + \frac{J}{J-1} L_{WE} + 3дБ. \quad (5)$$

Коэффициенты стоячей волны напряжения по входу ($КСВ_{вх}$) и выходу ($КСВ_{вых}$) определяются выражениями [12]:

$$КСВ_{вх} \approx \frac{1 + \left| (2d^2 - 1)(S_{11A} + S_{11B}) / 2 + (S_{11A} - S_{11B}) / 2 \right|}{1 - \left| (2d^2 - 1)(S_{11A} + S_{11B}) / 2 + (S_{11A} - S_{11B}) / 2 \right|}. \quad (6)$$

$$КСВ_{вых} \approx \frac{1 + \left| (2d^2 - 1)(S_{22A} + S_{22B}) / 2 + (S_{22A} - S_{22B}) / 2 \right|}{1 - \left| (2d^2 - 1)(S_{22A} + S_{22B}) / 2 + (S_{22A} - S_{22B}) / 2 \right|}. \quad (7)$$

где S_{11A} , S_{22A} - соответственно входной и выходной S -параметры усилительного модуля A ; S_{11B} , S_{22B} - соответственно входной и выходной S -параметры усилительного модуля B ; d - переходное ослабление квадратурных мостов WE .

Учитывая, что квадратурные мосты WE диапазона МВ позволяют обеспечивать практически равноамплитудное деление и суммирование сигналов ($d \approx 0,707$), можно прогнозировать реализацию согласования по входу и выводу БАУПР с $КСВ \approx 1,2 \dots 1,5$ в том числе за пределами диапазона рабочих частот (ДРЧ). Последнее свойство обеспечивает широкополосную согласованную нагрузку по входу последующего преобразователя частоты, что дополнительно повышает его линейность.

С целью проверки функционально-энергетических характеристик и оптимизации параметров синтезированного БАУПР в специализированной САПР ADS исследована модель технического решения, выполненного на МИС $MGA-62563$.

На рис.2-10 последовательно представлены результаты моделирования электронной перестройки АЧХ разработанной схемы БАУПР для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления; $КСВ$ по входу и выводу, коэффициента устойчивости, коэффициента шума (NF), входной точки компрессии ($P_{-1дБ}$), входной точки пересечения 3-го порядка ($ИП3$), динамического диапазона 3-го порядка ($DD3$) на частоте настройки 200 МГц в пересчете к полосе 1 МГц, а также внеполосная точка пересечения третьего порядка.

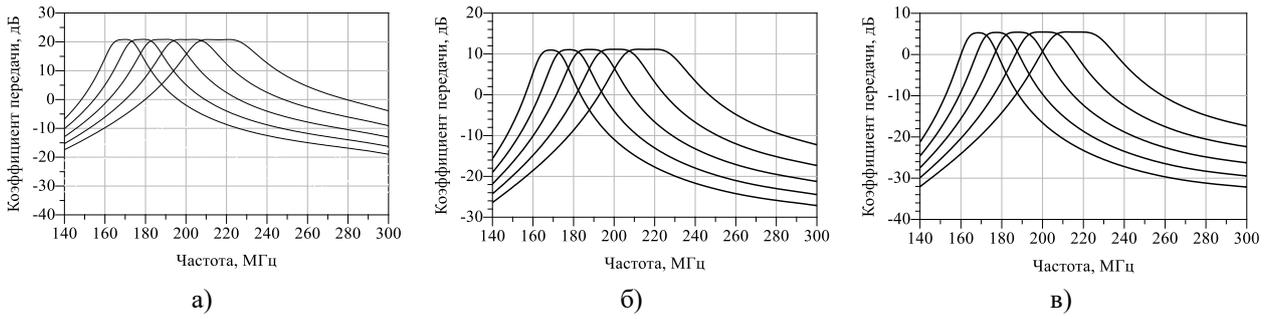


Рис.2. Результаты моделирования электронной перестройки амплитудно-частотной характеристики разработанной схемы БАУПР для режимов: а)- высокого (21 дБ); б) - среднего (11 дБ) и в) - низкого (5 дБ) усиления

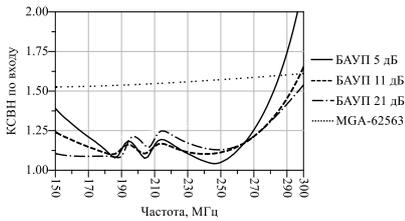


Рис.3. КСВ входа БАУПР на центральной частоте настройки (200 МГц) для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

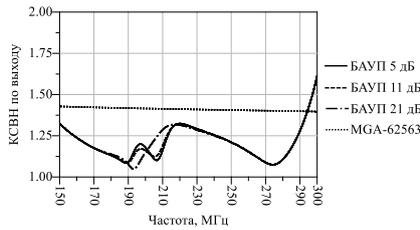


Рис. 4. КСВ выхода БАУПР на центральной частоте настройки (200 МГц) для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

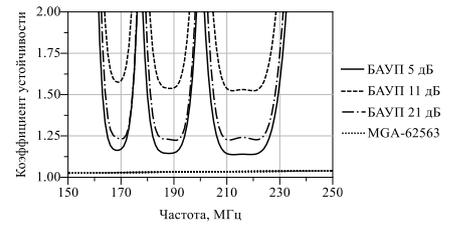


Рис.5. Коэффициент устойчивости БАУПР при перестройке в ДРЧ (крайние и центральная частоты) для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

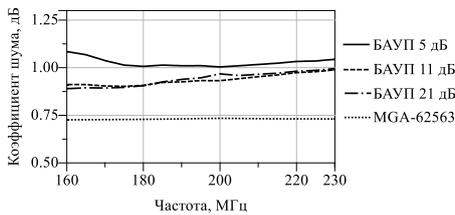


Рис. 6. Коэффициент шума при перестройке в ДРЧ для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

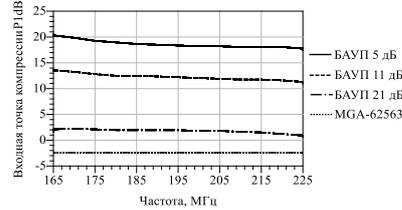


Рис.7. P-1дБ при перестройке в ДРЧ для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

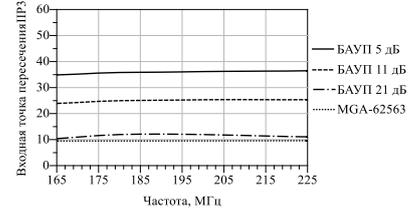


Рис.8. IP3 при перестройке в ДРЧ для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

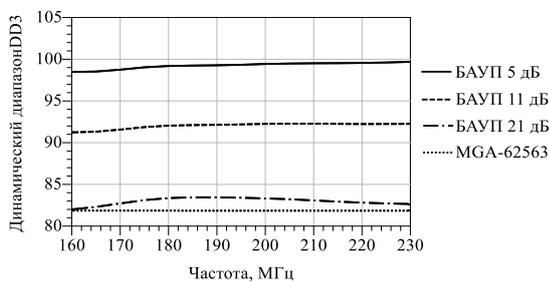


Рис.9. DD3 при перестройке в ДРЧ для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления

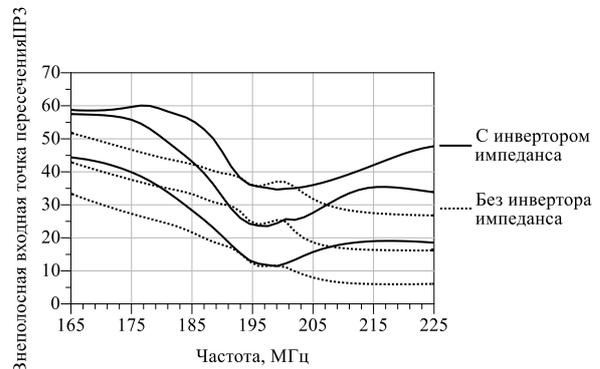


Рис.10. Внеполосная точка пересечения третьего порядка на центральной частоте настройки (200 МГц) для режимов высокого (21 дБ), среднего (11 дБ) и низкого (5 дБ) усиления при включении в сечение МШУ-фильтр четвертьволнового отрезка линии

Видно, что схема позволяет выполнить электронную перестройку в диапазоне 170...220 МГц и ступенчатое изменение коэффициента усиления (21; 11; 5 дБ) с приемлемыми характеристиками согласования. Полоса пропускания по уровню -3 дБ - не более 25 МГц, избирательность при отстройке $\pm 20\%$ составляет 17...22 дБ. Коэффициент шума БАУПР - не хуже 1,2 дБ, а порог перегрузки – дискретно повышается пропорционально снижению G : 3; 13,5; 18,5 дБм (на средней частоте ДРЧ). При этом одновременно увеличивается $ППЗ$ (13; 25; 36 дБм), а ДД по интермодуляции третьего порядка ($DD3$)

$$DD3 = (2/3) \cdot (ППЗ - 10 \lg(BW) - NF), \quad (8)$$

что в пересчете к полосе пропускания радиоприемного тракта $\Pi = 1,0$ МГц составляет соответственно 83, 92 и 99 дБ.

Приведенные характеристики демонстрируют, что такая структура позволяет путем изменения глубины ООС масштабировать коэффициент усиления преселектора с пропорциональным изменением перегрузочной способности, линейности и сохранением малого коэффициента шума при хорошем согласовании с трактом.

Анализ характеристик устойчивости (рис.5) указывают на безусловную устойчивость БАУПР, что позволяет интегрировать устройство в системы РПТ с АРЧ [13] и настраиваемой диапазонной антенной.

Из рис.10 видно, что при включении на входе частотно-избирательной цепи дополнительного четвертьволнового отрезка линии передачи происходит увеличение параметра $ППЗ_{\text{вн}}$, обусловленное инверсией фазы внеполосного коэффициента отражения фильтра, что подтверждает теоретические результаты, полученные в [14]. Такое техническое решение позволяет существенно (до 15 дБ на отдельных участках ДРЧ) повысить линейность БАУПР, что, в свою очередь, повышает помехозащищенность РПТ в целом.

Заключение

Таким образом, рассмотрены вопросы разработки адаптивного высоколинейного балансного электронно-перестраиваемого преселектора метрового диапазона, включающие логико-эвристический синтез и апробацию схемного решения устройства в среде ADS. Показано, что структура позволяет путем изменения глубины обратной связи масштабировать коэффициент усиления преселектора с пропорциональным изменением перегрузочной способности, линейности и сохранением малого коэффициента шума при хорошем согласовании структуры с трактом. Увеличенный сравнительно с известными схемами динамический диапазон, высокая линейность и низкий коэффициент шума позволяют позиционировать его как перспективное устройство для приемных трактов радиоэлектронных систем метрового диапазона, функционирующих в нестационарной электромагнитной обстановке.

Список использованных источников

1. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. - М.: Радио и связь, 1984. – 176 с.
2. Чердынцев В.А., Малевич И.Ю., Курочкин А.Е. Методы и устройства приема и обработки радиосигналов. – Минск: БГУИР, 2010. - 288 с.
3. Проектирование радиоприемных устройств. Под ред. А.П. Сиверса. –М.: Сов. Радио, 1976. – 488 с.
4. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств. –М.: Радио и связь, 1978. -240 с.
5. Алексеев Л.В., Знаменский А.Е., Лоткова Е.Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. –М.: Связь, 1976. - 280 с.
6. Шор К.Г. Селекторы телевизионных каналов на транзисторах. –М.: Энергия, 1973. - 72 с.
7. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. –М.: Мир. 1990. -256 с.
8. Малевич И.Ю. Синтез высоколинейных радиочастотных усилительных трактов. Мн.: «Бестпринт», 2009. -202 с.
9. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Адаптивный широкополосный малошумящий усилитель радиочастоты / Доклады БГУИР, Т.18, №6, 2020, с.66-74.
10. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Балансный усилитель ОВЧ с бесшумными обратными связями / Доклады БГУИР, Т.20, №3, 2022, с.83-89.
11. Малевич И.Ю., Заяц П.В. Адаптивный малошумящий усилитель ОВЧ с большим динамическим диапазоном / Сборник науч. стат. VI МНПК «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» «РАДИОИНФОКОМ-2022», Москва, 2022, С.374-377.
12. Петров Г.В., Толстой А.И. Линейные балансные СВЧ усилители. Москва: Радио и связь; 1983.
13. Заяц П.В., Малевич И.Ю. Повышение помехозащищенности радиоприемных трактов с автоматической регулировкой чувствительности / Доклады БГУИР, Т.19, №2, 2021, с.74-82.
14. Заяц П.В., Малевич И.Ю. Повышение линейности ОВЧ малошумящего усилителя с обратной связью в каскаде с селективной нагрузкой / Проблемы инфокоммуникаций, Т.17, №1, 2023, с.40-47.

**ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА НАСК RF ДЛЯ РАДИОМОНИТОРИНГА
КАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ
КОММЕРЧЕСКОГО ТИПА**

ЧЖО ЗИН ТАНТ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: kyawzinthant7627@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачев П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. Показана актуальность применения цифровых широкополосных радиоприемных устройств для радиомониторинга каналов управления беспилотными летательными аппаратами. Для радиомониторинга предложено использовать антенну Вивальди обеспечивающую работу во всех диапазонах частот канала управления беспилотными летательными аппаратами коммерческого типа.

Abstract. The relevance of the use of digital broadband radio receivers for radio monitoring of control channels for unmanned aerial vehicles is shown.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, сигнал канала управления, широкополосные сигналы, цифровой приемник

Введение

С увеличением числа беспилотных летательных аппаратов (БЛА) коммерческого типа растет и потенциальная угроза их применения с целью разведки или уничтожения различных объектов таких как административные здания, аэропорты, вокзалы, заправочные станции, заводы, места скопления людей, военные объекты и т.д. Обнаружение и защита от беспилотных летательных аппаратов становятся критически важными задачами. Применение современных цифровых радиоприемных устройств предоставляет новые возможности для обнаружения и мониторинга радиочастотного пространства, что может помочь в обнаружении и предотвращении применения БЛА в запретных зонах [1].

Возможность коммерческих цифровых приемников обнаруживать радиосигналы имеет прямое отношение к разработке и совершенствованию систем радиочастотного мониторинга и контроля. Понимание эффективности приемников в обнаружении слабых или зашифрованных радиосигналов, характерных для управления БЛА, является необходимым условием для обеспечения безопасности и стабильности работы таких систем. Актуальность и обоснованность применения цифровых приемников коммерческого типа для обнаружения каналов управления БЛА ярко выражено при проведении современных военных конфликтов по всему миру.

Представленное исследование представляет значимость в области безопасности, военных технологий, а также промышленности и науки в целом. Результаты исследования могут стать основой для разработки новых алгоритмов обнаружения и анализа радиочастотных сигналов, а также помогут оптимизировать существующие системы обнаружения и защиты от потенциальных угроз применения БЛА для разведывательных действий или нанесения ущерба как военным, так и гражданским объектам [1].

Основная часть

Для решения задач, отмеченных выше, на основе цифрового широкополосного радиоприемника NaskRF One, разработано устройство радиомониторинга каналов управления БЛА. Устройство радиомониторинга каналов управления БЛА, позволяет производить обнаружение, каналов управления, телеметрии и видео передачи БЛА в спектральной области с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) [2]. При прослушивании радиоэфира радиосигнал поступает на вход приемных антенн, где далее усиливается приемным устройством NaskRF One и оцифровывается с помощью модуля обработки данных [3]. Полученные дискретные отсчеты в модуле обработки данных подвергаются обработке БПФ формируя на выходы спектрограмму. Используя пороговый метод обработки данных и устройство принятия решения, минимизирующее средний риск принятия решений об обнаружении, по анализу спектрограммы формируется адаптивный порог, превышение которого сигнализирует о наличии радиосигнала. Далее проводится оценка несущей частоты и полосы обнаруженного сигнала [4]. Вышеперечисленная конфигурация обеспечивает селекцию каналов управления, телеметрии и видео передачи БЛА в пространстве радиотехнического

наблюдения, обеспечивая обнаружение и определение координат летательного аппарата на дальности до 500 м как днем, так и ночью без применения дополнительного малошумящего усилителя.



Рис. 1. Устройство радиомониторинга каналов управления БЛА

Интересным является выбор антенного устройства для данного устройства. должен обладать малыми массогабаритными параметрами и обеспечивать требуемое изменение характеристик направленности и частотных характеристик в рабочей полосе частот (0,9, 2,1-2,6 ГГц). Этим требованиям удовлетворяют излучатели на основе симметричных щелевых линий, представляющие собой экспоненциально расширяющуюся щель в тонком слое металла на диэлектрической подложке или в свободном пространстве (такие антенны называют «антенна Вивальди»).

Пример подобного излучателя такой антенны представлен на рисунке.

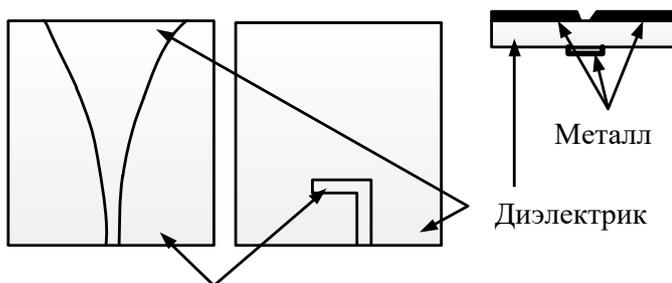


Рис. 2. Односторонний излучатель Вивальди

Для проектирования излучателя предлагается использовать антенну Вивальди, обладающую малыми размерами и широкой рабочей полосой, что позволит уменьшить размеры антенн пеленгатора и расширить частотный диапазон его применения. Излучатели Вивальди относятся к классу антенн бегущей волны. Принцип ее работы поясняется следующим образом: по экспоненциально расширяющейся щели в продольном направлении распространяется бегущая волна, которая начинает излучаться при ширине щели, близкой к половине длины волны.

Заключение

Таким образом, сформированные аналитические математические модели РТУ позволяют наиболее точно оценить характер изменения входных и передаточных характеристик РТУ за счет получения аналитического представления процесса влияния различных факторов на характеристики РТУ.

Список использованных источников

- 1 Макаренко, С. И., Тимошенко, А. В., Васильченко, А. С. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 1. Беспилотный летательный аппарат как объект обнаружения и поражения // Системы управления, связи и безопасности. 2020. – № 1. – С. 109–146.
2. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс ; пер. с англ. под ред. А. А. Бритова. – 2-е изд. – М. : ООО Бином-Пресс, 2006. – 656 с.
3. Метрология и радиоизмерения / В.И. Нефедов [и др.] / под ред. В.И. Нефедова.— М.: Высшая школа, 2003.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков.— М.: Высшая школа, 2000

РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР ВТОРОГО ПОРЯДКА

И. Н. АЛЕКСЕЙЧЕНКО, В. А. ФЕДОРЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: alekseychenko.2004@gmail.com

Аннотация. В докладе рассмотрены принцип действия и методы расчёта режекторного фильтра, предназначенного для подавления определённых частотных составляющих в сигнале.

Abstract. The report examines the operating principle and calculation methods of a notch filter designed to suppress specific frequency components in a signal.

Введение

Современные электронные и радиотехнические системы предъявляют высокие требования к качеству обработки сигналов, особенно в отношении подавления помех и нежелательных частотных составляющих. Одним из наиболее эффективных инструментов для решения этих задач является режекторный фильтр, предназначенный для выборочного подавления определённых частот, при этом сохраняя целостность остальных частотных диапазонов. Такие фильтры находят широкое применение в телекоммуникациях, звуковых системах, радиочастотных и измерительных устройствах, где необходимо изолировать сигналы от избыточного фона или помех.

Целью данной работы является изучение принципов действия и методов расчета режекторных фильтров, анализ их конструктивных особенностей и характеристик, а также исследование практических аспектов их применения в современных технических системах.

Основная часть

Принцип действия режекторного фильтра заключается в том, чтобы выборочно подавлять сигнал на определенной частоте или в узком диапазоне частот, в то время как сигналы других частот проходят через фильтр практически без изменений. Режекторный фильтр выделяет и подавляет нежелательные частотные составляющие, эффективно минимизируя их влияние на обрабатываемый сигнал. Такая фильтрация полезна в случаях, когда требуется исключить конкретные гармоники, шумы или помехи, не затрагивая остальной спектр.

Режекторный фильтр применяется в аудиообработках для удаления нежелательных частот или шумов из звукового сигнала, в медицинской технике — для обработки биосигналов, в системах управления — для подавления колебаний на определённых частотах для обеспечения стабильной работы. В системах связи данный фильтр подавляет определённые частоты, которые могут вызывать интерференцию. Также применяется в системах, где требуется точно измерять определённые параметры, такие как температура или давление, и где важно исключить влияние определённых частот.

Для режекторного фильтра второго порядка учитывается: Центральная частота — это частота, при которой режекторный фильтр достигает максимального подавления сигнала. Она определяет центр полосы частот, которые фильтр блокирует. Ширина полосы заграждения — это диапазон частот, который фильтр блокирует вокруг центральной частоты. Добротность характеризует избирательность фильтра и равна отношению центральной частоты к ширине полосы заграждения. Чем выше добротность, тем более узкая полоса частот подавляется, что делает фильтр более точным. Высокая добротность позволяет минимизировать влияние фильтра на частоты, находящиеся за пределами полосы заграждения.

При испытаниях влияние помех на основной частоте сети переменного тока и на гармониках до 4-й включительно можно значительно уменьшить с помощью сетевого режекторного фильтра. Его использование необходимо, если ширина полосы пропускания измерителя помех превышает основную частоту источника питания. Если же полоса меньше этой частоты, то можно не считаться с помехами на частотах источника питания и соответствующими гармониками. К этому следует

Секция I «Радиотехника, радиотехнические измерения, техника СВЧ»

добавить, что если испытуемое изделие потребляет от сети 60 или 400 Гц, ток более 1 А, то при измерениях можно исключить полосу частот от 30Гц до частоты некоторой гармоники сети питания.

Наилучшее использование режекторного фильтра верхних частот с крутизной наклона характеристики примерно 40дБ октава или более. Например, такой должен обеспечить ослабление до 100дБ на 60-400Гц и иметь частоту среза около 350Гц.

Схема режекторного фильтра

Конструкция выполнена на базе регенеративного каскада, находящегося на полевом транзисторе и выступающего в роли умножителя. Последний необходим для предотвращения подавления сигналов широкой частотной полосы.

Конденсатор, имеющий переменную емкость, перестраивает прибор в рамках полосы пропускания приемника ПЧ. На входе и выходе последнего находятся истоковые работающие на транзисторах повторители, необходимые для снижения влияния фильтра на функционирование предыдущего каскада.

Устройство включается между первым УПЧ-каскадом и преобразователем. Отключение прибора происходит посредством выключателя, закорачивающего режекторный контур.

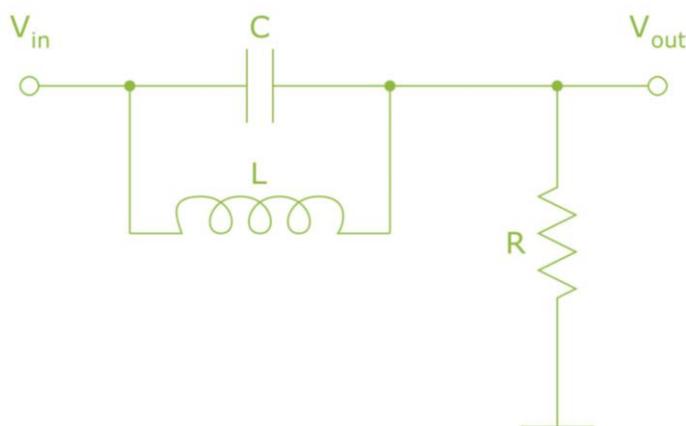


Рис.1. Схема режекторного фильтра второго порядка

Заключение

В заключение можно отметить, что сетевой режекторный фильтр представляет собой важный инструмент для избирательного подавления нежелательных частотных компонентов в электрических и электронных системах, что особенно актуально для устранения сетевых помех и их гармоник. Высокая эффективность фильтра обусловлена возможностью точной настройки его параметров что обеспечивает гибкость в адаптации к специфическим требованиям различных приложений. Применение сетевого режекторного фильтра значительно улучшает качество сигнала и повышает устойчивость работы систем в условиях электромагнитных помех. Перспективы дальнейшего развития и усовершенствования таких фильтров создают возможности для их более широкого внедрения в областях радиотехники.

Список использованных источников

1. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. 2016. 53-56.
2. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26
3. Дональд Уайт. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Москва, «Советское радио», 1979. – 464 с.
4. Тихомиров А.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем: учебное пособие. – Томск, 2012. – 229 с.

СЕНСОРНЫЙ RFID ТРАНСПОНДЕР УВЧ ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ КОЛЬЦЕВОГО РАЗОМКНУТОГО РЕЗОНАТОРА

М. Х. ЗИН, В. Б. КИРИЛЬЧУК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: zwetarnzwetarn25@gmail.com

Аннотация. Рассмотрена конструкция, электродинамическая модель и эквивалентная электрическая схема сенсорного электромагнитного транспондера RFID УВЧ диапазона, выполненного на основе кольцевого разомкнутого резонатора и радиочастотной метки ближнего поля. Представлены результаты численного моделирования в диапазоне частот (865-868) МГц.

Abstract. The design, electrodynamic model and equivalent electrical circuit of the sensor electromagnetic transponder RFID UHF range, made on the basis of a ring open resonator and radio frequency tag of the near field are considered. The results of numerical modeling in the frequency range (865-868) MHz are presented.

Ключевые слова: радиочастотная идентификация, сенсорные RFID системы, пассивные RFID метки, антенны RFID УВЧ диапазона, резонаторные антенны.

Введение

Сенсорные транспондеры RFID (СТ RFID) – это новая парадигма Интернета вещей (IoT). Они имеют ограниченную стоимость и незначительное техническое обслуживание, что делает их привлекательными для многочисленных сценариев применения в беспроводных сенсорных сетях (БСС) для мониторинга состояния окружающей среды и объектов (ОСиО) [1]. Для снижения затрат на развертывание крупномасштабных БСС необходимо использовать малогабаритные недорогие сенсорные узлы (СУ) со сверхмалым энергопотреблением, которые в рамках аппаратных ограничений и компромисса между эффективностью антенны и потребляемой мощностью могут быть реализованы на основе пассивных или полупассивных RFID СТ УВЧ диапазона. Каждый СУ позволяет измерять один или несколько параметров ОСиО (температура, влажность, давление, динамические пространственные параметры объектов и др.) и передавать их на одну или большее количество базовых станций (БС) или считывателей в соответствии с протоколом EPC global Class (1-3) Gen-2 (ISO/IEC 18000-63 тип C).

Существует две конфигурации СТ, использующих микроэлектронный чип: электронный СТ RFID и электромагнитный. Конфигурации этих СТ показаны на рис.1. [2]

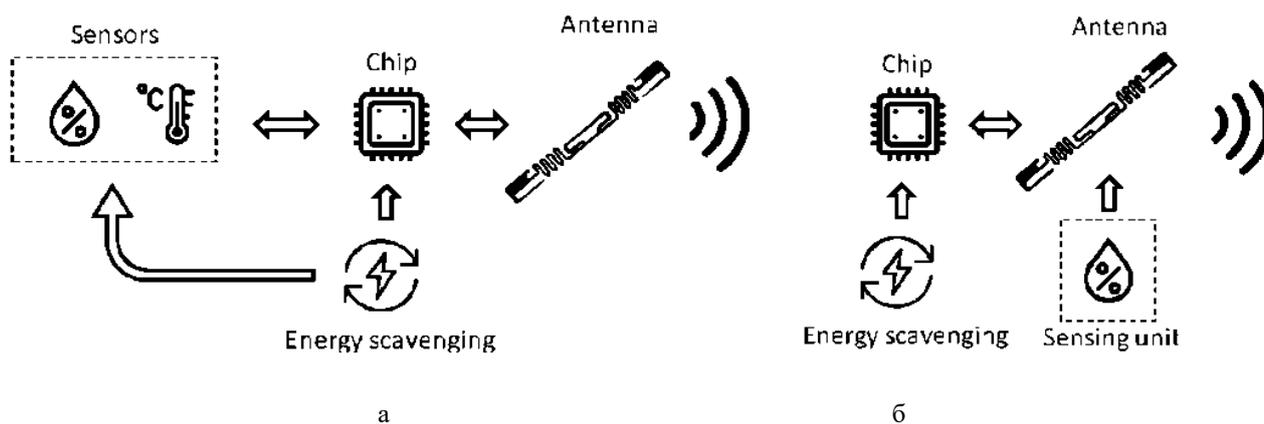


Рис.1. Конфигурации СТ на основе технологии RFID: (а) электронный СТ RFID и (б) электромагнитный СТ RFID.

Обе конфигурации содержат одни и те же функциональные блоки, но с принципиальным отличием в сенсорной части. В электронной конфигурации датчик взаимодействует с чипом, тогда как в электромагнитной конфигурации работа датчика основана на изменении частотной характеристики поля рассеяния СТ. В обоих случаях основное ограничение, определяющее максимальную дальность чтения сенсорной метки, определяется

значением пороговой чувствительности (ПЧ) СТ (минимальная мощность несущего колебания, при которой СТ активируется для передачи информации). Особенностью электронных СТ является отделение функций регистрации параметра от функций передачи информации по беспроводной радиолнии связи. Передаваемая информация закодирована в цифровом виде, поэтому она практически не искажается окружающей средой. В частности, некоторые биты идентификационного кода могут использоваться для передачи значения регистрируемого параметра. Датчик может быть встроен в микросхему или подключен к внешнему микроконтроллеру, что позволяет получить расширенную архитектуру метки. В обоих случаях ПЧ СТ является ключевым вопросом для достижения приемлемой дальности считывания. Если дальность считывания недостаточна используются, так называемые полупассивные СТ, в которых для питания цифровых блоков микросхемы дополнительно используется батарея. В этом случае метка действует как транспондер и, таким образом, отправляет информацию считывателю только в случае запроса.

В электромагнитных СТ функция датчика выполняет его антенна, параметры которой (входной импеданс, коэффициент усиления, поляризационная характеристика и. т.п.) изменяются при вариациях характеристик ОСиО, что в свою очередь обуславливает изменение амплитудно-фазовых и поляризационных характеристик поля обратного рассеяния в частотной или/и поляризационной области. Параметры антенны могут существенно измениться по двум причинам: изменение электропроводности антенны или ее части; или из-за изменения диэлектрической проницаемости среды, окружающей антенну или ее части. В первом случае датчик классифицируется как резистивный, а во втором случае датчик можно классифицировать как емкостной. Следует отметить, что в обоих случаях механизм преобразования воздействует на радиочастотное поле рассеянной волны, поэтому сенсорные транспондеры называются электромагнитными.

Упрощенная конфигурация и эквивалентная схема электромагнитного СТ на основе RFID технологии показана рис.2. [3]. В сенсорный блок помещается чувствительный материал, например углеродные нанотрубки, каптон или другие вещества, изменяющие свои свойства в зависимости от внешнего воздействия. Изменение свойств сенсорного блока влияет на согласование импеданса антенны и чипа и, таким образом, вызывают изменение поглощенной чипом и рассеянной антенной мощностей.

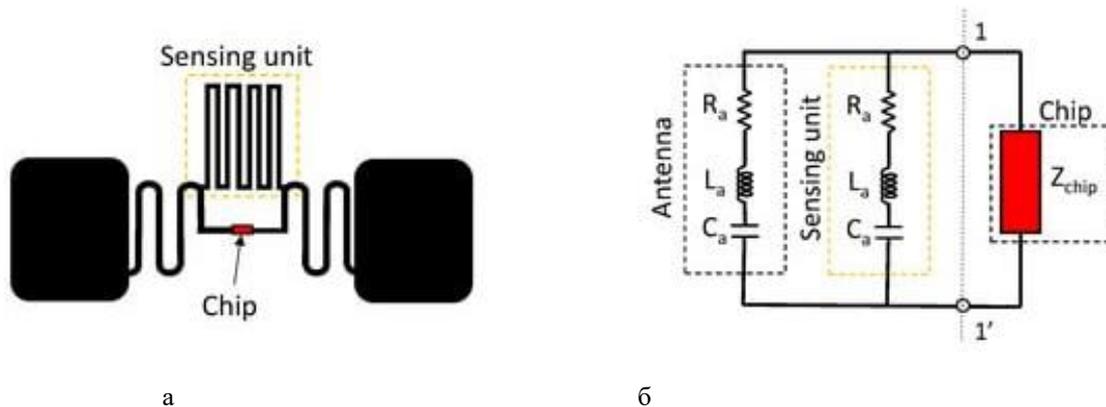


Рис.2. Упрощенная конфигурация (а) и эквивалентная схема (б) электромагнитного СТ на основе RFID технологии

Так как большинство природных материалов не обладают магнитными свойствами ($\mu \approx 1$) и в основном характеризуются комплексной диэлектрической проницаемостью ($\dot{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$), контроль параметров ОСиО целесообразно производить, основываясь на диэлькометрическом методе. Например, основываясь на измерении резонансной частоты $f_0(\dot{\epsilon})$ мощности рассеяния антенны $P_R(f_0)$ в зависимости от значения $\dot{\epsilon}$. В этом случае для повышения разрешающей способности метода ($P_R(\Delta f_0)/\Delta \dot{\epsilon}$) в качестве антенн необходимо использовать резонансные структуры с высокой нагруженной добротностью ($Q_H = f_0(\dot{\epsilon})/\Delta f \ll 1$), в которых потери мощности, в основном, связаны с мощностью потерь на излучение [4].

В сенсорный блок антенны помещается чувствительный материал, например углеродные нанотрубки, каптон или другие вещества, изменяющие свои свойства в зависимости от внешнего воздействия. Изменения свойств сенсорного блока влияют на согласование импеданса антенны и чипа и, таким образом, вызывают изменение мощности обратного рассеяния.

В качестве антенн СТ могут быть использованы микрополосковые антенны с прямоугольной, круглой или кольцевой формой излучателя диэлектрические резонаторные антенны различной формы, кольцевые разомкнутые резонаторы и другие дифракционные резонансные структуры.

Структура и электродинамическая модель сенсорного транспондера

В качестве возможного варианта антенны СТ, обладающего ярко выраженными резонансными свойствами, может служить структура, которая состоит из кольцевого разомкнутого резонатора (КРР) (англ. Split-Ring Resonator (SRR)) в который установлена УВЧ RFID метка ближнего поля (МБП) (рис.3а). При возбуждении резонатора внешним переменным магнитным полем в кольце возникает электрический ток, который, в зависимости от резонансных свойств КРР, создает собственное магнитное поле, усиливающее или ослабляющее внешнее поле. Наличие зазора в кольце позволяет понизить резонансную частоту КРР для длин волн, превышающих диаметр кольца. Таким образом, можно конструировать резонансные структуры с размерами меньшими, чем длина волны зондирующего сигнала. Так как размер КРР меньше, чем резонансная длина волны в свободном пространстве, его электромагнитное поведение можно считать квазистатическим и описать с помощью элементов с сосредоточенными параметрами в виде последовательного колебательного контура с эквивалентной индуктивностью L_{KP} и емкостью C_{KP} (рис.3б), резонансная частота которого $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_{KP}C_{KP}}$ [5]. Микроэлектронный чип транспондера, характеризуемый импедансом $\dot{Z}_{ЧСТ} = R_{ИСТ} - jX_{ИСТ}$ (знак минус в реактивной части учитывает емкостной характер входного импеданса чипа), установлен в кольцевом устройстве связи (УС показано синим цветом на рис.3а). Устройство связи с установленным чипом представляют собой коммерческую RFID метку ближнего поля.

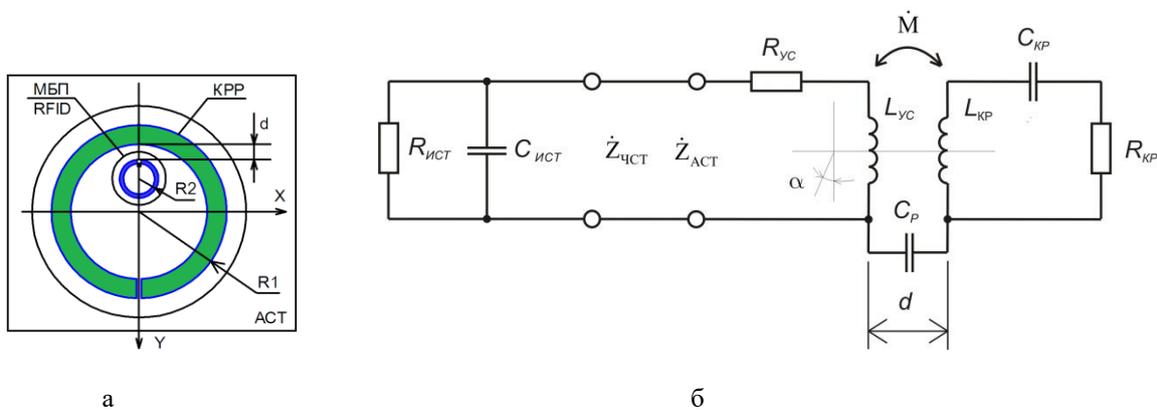


Рис.3. Топология а) и эквивалентная схема б) сенсорного RFID транспондера на основе кольцевого разомкнутого резонатора

Электромагнитная связь между МБП и КРР индуктивного типа, представлена на рис. 3б в виде трансформатора с взаимной индуктивностью M (емкостная связь, обусловленная электрическим полем, моделируется емкостью C_p). При малой толщине проводников УС и КРР C_p можно пренебречь. Тогда входной импеданс антенны сенсорного транспондера $\dot{Z}_{АСТ}$ можно определить по формуле [5]:

$$\dot{Z}_{АСТ} = R_{АСТ} + jX_{АСТ} = \dot{Z}_{УС} + \frac{(2\pi fM)^2}{\dot{Z}_{КРР}} \quad (1)$$

где $\dot{Z}_{УС}$ и $\dot{Z}_{КРР}$ - импедансы устройства связи и кольцевого резонатора, M - взаимная индуктивность между ними, f - рабочая частота.

Вблизи резонансной частоты f_0 КРР, составляющие входного импеданса (активной и реактивной составляющих) можно приблизительно рассчитать по формулам [5]:

$$R_{АСТ} = \frac{(2\pi fM)^2}{R_{КРР}} \frac{1}{1+u^2}; \quad (2)$$

$$X_{АСТ} = 2\pi fL_{УС} - \frac{(2\pi fM)^2}{R_{КРР}} \frac{u}{1+u^2}.$$

где $u = Q_{KP} (f/f_0 - f_0/f_0)$, Q_{KP} - добротность кольцевого резонатора.

На резонансной частоте ($f \approx f_0$) компоненты \dot{Z}_{ACT} с учетом (2) примут вид:

$$R_{ACT}(f = f_0) = \frac{(2\pi f_0 M)^2}{R_{KP, f_0}}; \quad (3)$$

$$X_{ACT}(f = f_0) = 2\pi f_0 L_{YC}.$$

Из уравнений (3) следует, что на резонансной частоте активная составляющая входного импеданса R_{ACT} сильно зависит только от взаимной индуктивности M (зависит от расстояния d и угла α (рис. 3)), тогда как X_{ACT} - зависит только от L_{YC} (определяется толщиной кольца УС, его диаметром и формой). Поэтому, активную и реактивную компоненты входного импеданса можно регулировать независимо.

Эквивалентная индуктивность L_{KP} зависит от среднего периметра кольца, ширины и толщины полоскового проводника, из которого выполнен КРР. Эквивалентная емкость C_{KP} , в основном, определяется геометрическими характеристиками зазора $S(x, y, z)$ и эффективной диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_{эф}$) материала в зазоре КРР. Поэтому изменение геометрии зазора $S(x, y, z)$ или $\epsilon_{эф}(x, y, z)$ приводит к изменению резонансной частоты КРР:

$$f_0 [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)] = 1/2\pi \sqrt{L_{KP} C_{KP} [S(x, y, z), \epsilon_{эф}(x, y, z)]} \quad (4)$$

Это свойство КРР используется для сенсорных приложений. С антенной точки зрения, КРР можно рассматривать как свернутый в кольцо полуволновой укороченный симметричный вибратор или как рамочную антенну, резонирующую на частоте первого антирезонанса, возбуждаемую устройством электромагнитной связи (петли) УВЧ RFID МБП [5]. Антенна сенсорного транспондера, состоящая из индуктивно связанных УС и КРР, проектировалась таким образом, чтобы входной импеданс АСТ \dot{Z}_{ACT} соответствовал комплексносопряженному импедансу чипа сенсорного транспондера $\dot{Z}_{ЧСТ}$. В качестве модели УВЧ RFID МБП использовались параметры, соответствующие коммерческой метке типа QF7 (кнопка) с диаметром петли связи $S2 = 8$ мм (рис. 4а) и установленного в ней чипа Monza 4D с параметрами $\dot{Z}_{ЧСТ} = (15 - j180) \Omega$ на резонансной частоте $f_0 = 867$ МГц [6].

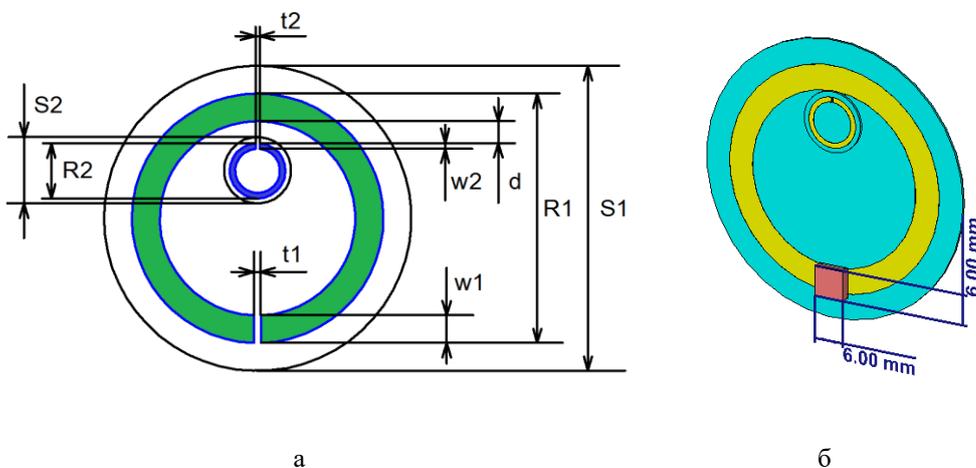


Рис. 4. Конструкция (а) и электродинамическая модель (б) сенсорного транспондера

Результаты численного моделирования

Численное моделирование проводилось в САПР CST Microwave Studio 5.0. Принятые при численном моделировании исходные параметры (рис. 4а): подложка толщина 500 мкм, $\epsilon_r = 2,25$, $tg\delta = 0,001$. Внешний диаметр КРР R1= 45 мм; внешний диаметр кольца УС R2=10 мм; расстояние d = 1 мм; ширина кольца КРР w1 = 5 мм; ширина кольца УС w2= 1 мм; внешний диаметр подложки большого резонатора S1=55 мм; внешний диаметр подложки УС S2 =12 мм; ширина зазора КРР t1= 0,3 мм; ширина зазора УС t1= 0,25 мм.

Сопряженное согласование достигается между входным импедансом предлагаемой антенны и чипом метки путем регулировки расстояния d (рис.3а). Изменяя расстояние d между УС и КРР можно регулировать активную составляющую входного импеданса антенны, а реактивную составляющую входного импеданса можно регулировать путем изменения размеров УС. Учитывая, что УС совместно с чипом реализуется в виде законченной конструкции МБП, регулировать размеры УС не представляется возможным. Поэтому оптимизация режима согласования сводится к подбору места установки МБП и ее угловой ориентации внутри КРР.

На рис. 5. представлены результаты электромагнитного моделирования распределения электрического и магнитного поля в окрестности структуры, образованной КРР и УВЧ МБП RFID на резонансной частоте $f_0 = 867$ МГц. Из представленных результатов видно четкое разделение зон пространственной локализации электрического и магнитного полей, что позволяет использовать это свойство КРР для сенсорных приложений. Область локализации электрического поля использовать для контроля диэлектрической проницаемости (емкостной датчик), а область локализации магнитного поля (индуктивно связанные резонансные цепи) для приема и передачи электромагнитной энергии в окружающее пространство

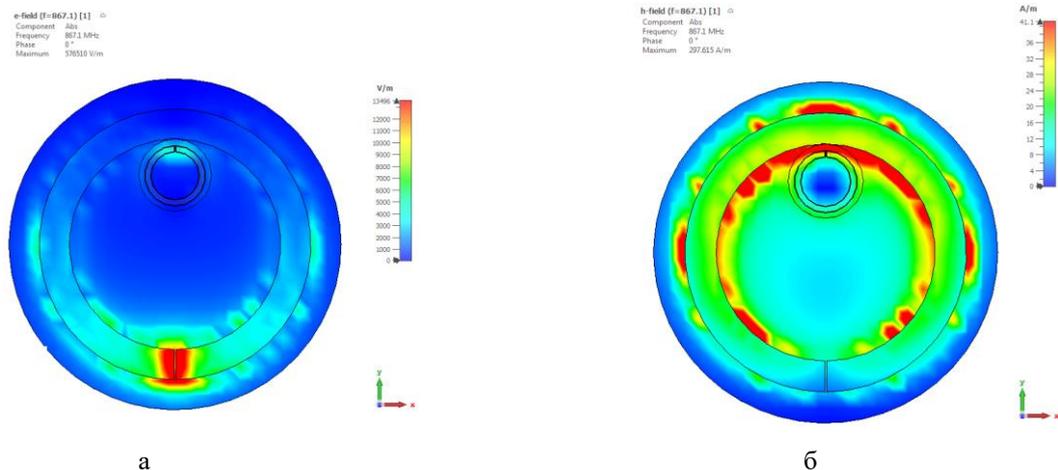


Рис. 5. Распределение напряженностей электрического (а) и магнитного (б) полей в окрестности

Оптимальная передачи энергии ЭМП в цепь чипа МБП RFID обеспечивается при условии комплексносопряженного согласования импеданса чипа метки и входного импеданса резонансной структуры (КРР), трансформированного на входные порты чипа метки через петлю связи.

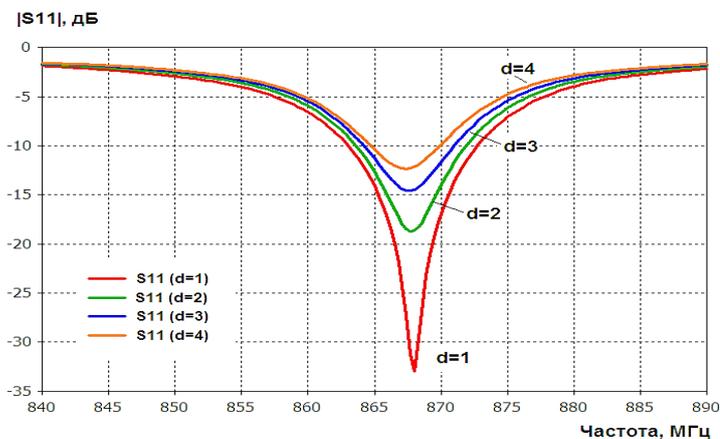


Рис. 6. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм)

Так как магнитное поле внутри КРР неоднородно с максимальным значением в области диаметрально противоположной зазору КРР (рис. 5 б), то согласование может быть обеспечено за счет приближения или удаления МБП RFID от внутренней кромки КРР, например, изменяя расстояние d (рис.5б). Результаты численного моделирования частотных зависимостей модуля коэффициента отражения на портах устройства связи МБП в зависимости от расстояния d (мм) представлены на рисунке 6. Из приведенных на рис.6 графиков видно, что при удалении внешнего контура устройства связи МБП от внутренней кромки КРР на расстояние $d = 1$ мм достигается хорошее согласование в достаточно узкой полосе частот $\Delta f \approx 1,5$ МГц.

На рис. 7. Приведены частотные зависимости активной и реактивной составляющих входного импеданса антенны СТ для различных значений расстояния d (рис 3а) в диапазоне от 1 до 12 мм

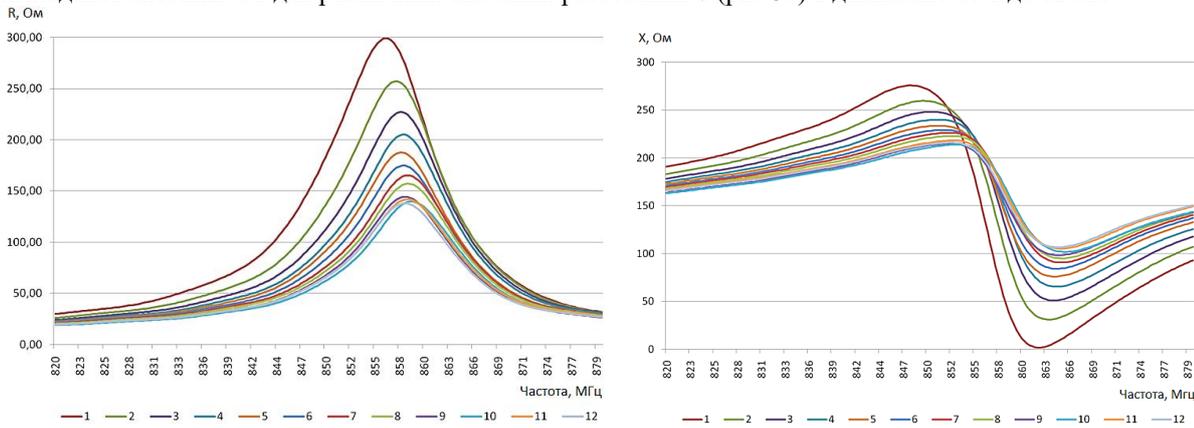


Рис. 7. Частотные зависимости активной и реактивной составляющих входного импеданса антенны СТ для различных значений расстояния d (рис 3а) в диапазоне от 1 до 12 мм

Резонансные зависимости коэффициента отражения сенсорного транспондера от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР с размерами 6 мм x 6 мм показаны на рис. 8.

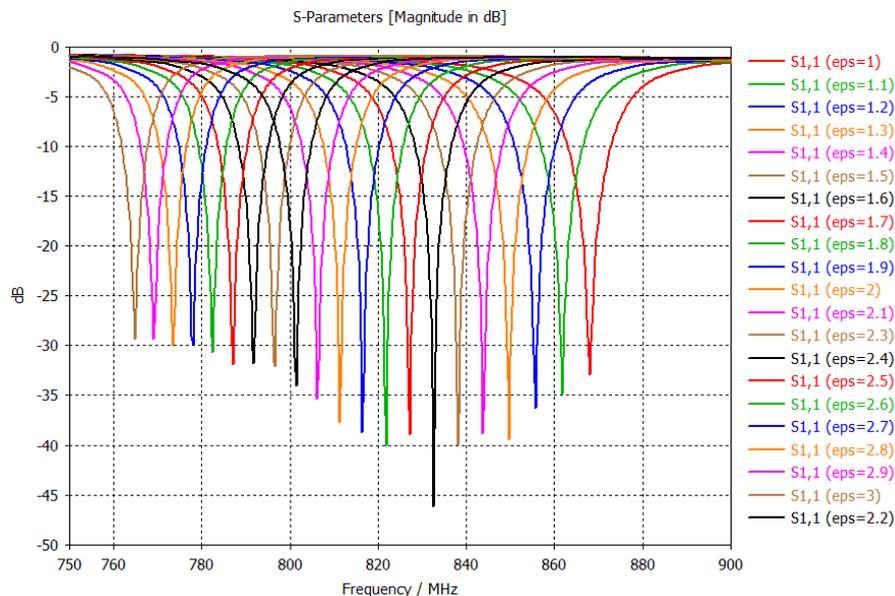


Рис. 8. Резонансные зависимости коэффициента отражения сенсорного транспондера от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР с размерами 6 мм x 6 мм

Расчетные зависимости смещения резонансной частоты от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР для разных размеров (ΔF) мм x мм приведены на рис.9.

На рис 10. Показаны расчетные зависимости добротности антенны СТ от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР для разных размеров (ΔF) мм x мм

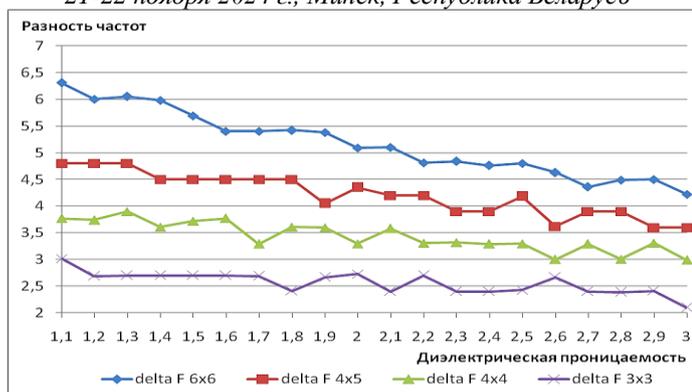


Рис. 9. Зависимости смещения резонансной частоты от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР для разных размеров (delta F) мм х мм

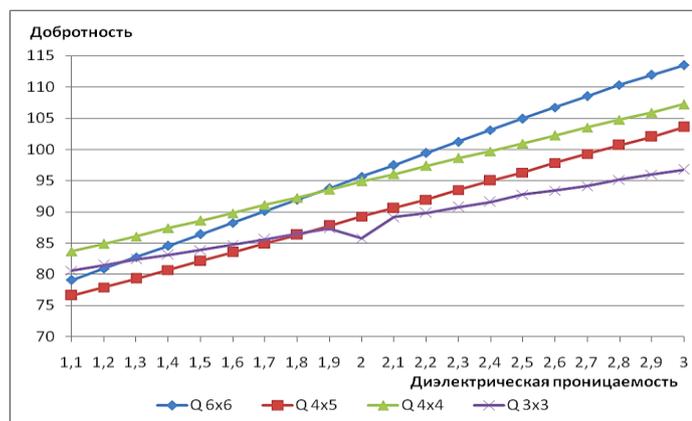


Рис. 10. Зависимость добротности антенны СТ от значений диэлектрической проницаемости образца материала в зазоре КРР для разных размеров (delta F) мм х мм

Заключение

Результаты численного моделирования для разработанной конструкции сенсорного транспондера на основе кольцевого разомкнутого резонатора с интегрированной в его структуру коммерческой меткой ближнего поля RFID позволяет реализовать сенсорный транспондер для дистанционного беспроводного контроля параметров ОСиО с использованием метода анализа частотной зависимости пороговой чувствительности $P_{ICTN}(f)$. Показано, что оптимальное согласования чипа метки с предложенной резонансной структурой можно достичь без использования дополнительных цепей согласования за счет корректного выбора места установки МБП в КРР.

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications», Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2007, 328 p.
2. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155
3. Cui, L.; Zhang, Z.; Gao, N.; Meng, Z.; Li, Z. Radio Frequency Identification and Sensing Techniques and Their Applications—A Review of the State-of-the-Art. *Sensors* 2019, *19*, 4012. [Google Scholar] [CrossRef] [PubMed][Green Version].
4. Кирильчук, В. Б. Беспроводной мониторинг состояния окружающей среды с использованием технологии RFID и резонансных свойств обратного рассеяния пассивных радиочастотных идентификаторов УВЧ диапазона / Кирильчук В. Б., Кижлай И. Н., Попов А. А. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2022 : материалы научно-технической конференции, Минск, 29–30 ноября 2022 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2022. – С. 69–77.
5. Sydoruk O., Tatartschuk E., Shamonina E., and Solymar L. Analytical formulation for the resonant frequency of split rings *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS* **105**, 014903 2009.
6. Balanis, C. A. *Antenna Theory Analysis and Design*. 3rd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005
7. Monza® Datasheet, Available at <http://www.impinj.com>.

СПОСОБ ДИНАМИЧЕСКОГО СОГЛАСОВАНИЯ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА И АНТЕННЫ РАДИОЛОКАТОРА С НЕПРЕРЫВНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А. М. КИЕВСКИЙ, Д. Н. ПОНЕДЬКО, С. В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: temkaakievskiy@gmail.com

Аннотация. Предложен способ согласования приемно-передающего тракта и антенны в радиолокаторе с непрерывным излучением и частотной модуляцией, основанный на динамическом управлении параметров согласующей цепи (СЦ) в соответствии с текущей частотой передаваемых или принимаемых колебаний и импедансом антенны. Приведена структура согласующего устройства.

Abstract. A method for matching the transceiver path and antenna in a continuous wave and frequency-modulated radar system is proposed, based on dynamic control of the matching circuit parameters according to the current frequency of transmitted or received oscillations and the antenna impedance. The structure of the matching device is presented.

Введение

Радиолокаторы с непрерывным излучением и частотной модуляцией (FMCW) широко используются в качестве РЛС охраны периметра, водных районов, сельскохозяйственных угодий, в качестве корабельных и автомобильных РЛС, при обнаружении заглубленных объектов, низколетящих воздушных объектов, а также в качестве измерителей уровней [1-3]. Известны варианты FMCW-радиолокаторов для беспилотных летательных аппаратов с синтезированием апертуры [4,5]. Важным преимуществом FMCW-радиолокаторов является простота конструкции и невысокие требования к подсистеме обработки сигналов, в том числе при высокой разрешающей способности по дальности. Так, во многих FMCW-радиолокаторах используется частотная модуляция с девиацией частоты (шириной спектра) $\Delta f_0 = 150 \dots 300$ МГц, что определяет разрешающую способность по дальности 1...0,5 м. В радиолокаторах подповерхностного зондирования ширина спектра сигнала может достигать 600...1000 МГц [1].

При столь большой полосе частот усложняется процесс согласования антенны с приемно-передающим трактом. Традиционные и конструктивно простые виды антенн (полуволновой вибратор, микрополосковые антенны) имеют диапазон рабочих частот, ограниченный согласованием с трактом, порядка 3...10 % от несущей. Это вынуждает использования специальных типов широкополосных антенн (Вивальди, дискоконусная, фрактальная), что не всегда оправданно. Кроме того, такие типы антенн не всегда могут использоваться в относительно низкочастотном диапазоне (менее 2000 МГц), что важно, например, для радиолокационных датчиков подповерхностного зондирования.

Цель статьи – обоснованием способа динамического согласования приемно-передающего тракта и антенны для FMCW-радиолокатора.

Содержание способа динамического согласования

Типовые FMCW-радиолокаторы имеют период повторения зондирующего сигнала с частотной модуляцией порядка $T_r = 1 \dots 2$ мс при максимальной дальности $r_{\max} = 10 \dots 15$ км или, для подповерхностного зондирования, автомобильных РЛС или измерителей уровня, существенно меньше. Время задержки t_r , принимаемого сигнала для таких РЛС обычно составляет десятки мкс и не превышает 100 мкс. Поэтому излучение зондирующего и прием отраженного сигнала ведется для каждого момента времени на частотах

$$f_{tr}(t) = f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \left(t - T_r \left[\frac{t}{T_r} \right] \right); \quad f_r(t) = f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \left(t - t_r - T_r \left[\frac{t - t_r}{T_r} \right] \right),$$

для диапазона которых и должно быть выполнено согласование в текущем времени $t \in [0, T_r]$.

Это можно выполнить с использованием простейших Г-образных согласующих цепей при их параллельном включении по входу и выходу с использованием p - i - n диодов [6,7].

Разобьем диапазон частот согласования Δf_0 на N поддиапазонов с шириной каждого $\Delta F = \frac{\Delta f_0}{N}$ и

центральными частотами $f_n = f_0 + \left(n - \frac{1}{2}\right) \frac{\Delta f_0}{N}$, $n = \overline{1, N}$ и выполним согласование для центральных частот

f_n . Для согласования используем простейшие низкочастотные Г-образные схемы [6,7], которые приведены на рисунке 1.

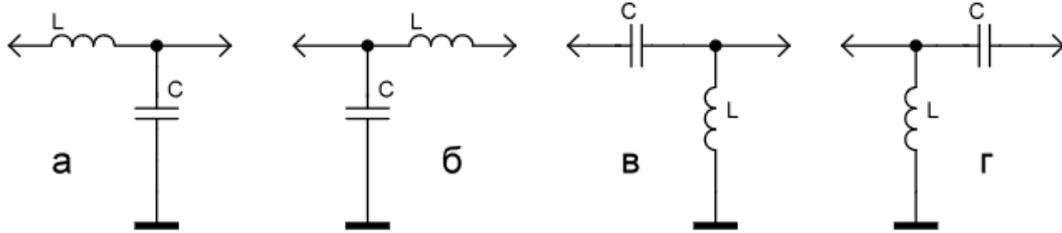


Рис. 1. Типы Г-образных согласующих цепей

С позиций схемной реализации наиболее удобны схемы а) и б) при последовательном включении индуктивности между источником сигнала и нагрузкой, что позволяет минимизировать число дросселей при подаче управляющих напряжений на $p-i-n$ диоды.

Пусть, например, $f_0 = 600$ МГц; $\Delta f_0 = 200$ МГц, в качестве антенны используется симметричный полуволновой вибратор с длиной $L = 0,238$ м и диаметром 3 мм. Активное и реактивное сопротивление такого вибратора в указанном диапазоне частот приведено на рисунке 2а. На рисунке 2б приведен модуль коэффициента S_{11} отражения от антенны.

Как следует из рисунка 2б, полоса частот вибратора при типовых требованиях по согласованию, то есть $S_{11} < -10$ дБ, КСВ < 2 составляет 570...620 МГц.

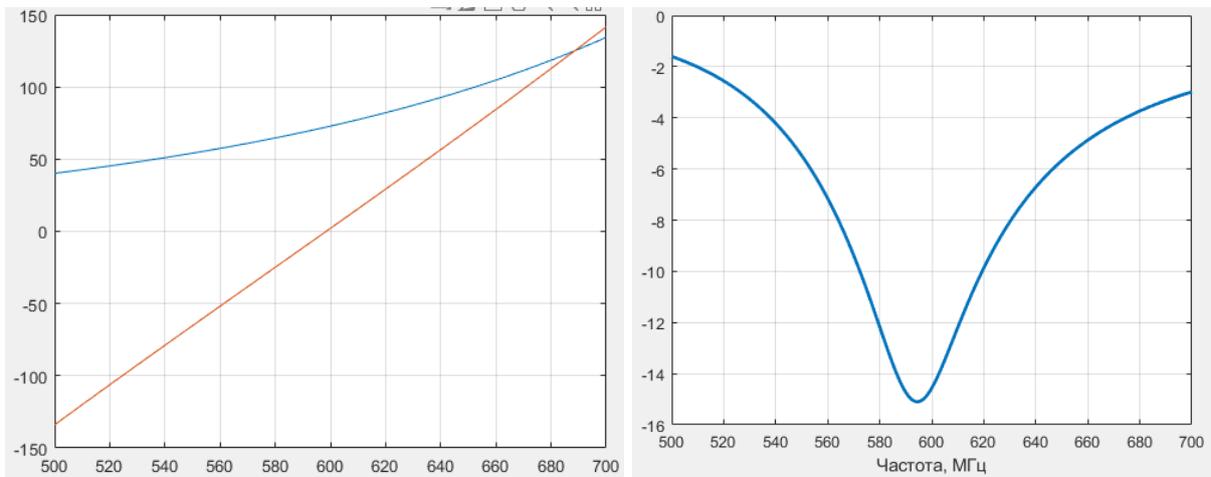


Рис. 2. Активное и реактивное сопротивление вибраторной антенны в полосе частот 500...700 МГц и коэффициент отражения при сопротивлении генератора 50 Ом

Используем разделение на $N = 4$ поддиапазонов с центральными частотами 525; 575; 625 и 675 МГц. В таблице 1 приведены параметры СЦ на указанные центральные частоты.

Таблица 1. Результаты расчетов цепей согласования для поддиапазонов частот

Частота, МГц	Диапазон частот, МГц	$R_a + jX_a$, Ом	Тип СЦ	Параметры СЦ
525	[500; 550)	$46,7 - 99,3j$	б	$L_1 = 0,0339$ мкГн; $C_1 = 1,61$ пФ
575	[550; 600)	$66,8 - 31,6j$	а	$L_2 = 0,0110$ мкГн; $C_2 = 1,1$ пФ
625	[600; 650)	$84,7 + 36,0j$	а	$L_3 = 0,0127$ мкГн; $C_3 = 3,63$ пФ
675	[650; 700)	$114,9 + 105,6j$	а	$L_4 = 0,0212$ мкГн; $C_4 = 3,02$ пФ

Как следует из результатов расчетов, необходимо изменять как индуктивность, так и емкость СЦ. Поэтому, наиболее простой и надежный с учетом паразитных емкостей и индуктивностей элементом вариант – это СЦ по вариантам а и б, коммутируемые целиком.

Вариант такой схемотехнической реализации приведен на рисунке 3. Схема содержит 4 параллельно включенные Г-образные СЦ, работающие в своем поддиапазоне частот. Каждая СЦ коммутируется по входу и выходу с использованием двух $p-i-n$ диодов при их последовательном включении. Подача управляющих напряжений на $p-i-n$ диоды обеспечивается через дроссели со стороны выходного усилителя мощности и общий дроссель со стороны антенны. В каждый момент времени положительное управляющее напряжение, переводящее $p-i-n$ диоды в состояние низкого сопротивления, подается только на одну СЦ. Для развязки от управляющего напряжения используются разделительные конденсаторы на входе (по числу СЦ) и, при необходимости, один разделительный конденсатор на выходе.

Выбор $p-i-n$ диодов определяется мощностью зондирующего сигнала РЛС (как правило, доли-единицы Вт) исходя из минимума сопротивления в открытом состоянии и достаточно большого сопротивления в закрытом состоянии с учетом емкости $p-i-n$ диода в закрытом состоянии $0,1 \dots 1$ пФ.

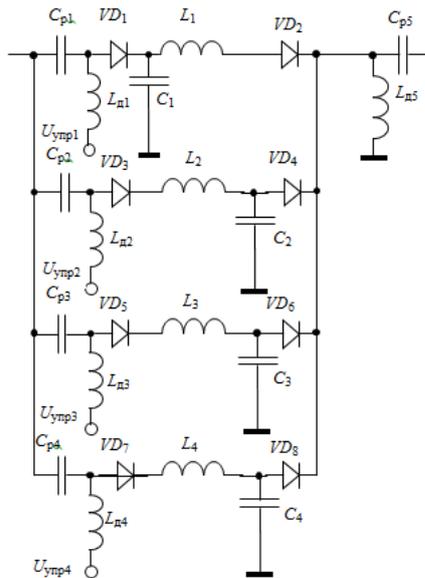


Рис. 3. Схема СЦ на основе динамического согласования

Управление переключением СЦ обеспечивается от синхронизатора (устройства управления) FMCW-радиолокатора по заданной временной диаграмме. При переключении цепей возможны переходные процессы, однако, так как полоса пропускания каждой из СЦ совместно с антенной составляет десятки МГц, то их влияние окажется незначительным.

На рисунке 4 приведены зависимости коэффициент отражения от частоты при рассматриваемом способе динамического согласования и равномерном разделении диапазона 500...700 МГц на 4 поддиапазона. Цель согласования практически достигнута – почти во всем диапазоне частот коэффициент менее минус 10 дБ. Для улучшения согласования можно увеличить число поддиапазонов, то есть, увеличить число параллельно включенных СЦ.

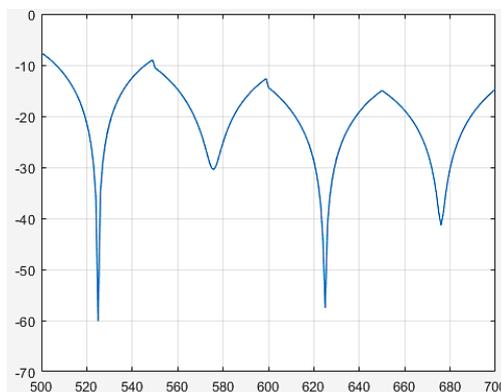


Рис. 4. Зависимость коэффициента отражения от частоты при равномерном распределении поддиапазонов согласования

Однако, как видно из рисунка 4а, для больших частот согласование оказывается лучше. Это дает возможность скорректировать поддиапазоны частот согласования: для более низких частот поддиапазоны должны быть меньше, для более высоких – могут быть больше.

На рисунке 5а приведен результат согласования для следующего разделения на поддиапазоны: 500...536 МГц; 536...580 МГц; 580...650 МГц; 650...700 МГц. На рисунке 5б приведено значение КСВ для указанного случая.

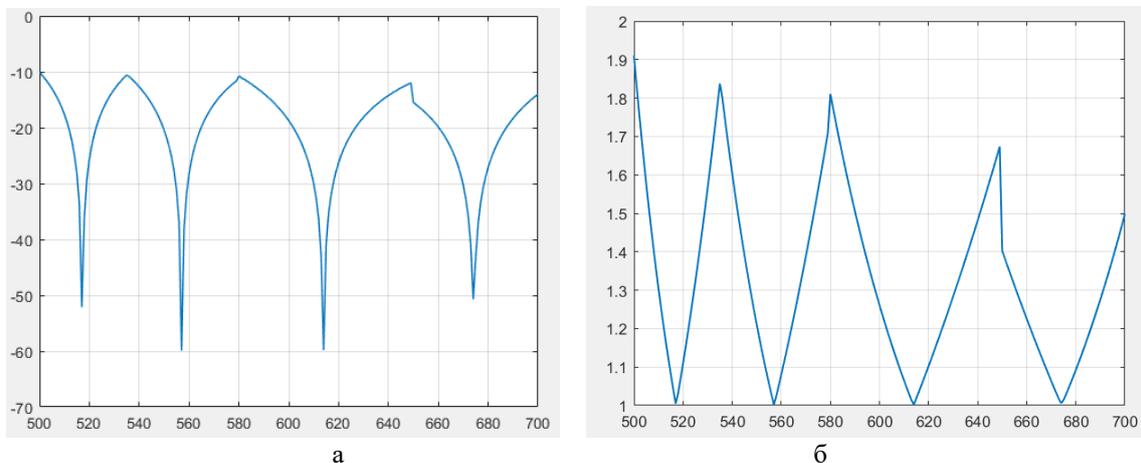


Рис. 5. Зависимости коэффициента отражения (а) и КСВ (б) от частоты при неравномерном распределении поддиапазонов согласования

Требуемое значение качества согласования достигнуто во всем диапазоне частот.

Заключение

Предлагаемый способ динамического согласования обеспечивает возможность использования в широкополосных FMCW-радиолокаторах конструктивно-простых типов антенн с обеспечением согласования антенны с приемо-передающим трактом в существенно более широком диапазоне частот, чем при использовании известных способов.

Список использованных источников

1. Малевич И.Ю., Лопатченко А.С. Портативный ЛЧМ радар подповерхностного зондирования / Доклады БГУИР, № 1, 2018. – С. 75-81.
2. Горбатов, К. Решение «Альфа-прибор» для измерения скорости железнодорожных составов / К. Горбатов, В. Логинов, Ю. Котенев // СВЧ-электроника №3 2020. – С. 10-16.
3. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill, New York, 2005, 894 p.
4. Кузнецов, В. А., Гончаров С. А. Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия / В.А. Кузнецов, С.А. Гончаров // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 28-72. URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2017-03/02-Kuznetsov.pdf>.
5. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника, 2020.
6. Гусев Б.В., Лагунов Е.В., Шабунин С.Н. Фильтрация сигналов и согласование нагрузок. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2022.
7. Ренди, Риа. Инь и Янь в вопросах согласования каналов передачи, часть 1 // Электронные компоненты, №4, 2008. – С. 116-119.

УПРОЩЕНИЕ ПРОЦЕДУРЫ СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ

ВЕЙ ЯН ТАН ТХАЙК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: waiyanthanhtike90@gmail.com

Научный руководитель: Дубовик И.М. – к.т.н., доцент

Аннотация. В статье представлена программа автоматизированного синтеза широкополосных согласующих устройств, разработанная в целях упрощения процесса реализации и физического понимания этого процесса.

Введение

Разработка программ автоматизированного синтеза широкополосных согласующих цепей имеет важное значение для современных радиочастотных и микроволновых систем. В условиях растущих требований к диапазону частот и эффективности передачи сигнала, ручное проектирование согласующих цепей становится все более сложным и время затратным. Автоматизированные методы позволяют значительно ускорить процесс разработки, повышая его точность и оптимизируя параметры цепей для обеспечения максимальной производительности и минимальных потерь. Это особенно актуально для телекоммуникационных систем, где стабильная и эффективная работа на широком диапазоне частот критически важна для обеспечения качества связи и передачи данных.

Для решения обозначенной задачи, была разработана программа автоматизированного синтеза (ПАС), на основе методов синтеза, представленных в [1,2]. Разработанная ПАС предназначена для синтеза реактивных четырехполюсников, которые обеспечивают требуемый уровень коэффициента передачи мощности (КПМ) в рабочем диапазоне частот, согласуя произвольные импедансы источника сигнала и нагрузки с использованием сосредоточенных элементов [2]. Синтезированные элементы широкополосного согласующего устройства (ШСУ) приводятся к номиналам рядов E24, E48 и E96.

Основная часть

Основные возможности программы включают:

- мониторинг характеристик комплексного сопротивления нагрузки на входе и выходе с контролем уровня КПМ и фазо-частотной характеристики (ФЧХ) в рабочем диапазоне частот.
- модификацию функции вещественной составляющей импеданса путем добавления нулей передачи в нуле, бесконечности и на фиксированных частотах, что позволяет изменять структуру ШСУ;
- настройку требуемого уровня КПМ, реализуемого ШСУ;
- синтез ШСУ по различным критериям, включая уровень КПМ, линейность ФЧХ и минимальную чувствительность согласующей цепи (СЦ);
- решение задачи синтеза как в одном, так и в нескольких диапазонах частот;
- наблюдение за поведением синтезированной функции сопротивления ШСУ на комплексной плоскости;
- контроль влияния отклонений номиналов элементов синтезированной ШСУ на уровень КПМ.

Результаты синтеза ШСУ представлены в виде схемы и расчетных значений элементов, а также характеристики передачи мощности, реализуемой этой схемой. Программа также предоставляет возможность сравнивать уровень КПМ с синтезированным ШСУ и без него. Рассмотрим порядок использования ПАС.

ПАС запускается двойным щелчком по файлу Prometei.exe. На главном экране программы отображаются параметры синтеза ШСУ, характеристики и контекстное меню с дополнительными

настройками и информацией. Перед началом работы необходимо загрузить значения импеданса источника сигнала и комплексной нагрузки в виде таблицы (рисунок 1б).

Пользователю необходимо задать параметры ШСУ (количество элементов, уровень КПМ, вид вещественной части функции сопротивления СЦ), тип сопротивления ШСУ (импеданс, адмитанс), а также наличие или отсутствие трансформатора. Далее выбирается критерий синтеза и ряд номиналов, к которому будут приведены элементы ШСУ, после чего запускается расчет. Если пользователя интересует не весь диапазон частот, загруженный из таблицы, то перейдя во вкладку «Параметры оптимизации» он может выставить интересующий его диапазон (рисунок 2 а), или ряд диапазонов (рисунок 2 б).

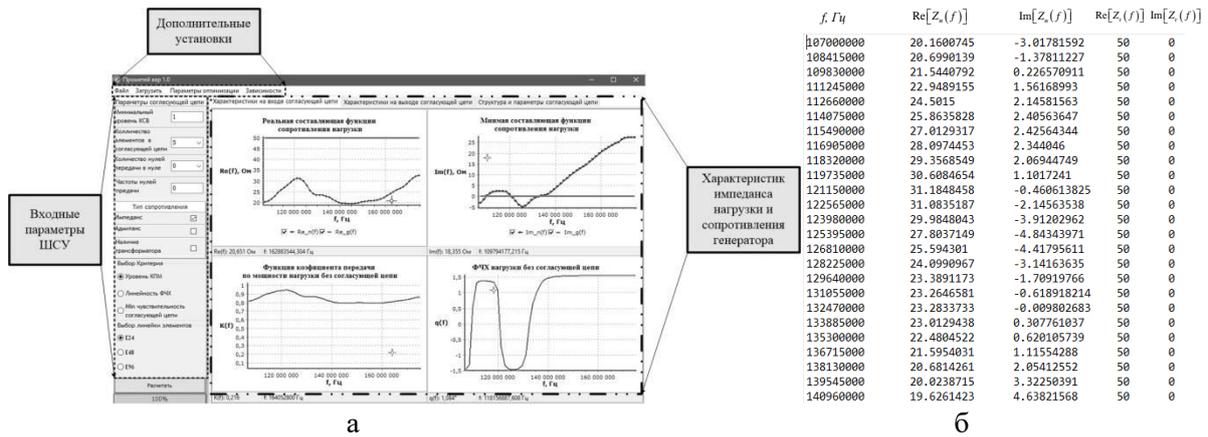


Рис. 1. Внешний вид программы «Прометей» (а) и формат текстового файла исходных данных (б)

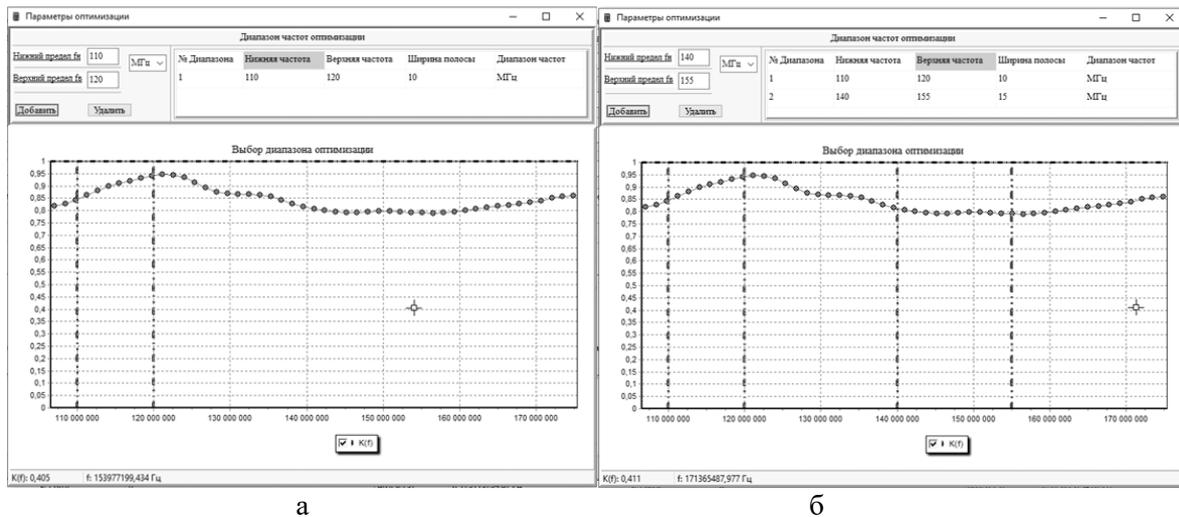


Рис. 2. Выбор диапазона частот: (а) один диапазон; (б) два диапазона

По окончании расчётов в ПАС отображаются итоговые значения реальной и мнимой составляющей импеданса нагрузки, а также функция КПМ и ФЧХ в заданном диапазоне частот (рисунок 3 а). Полученные значения элементов сопоставляются с рядом номиналов, выбранный пользователем, и отображается в виде структуры ШСУ со значениями элементов СЦ (рисунок 3 б). Дополнительно отображается зависимость функции КПМ ШСУ до этапа синтеза элементов ШСУ и после, для оценки расхождения полученных результатов.

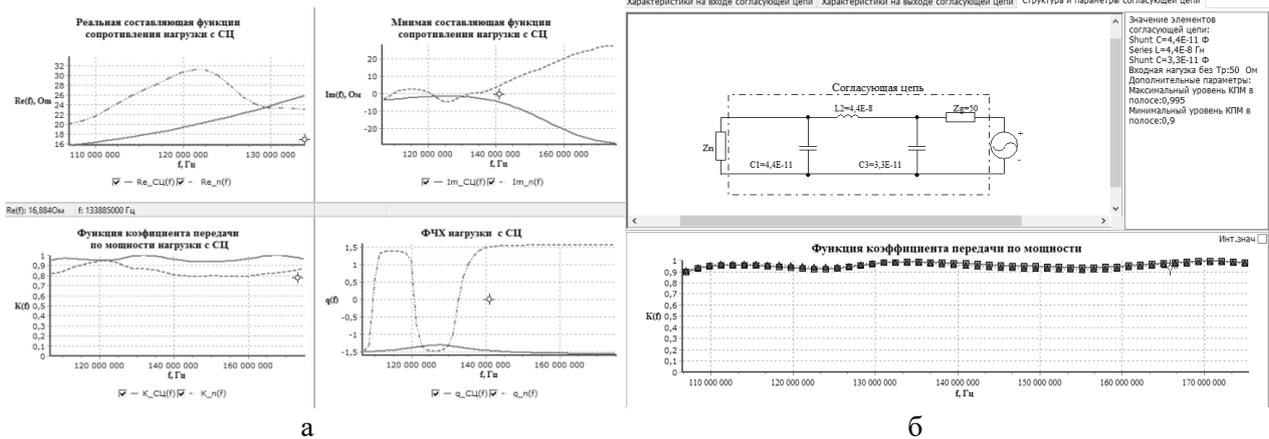


Рис. 3. Результаты математического моделирования (а) и синтеза ШСУ с элементами СЦ, приведенные под ряд номиналов (б)

Для лучшего понимания физических процессов предусмотрены дополнительные возможности: отображение синтезированной функции ШСУ на комплексной плоскости, нулей и полюсов функции сопротивления (рисунок 4 а), а также значения КСВ с синтезированным ШСУ и без него (рисунок 4 б). Пользователь может задавать дискретизацию и диапазон отображения функции сопротивления.

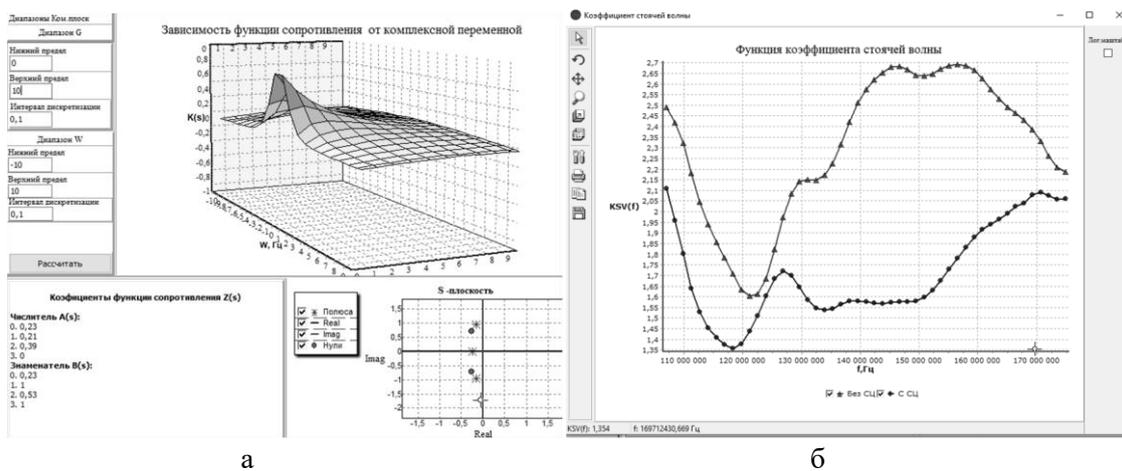


Рис. 4. Подпрограмма отображения функции сопротивления ШСУ на комплексной плоскости (а) и зависимость КСВ от частоты с синтезированным ШСУ и без его (б)

В целях учета влияния отклонения элементов ШСУ на уровень КПМ и ФЧХ в ПАС предусмотрена возможность оценки влияния как одного, так и группы элементов ШСУ в диапазоне отклонения $\pm 2-10\%$ от номинального значения (рисунок 5).

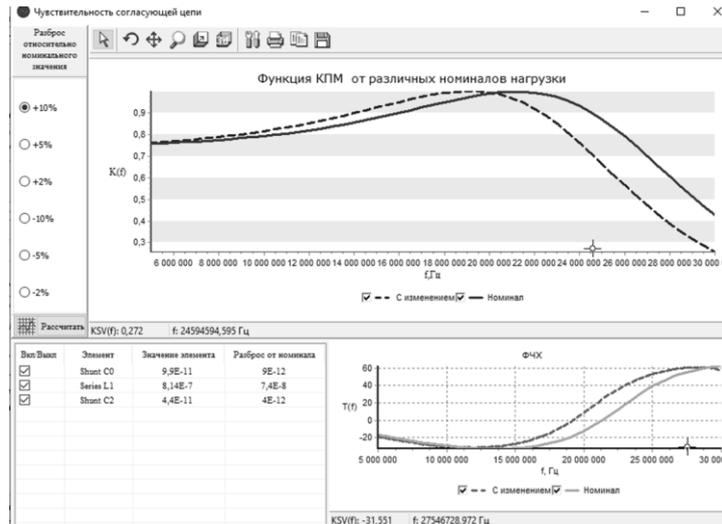


Рис.5. Окно подпрограммы для оценки влияния отклонения элементов ШСУ от номинального значения на уровень КПМ и ФЧХ

Дополнительно для оценки влияния отклонения предусмотрена функция, отображающая зависимость функции КПМ в коридоре возможных значений, границы которого определяются влиянием элементов ШСУ. Для активации данной функции необходимо нажать на галочку «*Инт.знач*» (рисунок 6).



Рис. 6. Окно подпрограммы для анализа алгоритмов распознавания

Необходимо отметить, что в тех случаях, когда невозможно получить желаемый результат, пользователю необходимо изменить входные параметры для достижения оптимального результата.

Заключение

Таким образом, представленная программа автоматизированного синтеза ШСУ позволяет синтезировать широкополосные согласующие цепи, обеспечивающие требуемый уровень передачи мощности при допустимых отклонениях импеданса нагрузки. Метод вещественных частот, используемый в программе, способствует достижению высокой точности и эффективности синтеза.

Список литературы

1. Yarman, B. S. High precision LC ladder synthesis part I: Lowpass ladder synthesis via parametric approach / B. S. Yarman, A. Kilinc // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2013. vol. 60, № 8. P. 2074-2083
2. Дубовик, И. А. Методика синтеза согласующих устройств для широкополосных радиотехнических устройств с нестабильным импедансом нагрузки на основе метода вещественных частот / И. А. Дубовик, П. В. Бойкачев // Докл. БГУИР. – 2021. – № 19. – С. 70–78.

УСЛОВИЯ ФИЗИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО УСТОЙСТВА

ЧЖО ТИХА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: Kyawthiha76964@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачѳв П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. Показаны ограничения, которые необходимо учитывать при математическом моделировании радиотехнических устройств по их входным и передаточным характеристикам для их физической реализации.

Введение

Как правило, характеристики многих сложных процессов и явлений получают экспериментально, гораздо реже удается найти их из теоретического анализа. Для изучения процессов, необходимо, прежде всего, отобразить характеристики в математической форме, пригодной для расчетов [1]. Простым и весьма точным способом может явиться представление характеристики в виде таблицы. Этот способ удобен для анализа процессов с помощью ЭВМ, аргумент и функция образуют в запоминающем устройстве двумерный массив чисел. В ряде случаев характеристики реальных процессов и явлений имеют сложный вид и представляются в виде графиков.

Очень часто непосредственное применение экспериментальных данных в форме таблиц или графиков оказывается неудобным, и данные стремятся описать с помощью достаточно простых аналитических соотношений, хотя бы качественно отражающих характер рассматриваемых зависимостей [2]. В данном случае необходимо решить задачу аппроксимации, т. е. заменить сложную функцию (построенную по экспериментальным данным) приближенными аналитическими выражениями.

Таким образом, если исследование должно проводиться не численными, а аналитическими методами, то требуется подобрать такую аппроксимирующую функцию, которая, будучи довольно простой, отражала бы все важнейшие особенности экспериментально снятой характеристики с достаточной степенью точности [1].

Основная часть

Общая задача аппроксимации включает в себя две самостоятельные задачи [7,9]:

- 1) выбор класса подходящей аппроксимирующей функции;
- 2) определение значений, входящих в аппроксимирующую функцию постоянных коэффициентов (определение коэффициентов аппроксимации).

Выбор класса аппроксимирующей функции. Решая эту задачу, необходимо соблюдать требования, в значительной степени противоречивые [3]:

- 1) простота функции (в смысле математических операций и реализации на ЭВМ);
- 2) достаточная точность (ошибка аппроксимации должна быть одного порядка с разбросом параметров характеристик отдельных реализаций в ансамбле реализаций);
- 3) наглядность, позволяющая судить об изменении коэффициентов аппроксимации при изменении характеристик процесса;
- 4) ясность понимания процессов в явлении и выявление свойств и характеристик, представляющих интерес в конкретном случае.

Таким образом, функцию, аппроксимирующую какую-либо характеристику, выбирают либо исходя из физических представлений об изучаемом процессе, либо чисто формально, основываясь на внешнем сходстве характеристики с графическим изображением той или иной функции [9]. К аппроксимирующей функции предъявляются противоречивые требования: обеспечивая хорошее

качество приближения, она должна быть относительно простой и удобной для дальнейшего использования [2].

В радиотехнике для аппроксимации характеристик наиболее часто используют следующие функции [2—5]:

- 1) степенной полином (степенная или полиномиальная аппроксимация);
- 2) экспоненциальный полином (частным случаем которого является показательная или экспоненциальная аппроксимация);
- 3) кусочно-линейная функция (аппроксимация);
- 4) кусочно-нелинейная функция (аппроксимация);
- 5) степенная функция;
- 6) трансцендентные функции (гиперболический тангенс и синус, функция Гаусса, тригонометрические функции и др.).

Ограничения на вид функции

Как правило, входные (сопротивление $Z(\omega)$ и проводимость $Y(\omega)$) и передаточные (функции передачи по напряжению и току) функции радиотехнических устройств (РТУ) являются комплексными, что накладывает особые ограничения на их математическое представление и аппроксимацию:

1. Любая подобная функции РТУ являются дробно-рациональными функциями вида:

$$F(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}.$$

где

$s = i\omega$ - комплексная переменная;

$m_1 = a_0 + a_2s^2 + \dots + a_{2n}s^{2n}$ - четная часть числителя функции $F(s)$;

$m_2 = b_0 + b_2s^2 + \dots + b_{2m}s^{2m}$ - четная часть знаменателя функции $F(s)$;

$n_1 = a_1s + \dots + a_{(2n+1)}s^{(2n+1)}$ - нечетная часть числителя функции $F(s)$;

$n_2 = b_1s + \dots + b_{(2m+1)}s^{(2m+1)}$ - нечетная часть знаменателя функции $F(s)$.

И должна иметь целые степени при s , вещественные коэффициенты (но не обязательно положительные).

2. Если функция $F(s)$ должна обладать свойствами входного сопротивления $Z(s)$ или проводимости $Y(s)$, то такая функция относится к классу так называемых *положительных вещественных функций* (ПВФ), которые удовлетворяют следующим дополнительным условиям:

- a) $Z(s)$ или $Y(s)$ вещественна при вещественных s ;

- б) $\text{Re}[Z(s)] \geq 0$ или $\text{Re}[Y(s)] \geq 0$ при $s \geq 0$.

3. Кроме того, в полиномах $P(s)$ и $Q(s)$ никакие степени не могут быть пропущены между высшей и низшей степенями s , а их высшие степени так же, как и низшие степени, не могут отличаться более чем на 1.

4. Также, необходимо учитывать, что положительные вещественные функции всегда представляют собой отношение двух полиномов Гурвица, т. е. их нули и полюсы расположены в левой полуплоскости комплексной переменной s . Кроме того, если ПВФ имеет полюсы или нули на мнимой оси (включая $s = 0$ и $s = \infty$), то эти полюсы и нули являются вещественными и положительными.

Для упрощения контроля выполнения показанных ограничений часто применяют критерий устойчивости Гурвица. Этот критерий позволяет оценить устойчивость (физическую реализуемость) с помощью коэффициентов характеристического полинома.

Пусть $m_1 = a_0 + a_2s^2 + \dots + a_{2n}s^{2n}$ - характеристический полином. Для определения устойчивости по Гурвицу из коэффициентов характеристического полинома строится матрица размером $n \times n$ по следующему правилу:

1. По главной диагонали слева направо выставляются все коэффициенты от a_{n-1} до a_0
2. От каждого элемента диагонали вверх и вниз достраиваются столбцы матрицы так, чтобы индексы убывали снизу вверх.
3. На место коэффициентов с несуществующими индексами (меньше нуля и больше n) вписываются нули.

Для того, чтобы система была устойчива (все корни характеристического полинома имели отрицательные вещественные части), необходимо и достаточно, чтобы все диагональные миноры и главный определитель полученной матрицы были положительны. Эти определители (главный определитель и диагональные миноры) называются определителями Гурвица.

Критерий устойчивости Гурвица относится к алгебраическим критериям. Его плюс заключается в том, что этот алгоритм легко реализовать на компьютере, однако минус заключается в том, что он не обладает наглядностью.

Заключение

Таким образом, предложенный подход для оценки устойчивости аналитических математических моделей РТУ позволяет оценить входные и передаточные характеристик РТУ, а показанный критерий Гурвица позволяет оценить их физическую реализуемость.

Список использованных источников

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков.— М.: Высшая школа, 2000.
2. Попов В.П. Основы теории цепей / В.П. Попов.— М.: Высшая школа, 1998.
3. Иванов М.Т. Теоретические основы радиотехники / М.Т. Иванов, А.Б. Сергиенко, В.Н. Ушаков; под ред. В.Н. Ушакова.— М.: Высшая школа, 2002.
4. Радиотехнические цепи и сигналы. Задачи и задания / под ред. Я.Н. Яковлева. — М.: ИНФРА-М; Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
5. Метрология и радиоизмерения / В.И. Нефедов [и др.] / под ред. В.И. Нефедова.— М.: Высшая школа, 2003.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ СЕНСОРНЫЙ RFID ТРАНСПОНДЕР С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ ЗОН ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИЕМА-ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Ю. Р. ПОБУДЕЙ, И. Д. МАРТЫНЕНКО, В. Б. КИРИЛЬЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: imartynenko082@gmail.com

Аннотация. Приводится идентификационно-сенсорная платформа на базе технологии радиочастотной идентификации с выносным сенсором для контроля локальных значений температуры. Разработанная платформа включает: считыватель со специализированным программным обеспечением, RFID-метку ближнего поля, интегрированную в основное тело антенны, температурный датчик, антенну и программное обеспечение для управления считывателем.

Abstract. Present article describes an identification and sensor platform based on radio frequency identification technology with a remote sensor for monitoring local temperature values. The developed platform contains an RFID tag, a temperature sensor, an antenna and software for controlling the reader.

Введение

В последние годы технология RFID стала чрезвычайно популярной в области сенсорных приложений. Эта технология широко используется в парадигме интернета вещей (IoT), где растет спрос на маломощные и недорогие беспроводные устройства. С этой точки зрения датчики RFID (или сенсорные RFID транспондеры (СТ)) отвечают различным потребностям Интернета вещей, поскольку они энергоэффективны, компактны и просты в использовании. Использование инновационных материалов и технологий производства в сочетании с постоянно совершенствующимися методами сбора данных делает датчики RFID еще более привлекательными для приложений IoT, где требуются сенсорные возможности [1]. Более того, каждый датчик RFID имеет свой идентификационный номер, что делает его уникальным, что делает сбор данных с датчика однозначным. Наконец, по сравнению с другими методами обнаружения и идентификации RFID чрезвычайно выгодно, поскольку они могут использоваться в условиях сложной электромагнитной обстановки и позволяют одновременно собирать данные с нескольких датчиков в режиме реального времени. Существует две конфигурации сенсорных транспондеров RFID, использующих микроэлектронный чип: электронный и электромагнитный [2]. Обе конфигурации содержат одни и те же функциональные блоки, но с принципиальным отличием в сенсорной части. В электронной конфигурации датчик взаимодействует с чипом, тогда как в электромагнитной конфигурации работа датчика основана на изменении частотной характеристики поля рассеяния СТ. В обоих случаях основное ограничение, определяющее максимальную дальность чтения сенсорной метки, определяется значением пороговой чувствительности (ПЧ) СТ (минимальная мощность несущего колебания, при которой СТ активируется для передачи информации). Особенностью электронных СТ является отделение функций регистрации параметра от функций передачи информации по беспроводной радиолинии связи. Передаваемая информация закодирована в цифровом виде, поэтому она практически не искажается окружающей средой. В частности, некоторые биты идентификационного кода могут использоваться для передачи значения регистрируемого параметра. Датчик может быть встроен в микросхему или подключен к внешнему микроконтроллеру, что позволяет получить расширенную архитектуру СТ. В обоих случаях ПЧ СТ является ключевым вопросом для достижения приемлемой дальности считывания. Если дальность считывания недостаточна используются, так называемые полупассивные СТ, в которых для питания цифровых блоков микросхемы дополнительно используется батарея. В этом случае СТ отправляет информацию считывателю только в случае запроса считывателем. В электромагнитных СТ функцию датчика выполняет его антенна, параметры которой (входной импеданс, коэффициент усиления, поляризационная характеристика и т.п.) изменяются при вариациях характеристик окружающей среды, что в свою очередь обуславливает изменение амплитудно-фазовых и поляризационных характеристик поля обратного рассеяния в частотной или/и поляризационной области. Параметры антенны могут существенно измениться по двум причинам: изменение электропроводности антенны или ее части; или из-за изменения диэлектрической проницаемости среды, окружающей антенну или ее части. В первом случае датчик классифицируется как резистивный, а во втором случае датчик можно классифицировать, как емкостной [3].

Следует отметить, что в обоих случаях механизм преобразования воздействует на радиочастотное поле рассеянной волны, поэтому сенсорные транспондеры называются электромагнитными. Во многих приложениях необходимо регистрировать параметры состояния среды, ограничивающей или существенно ослабляющей электромагнитное поле радиолинии связи (металлические поверхности, жидкости и т.п.). В этом случае

непосредственное погружение электромагнитных СТ в контролируемую среду или объект резко снижает дальность действия канала передачи информации или становится невозможным. В этом случае требуется разработка методов построения электромагнитных СТ с возможностью пространственного разнесения зон измерения параметров среды и приема-передачи информации.

Конфигурация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы с пространственным разнесением зон измерения физических параметров среды и приема-передачи информации

В настоящее время радиотехнические системы малого радиуса действия, обеспечивающие возможность измерения физических параметров среды и объектов и их передачи по беспроводной радиолинии связи УВЧ диапазона с помощью соответствующего стандартам ультравысокочастотного RFID-считывателя и пассивных или полупассивных сенсорных транспондеров получили наименование беспроводных идентификационных и сенсорных платформ (WISP - Wireless Identification and Sensing Platform) [4].

На рисунке 1 приведена базовая конфигурация WISP с возможностью пространственного разнесения зон измерения физических параметров среды и приема-передачи информации. Сенсорный транспондер содержит приемопередающую антенну в область максимума распределения магнитного поля которой установлена RFID метка ближнего поля (МБП). Метка ближнего поля обеспечивает формирование и передачу идентификационных данных в считыватель посредством модуляции обратного рассеяния.

В область максимума электрического поля антенны СТ, через отрезок коаксиального кабеля, выполняющего роль трансформатора импедансов (ТИ), подключен выносной датчик регистрируемого параметра среды. Датчик и ТИ образуют зонд. Внешний вид макетного образца практической реализации ТИ с датчиком приведен на рис. 2

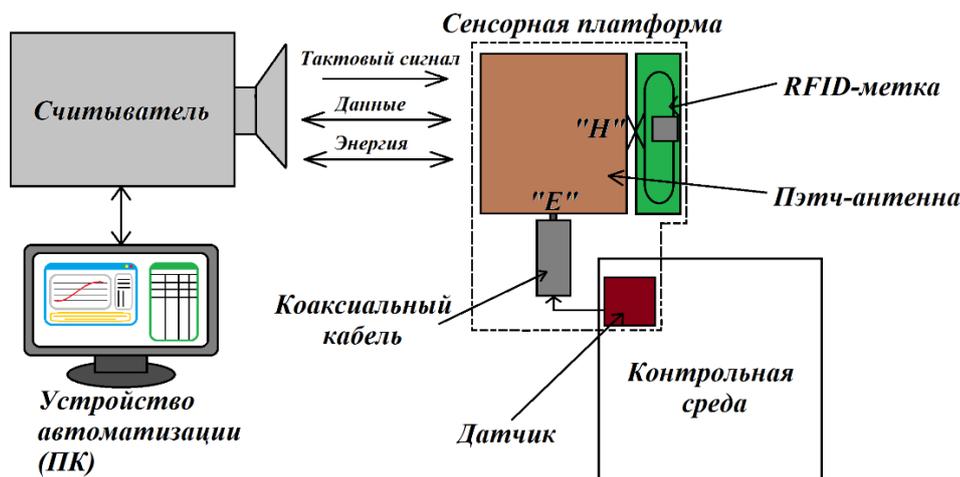


Рис. 1. Конфигурация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы с пространственным разнесением зон измерения физических параметров среды и приема-передачи информации



Рис.2. Внешний вид трансформатора импедансов с выносным датчиком регистрируемого параметра среды

Принцип работы сенсорного транспондера с выносным датчиком

На рис. 3 приведена эквивалентная схема зонда. Датчик характеризуется импедансом Z_H , а трансформатор импедансов - волновым сопротивлением отрезка линии передачи Z_B и длиной l . Входной импеданс зонда $Z_{вх}$ является нагрузкой антенны сенсорного транспондера.

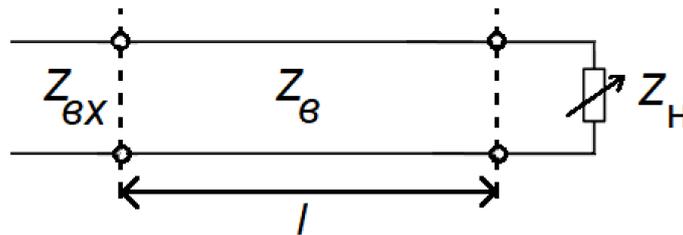


Рис. 3. Эквивалентная схема трансформирующей линии передачи и датчика

Без учета потерь в линии передачи входной импеданс можно определить по формуле определяется по формуле [5]:

$$Z_{вх} = Z_B \frac{Z_H + Z_B \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_B + Z_H \operatorname{tg}(\beta l)}, \quad (1)$$

где l – длина линии передачи;

β – постоянная распространения в линии передачи.

Из (1) следует, что при изменении импеданса датчика изменяется входной импеданс зонда, следовательно, нагрузка антенны транспондера.

Рассмотрим случаи, когда длина трансформирующей линии равна $l = \lambda/2$ или $l = \lambda/4$.

Так как $\beta = 2\pi/\lambda$, то $\beta l = \pi$ при $l = \lambda/2$. Этот вариант обеспечивает равенство импеданса полуволнового отрезка линии передачи величине комплексного сопротивления подключенной нагрузки.

При подключении трансформаторной линии длины $l = \lambda/4$ аргумент тангенса примет вид $\beta l = \pi/2$, тогда т. к. в формуле 1 тангенс $\operatorname{tg}(\beta l)$ принимает значение, стремящееся к бесконечности, после некоторых преобразований можно получить формулу 3.

$$Z_B = \sqrt{Z_{вх} Z_H} \quad (3)$$

Таким образом, получаем возможность реализовать два основных варианта включения выносного датчика: через отрезки линии передачи кратные половине дли волны или нечетные четверть волновые отрезки. два разных импеданса можно согласовать четвертьволновым отрезком трансформаторной линии или отрезок.

Заключение

Использование метода трансформации импеданса датчика позволяет реализовать сенсорные транспондеры для WISP-платформ с пространственным разнесением зон измерения физических параметров среды и приема-передачи информации.

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications», Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey , 2007, 328 p.
2. Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication, First Edition. Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155
3. Cui, L.; Zhang, Z.; Gao, N.; Meng, Z.; Li, Z. Radio Frequency Identification and Sensing Techniques and Their Applications—A Review of the State-of-the-Art. Sensors 2019, 19, 4012. [Google Scholar] [CrossRef] [PubMed][Green Version].
4. Smith J. Wireless Identification and Sensing Platform Version 6.0 / [et al.] // SenSys '22, 2022. – P. 899-900.
5. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Сеницын. – Мн. : Бестпринт, 2004. – 357 с.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ СЕНСОРНЫЙ RFID ТРАНСПОНДЕР С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ СХемой ИЗМЕРЕНИЕМ ФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СРЕДЫ

Ю. Р. ПОБУДЕЙ, И. Д. МАРТЫНЕНКО, В. Б. КИРИЛЬЧУК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: imartynenko082@gmail.com

Аннотация. Приводится идентификационно-сенсорная платформа на базе технологии радиочастотной идентификации с использованием дифференциального метода контроля локальных значений электропроводности жидкости. Разработанная платформа включает в себя: считыватель со специализированным программным обеспечением, RFID-метки ближнего поля интегрированные в тело антенны, датчик измерения электропроводности, опорный элемент, антенну и программное обеспечение управления считывателем.

Abstract. An identification-sensor platform based on radio frequency identification technology using a differential method for monitoring local values of electrical conductivity of a liquid is presented. The developed platform includes: a reader with specialized software, near-field RFID tags integrated into the antenna body, an electrical conductivity sensor, a reference element, an antenna and software for controlling the reader.

Введение

Технология радиочастотной идентификации (RFID-Radio Frequency Identification) УВЧ диапазона (860 - 960 МГц) используется для автоматического отслеживания, обнаружения, локации и идентификации объектов и является весьма актуальной технологией во многих компьютерных приложениях. Радиочастотная идентификация реализуется в виде радиотехнических систем, состоящих из приёмопередающего устройства или считывателя и радиометки. В пассивных системах RFID необходимую для активации мощность метки извлекает из антенны при воздействии на неё ЭМП УВЧ диапазона, созданного считывателем [1]. Активированный чип, входящий в состав метки, изменяет импеданс нагрузки антенны в соответствии с заложённой в его память информацией и тем самым модулирует отражённый ответный сигнал, детектируемый приёмным устройством считывателя [2].

Конфигурация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы с использованием опорного канала для измерения физических параметров среды

Большинство разработанных к настоящему моменту времени систем используют линейно поляризованные сигналы. В этом случае поляризационные потери в RFID системе отсутствуют, если излучение ридера также линейно-поляризованное и векторы поляризации считывателя и транспондера являются коллинеарными. Однако такое поляризационное согласование не всегда можно осуществить на практике. Наоборот, в общем случае транспондеры могут быть случайным образом ориентированы относительно линейно поляризованной антенны считывателя, что приводит к неизбежным поляризационным потерям и, как следствие, к уменьшению расстояния чтения вплоть до полного отсутствия отклика транспондера, когда поляризации считывателя и транспондера оказываются ортогональными. Также, что даже при согласовании линейных поляризаций считывателя и транспондера неизбежны интерференционные минимумы (нули) при наличии в поле антенны считывателя проводников, например, проводящего пола или грунта.

Для анализа влияния интерференции рассматривалась модель помещения в виде узкого коридора рисунок 1.

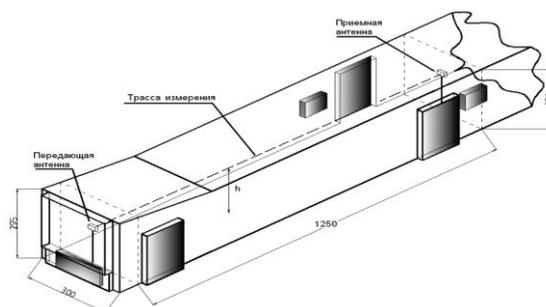


Рис. 1. Модель помещения

На рисунке 2 приведены результаты численного моделирования распределения поля вдоль трассы для помещения.

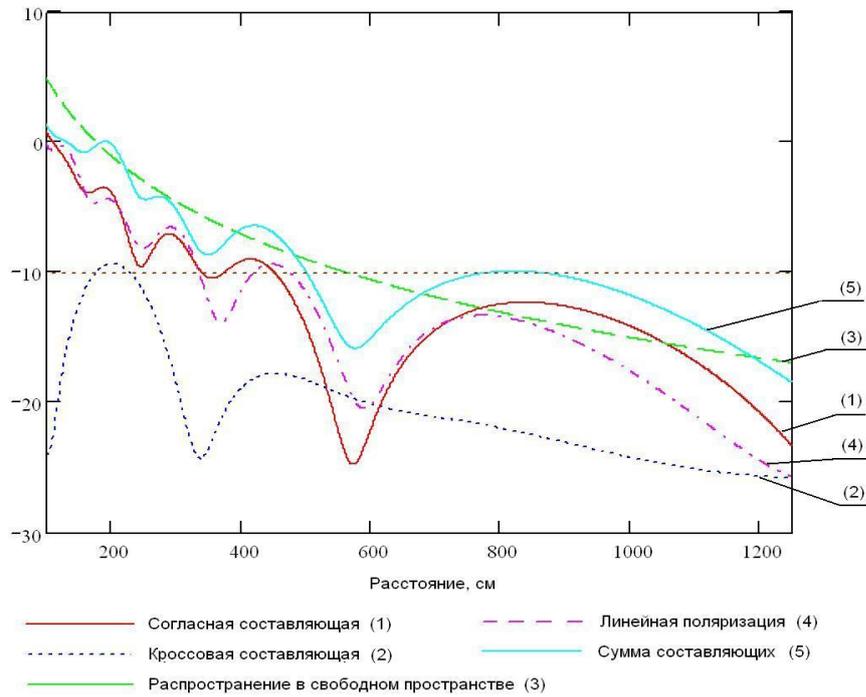


Рис. 2. Результаты численного моделирования

Для снижения ориентационной зависимости чувствительности расстояния чтения от направления транспондера в пространстве обычно используют считыватель, излучающий поле круговой поляризации. При этом возникают неизбежные потери на поляризационное рассогласование антенны считывателя и линейно-поляризованной антенны транспондера [3].

Для измерения параметров среды была использована система WISP (Wireless Identification and Sensing Platform), беспроводная идентификационно-сенсорная платформа), схема данной системы представлена на рисунке 3.

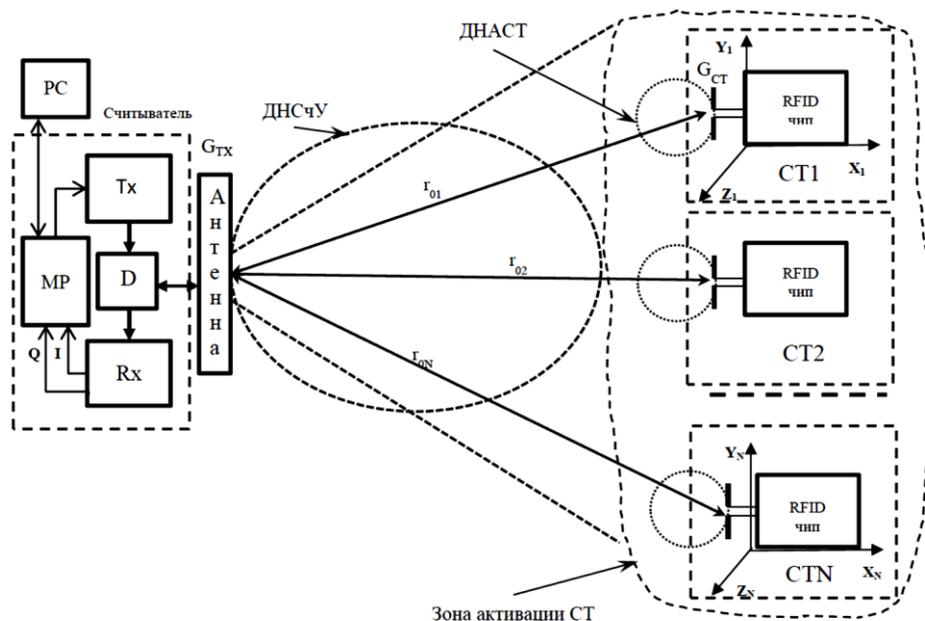


Рис. 3. Упрощенная схема беспроводной идентификационно-сенсорной платформы

Использование антенны с круговой поляризацией позволяет использовать дифференциальный метод измерения. Идея использования дифференциального метода измерения состоит в том, что используется опорный канал. И измерение локальных значений производится относительно опорного канала. Что позволяет учесть влияние интерференции в канале связи с сенсорной платформой. Данный метод возможно реализовать при помощи добавления опорного элемента и второй RFID-метки в конструкцию сенсорной платформы, изображённой на рисунке 4.

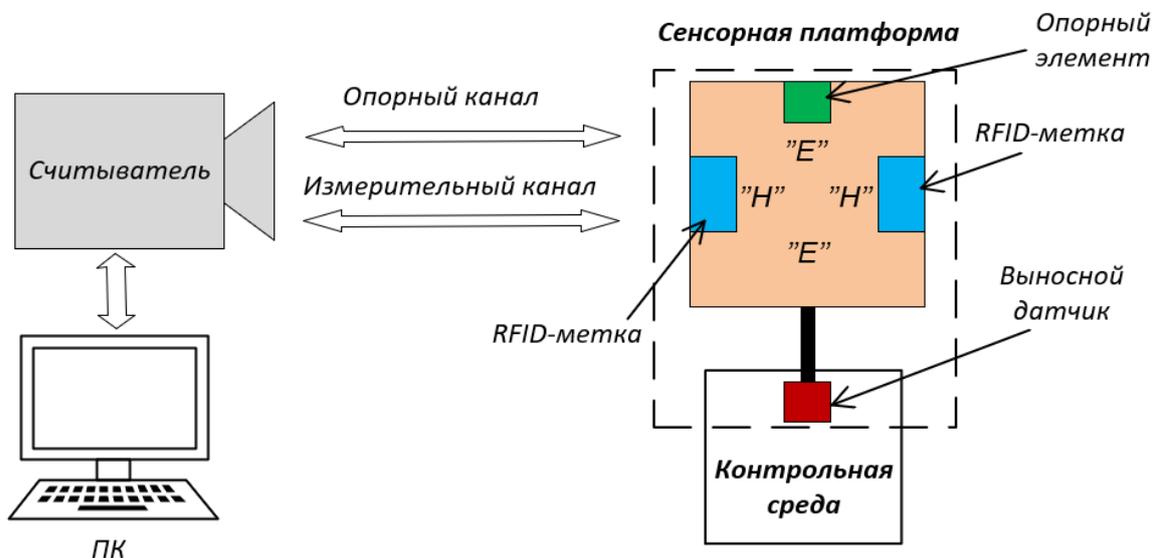


Рис. 4. Конфигурация беспроводной идентификационно-сенсорной платформы с использованием опорного канала для измерения физических параметров среды

Опорный элемент так же, как и чувствительный расположен в пучности электрического поля. Опорный элемент не подвержен изменению своих характеристик в зависимости от измеряемого параметра окружающей среды, что позволяет использовать для получения результатов измерений разность значений опорного элемента и датчика.

Измерение локальных параметров среды осуществляется исходя из разницы показаний чувствительного и опорного элемента. Это позволяет компенсировать паразитные влияния окружающей среды, такие как температура, влажность, давление и т. д., которые влияют на резонансные свойства антенны извне, а также параметры канала связи с транспондером такие как интерференция поля.

Заключение

Применение антенны с круговой поляризацией позволяет снизить ориентационную зависимость транспондера относительно считывателя, а также позволяет использовать дифференциальный метод измерения. Дифференциальный метод измерения позволяет избавиться от влияния паразитных эффектов в канале связи на результаты измерения.

Список использованных источников

1. K. Sohraby, D. Minoli, T. Znati «Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications» / Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey , 2007 – 328 p.
2. Passive UHF RFID Tag Antennas-Based Sensing for Internet of Things Paradigm Backscattering and RF Sensing for Future Wireless Communication / Abubakar Sharif, Jun Ouyang, Kamran Arshad, Muhammad Ali Imran, and Qammer H. Abbasi. ed.: Edited by Qammer H. Abbasi, Hasan T. Abbas, Akram Alomainy, and Muhammad Ali Imran. 2021 John Wiley & Sons Ltd. Published 2021 by John Wiley & Sons Ltd. pp.133-155.
3. Pavel V. Nikitin. LabVIEW-Based UHF RFID / K. V. Seshagiri Rao // Tag Test and Measurement System IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 7, 2009, pp. 2374-2380.
4. Measuring and Reporting Electrical Conductivity in Metal-Organic / URL: <https://core.ac.uk/download/pdf/157613355.pdf>.
5. Electrical Conductivity Measurement of Electrolyte Solution / URL: https://www.jstage.jst.go.jp/article/electrochemistry/90/10/90_22-66111/_html/-char/en.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ В РАДИОТЕХНИКЕ

Е. А. МОХОВИКОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: ekaterinamohovikova12@mail.ru

Аннотация. Электромагнитная совместимость (ЭМС) в радиотехнике играет ключевую роль в обеспечении надежной работы радиоустройств в сложной электромагнитной среде. Эта статья рассматривает основные аспекты ЭМС, включая излучаемую и воспринимаемую совместимость, а также методы, используемые для достижения этих целей, такие как экранирование, фильтрация и оптимизация схем. Подробно описываются стандарты и регуляции, которые регулируют уровень излучаемых помех, а также важность тестирования на ЭМС для подтверждения устойчивости радиосистем к внешним воздействиям. Успешное применение принципов ЭМС позволяет создавать эффективные радиосистемы, минимизируя влияние электромагнитных помех и обеспечивая высокое качество передачи информации, что критически важно в современном мире связи и технологий.

Основная часть

Электромагнитная совместимость (ЭМС) в радиотехнике — это способность радиоустройств функционировать в заданной электромагнитной среде, обеспечивая надежную передачу и прием сигналов без значительных помех от других устройств [1]. ЭМС включает в себя два основных аспекта: излучаемую и воспринимаемую совместимость.

Излучаемая совместимость — это способность устройства не создавать помех другим системам. В радиотехнике это особенно важно, поскольку излучение может влиять на работу других радиоустройств. Основные моменты включают:

1 Стандарты и регуляции. Устройства должны соответствовать стандартам, ограничивающим уровень излучаемых помех. Например, стандарты IEC 61000 и EN 55032 определяют допустимые уровни излучения;

2 Проектирование антенн. Антенны должны быть спроектированы так, чтобы минимизировать нежелательные излучения и направлять сигнал в нужном направлении.

Воспринимаемая совместимость — это способность радиоустройств противостоять внешним электромагнитным полям и помехам, которые могут исказить принимаемые сигналы.

Основные аспекты:

1 Фильтрация и экранирование. Требуется использовать фильтры для уменьшения влияния нежелательных частот и экранирование устройств для защиты от внешних полей;

2 Устойчивость к помехам. Нужно проектировать устройства так, чтобы они могли корректно работать даже в условиях наличия электромагнитных помех.

Для достижения ЭМС в радиотехнике применяются различные методы и технологии:

1 Экранирование. Использование металлических или других материалов для создания барьеров, которые предотвращают излучение и прием нежелательных сигналов;

2 Заземление. Правильное заземление помогает снизить уровень помех и улучшить общую совместимость устройств;

3 Оптимизация схем. Упрощение и оптимизация схмотехники для уменьшения чувствительности к помехам [2].

Тестирование на электромагнитную совместимость — важный этап разработки радиоустройств. Оно включает:

1 Испытания на излучение. Проверка уровня излучаемых помех;

2 Испытания на устойчивость. Оценка способности устройства функционировать в условиях воздействия внешних помех.

ЭМС имеет критическое значение для обеспечения надежности и качества работы радиосистем. Без надлежащей электромагнитной совместимости устройства могут:

- 1 Потерять связь или качество сигнала;
- 2 Вызывать помехи у других систем, что может привести к сбоям в работе;
- 3 Не пройти сертификацию, что ограничивает возможность использования устройств на рынке.

Электромагнитная совместимость играет ключевую роль в радиотехнике, обеспечивая эффективную и надежную работу радиосистем. Основные аспекты, подчеркивающие значение ЭМС в данной области:

- 1 Обеспечение надежности связи;

ЭМС гарантирует, что радиоустройства могут работать в условиях, где присутствуют электромагнитные поля, создаваемые как другими устройствами, так и окружающей средой. Это особенно важно для систем, зависящих от стабильной радиосвязи, таких как мобильная связь (устройства должны сохранять качество сигнала, несмотря на наличие других источников излучения), спутниковая связь (ЭМС критична для обеспечения связи между спутниками и наземными станциями) [3].

- 2 Минимизация помех;

ЭМС позволяет минимизировать взаимные помехи между различными радиосистемами. Это особенно важно в условиях плотного электромагнитного спектра, где множество устройств работают в близких частотных диапазонах. Эффективная ЭМС помогает снижать уровень излучаемых помех и увеличивать устойчивость к внешним помехам [4].

- 3 Соблюдение стандартов и регуляций;

Соблюдение стандартов ЭМС является обязательным для сертификации радиоустройств. Это гарантирует, что продукт соответствует требованиям безопасности и надежности. Важно не только для производителей, но и для конечных пользователей, которые получают устройства, способные функционировать в реальных условиях.

- 4 Улучшение качества сигнала;

ЭМС способствует улучшению качества принимаемого сигнала. Устойчивость к помехам и способность устройства к фильтрации нежелательных сигналов позволяют обеспечить четкость и стабильность передачи данных, минимизировать ошибки в передаче информации.

- 5 Экономическая эффективность;

Нарушения ЭМС могут приводить к сбоям в работе устройств, что в свою очередь может вызвать значительные финансовые потери для компаний. Обеспечение ЭМС на этапе проектирования и тестирования позволяет сократить затраты на доработку и исправление ошибок, а также увеличить срок службы оборудования за счет его устойчивости к электромагнитным помехам.

- 6 Инновации и развитие технологий.

С учетом требований ЭМС, разработчики радиоустройств вынуждены внедрять новые технологии и методы, что способствует инновациям в области радиотехники. Это может включать разработку более эффективных антенн и использование новых материалов для экранирования и фильтрации.

Успешное применение принципов ЭМС позволяет создавать эффективные и устойчивые радиосистемы, что особенно важно в современном мире, где радиосигналы используются повсеместно.

Список использованных источников

- 1 Дональд Уайт. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Москва, «Советское радио», 1979. – 464 с.
- 2 Freeman E. Measurements and Analysis for EMS Purpose – Can They be Matches? –New York, 1973.
- 3 Тихомиров А.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем: учебное пособие. – Томск, 2012. – 229 с.
- 4 Пудовкин А.П. Электромагнитная совместимость и помехозащищённость РЭС. – Тамбов, 2013. –92 с.

ENHANCED METHODS FOR MEASURING ELECTROMAGNETIC WAVE PROPAGATION CHARACTERISTICS IN URBAN ENVIRONMENTS

M. A. TOYJANOV¹, M. R. SAIPOV¹

¹*Oguzhan Engineering and Technology University of Turkmenistan, Ashgabat, Turkmenistan*

E-mail: mekantoyjanov@gmail.com

Аннотация. Данная работа представляет подробный анализ методологий измерения распространения электромагнитных волн (ЭМВ) в городских условиях, объединяя математические модели и эмпирические измерения для создания точного представления поведения сигнала. Распространение ЭМВ сильно зависит от городских построек, растительности и факторов окружающей среды, что создает значительные трудности для предсказания сигнала, его оптимизации и производительности сети в плотнозастроенных районах. Сочетая теоретические и эмпирические подходы, исследование анализирует и совершенствует модели потерь пути, затухания, дифракции и рассеяния, а также подтверждает полученные результаты данными из полевых измерений. Благодаря этой синтезированной работе авторы стремятся создать надежную базу для оценки характеристик ЭМВ, что особенно важно для беспроводных систем следующего поколения, таких как 5G и 6G.

Abstract. This paper provides an in-depth analysis of methodologies for measuring electromagnetic wave (EMW) propagation in urban environments, combining mathematical models and empirical measurements to create an accurate understanding of signal behavior. EMW propagation is heavily influenced by urban structures, vegetation, and environmental factors, leading to significant challenges in signal prediction, optimization, and network performance in densely built areas. By merging theoretical and empirical approaches, this work examines and refines path loss, attenuation, diffraction, and scattering models, and validates findings with data from measurement campaigns. Through this synthesis, we aim to establish a robust framework for assessing EMW characteristics, crucial for next-generation wireless systems like 5G and 6G.

Introduction

Urban environments, with their dense structures, varied vegetation, and complex infrastructure, create challenging conditions for electromagnetic wave (EMW) propagation. Wireless networks depend on accurate prediction and measurement of EMW behavior, especially as new technologies like 5G require high precision for data rate, reliability, and coverage. Traditional models, though informative, often lack accuracy in dense urban conditions. This paper synthesizes the latest methodologies, combining mathematical models and empirical measurements, to provide a refined understanding of EMW propagation characteristics and their practical applications in urban settings.

Theoretical Background and Key Influencing Factors

Electromagnetic wave behavior in urban environments is dictated by the principles in Maxwell's equations, where the general wave equation in a homogenous medium is given by:

$$\nabla^2 E - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0$$

where E is the electric field and c is the speed of light. Wave propagation in urban areas is subject to multiple effects, including reflection, diffraction, and scattering, which can each degrade or alter signal quality.

Several environmental factors directly impact EM wave behavior:

- Reflection from buildings and infrastructure creates multipath interference.
- Diffraction occurs around obstacles, affecting signal continuity.
- Scattering from irregular surfaces leads to signal dispersion.
- Vegetation has a significant impact due to foliage density and moisture content, which attenuate signal strength, especially at higher frequencies.

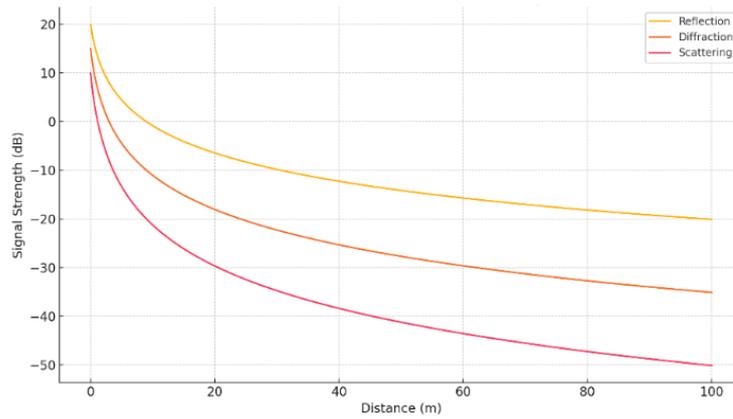


Fig 1. Effects of Reflection, Diffraction, and Scattering on EM Waves

Methods for Measuring EMW Propagation Characteristics

Empirical measurement remains essential for validating theoretical models in dynamic urban environments.

- Spectrum Analyzers measure frequency components, providing insight into channel characteristics.
- Field Strength Meters are used to assess signal strength at specific locations, capturing local propagation conditions.
- Car-Mounted Measurement Campaigns: Mobile measurement setups capture spatial variability in EMW exposure across urban landscapes, such as those used in studies in Beijing, where kriging interpolation techniques map exposure levels across cities.

Path loss models are critical in estimating signal attenuation across varying distances. The Free-Space Path Loss (FSPL) formula is fundamental for calculating basic signal degradation:

$$FSPL (dB) = 20\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f) - 147.55$$

where d is the distance in meters, and f is the frequency in Hz.

The Hata-Okumura Model and COST-231 Walfisch-Ikegami models extend these predictions for urban settings:

$$PL_{urban} = 69.55 + 26.16\log_{10}(h_{BS}) + (44.9 - 6.55\log_{10}(h_{BS}))\log_{10}(d)$$

where h_{BS} is the height of the base station and d the distance between the transmitter and receiver.

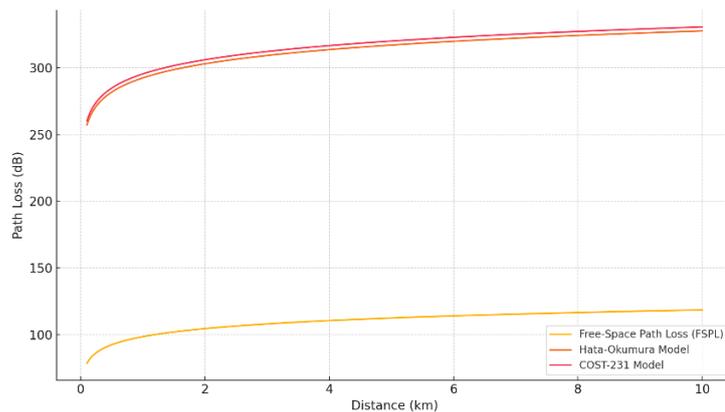


Fig 2. Path Loss Models Comparison

Large-Scale and Small-Scale Fading Models For capturing signal variability due to environmental factors, large-scale fading models account for average attenuation, while small-scale fading models handle rapid fluctuations.

- Rayleigh Fading Model: Suitable for environments without a direct line-of-sight (LOS), the Rayleigh distribution provides an accurate statistical description of signal variation.
- Nakagami-m Model: More versatile than Rayleigh, the Nakagami model better captures fading in dense urban environments by adjusting the shape parameter m to describe different multipath conditions.

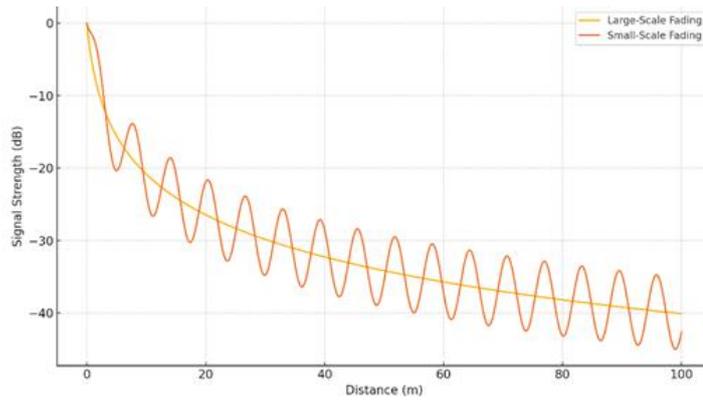


Fig. 3. Large-Scale and Small-Scale Fading

Advanced Propagation Analysis: Diffraction and Scattering

Knife-edge diffraction is crucial for predicting wave behavior around building edges. diffraction loss can be approximated by:

$$\Delta PL_{diffraction} = 20 \log_{10} \left(2 - 2 \cos \left(\frac{\pi h_{obs}}{\sqrt{2\lambda d}} \right) \right)$$

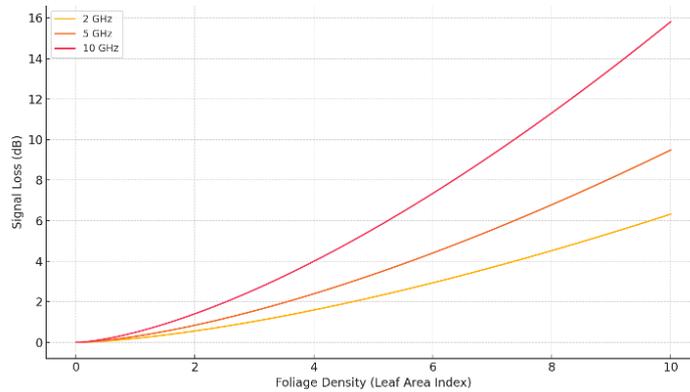


Fig. 4. Signal Attenuation vs. Foliage Density

where h_{obs} represents obstacle height, λ the wavelength, and d the distance to the observation point.

The Rayleigh scattering model captures the dispersion of waves when encountering irregular surfaces, especially critical at higher frequencies where scattering effects are pronounced. The scattered power can be estimated by:

$$P_{scattered} = P_{incident} \times \left(\frac{d^2}{\lambda^2} \right) \sin^2(\theta)$$

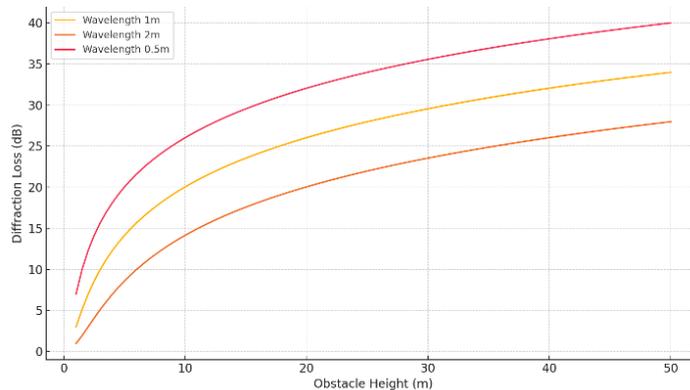


Fig. 5. Diffraction Loss vs. Obstacle Height and Wavelength where d represents obstacle diameter, and θ is the scattering angle.

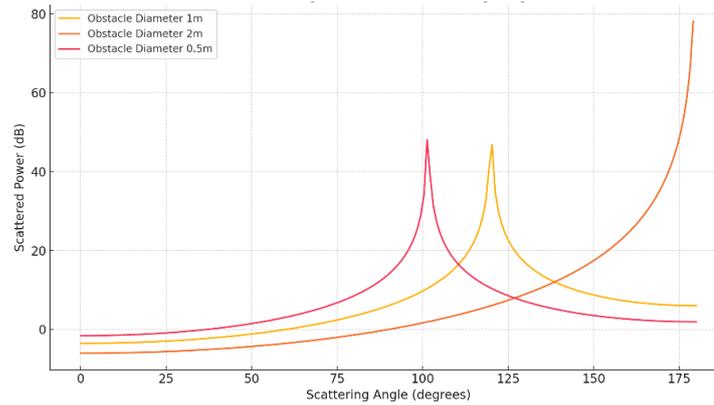


Fig. 6. Scattering Power vs. Scattering Angle

Case Studies and Validation

Measurement campaigns using mobile setups in cities like Beijing enable the mapping of EM wave exposure, utilizing kriging interpolation to depict exposure variability across city sections(test1). Studies confirm that street layouts and building densities heavily influence signal behavior.

Urban vegetation, which differs widely in density and composition, introduces signal attenuation based on leaf structure and moisture. Research confirms that denser foliage contributes to higher signal degradation, with models adjusted for vegetation density showing higher predictive accuracy.

Simulations examining building density reveal a strong correlation with increased path loss, underscoring the importance of high-resolution urban data in EMW propagation models. High-density areas exhibit significant signal degradation, which calls for adaptive modeling techniques tailored to urban features.

Conclusion

The integration of empirical measurement with mathematical modeling presents a comprehensive picture of EMW propagation in urban environments. Large-scale path loss models such as the Hata-Okumura and COST-231 provide reliable, general predictions, while deterministic models like Ray-Tracing and Geometric Theory of Diffraction (GTD) excel in high-density scenarios. The empirical data validated the superiority of these models in addressing urban complexity, such as variations in street canyons and high-rise clusters.

This study synthesized advanced methods for measuring and predicting electromagnetic wave propagation in urban environments, highlighting the effectiveness of combining empirical measurements with rigorous mathematical models. With increasing urban density and reliance on high-frequency communications, further development of adaptive models — potentially incorporating machine learning—is essential for accurate, real-time prediction and efficient network planning.

References

1. Rappaport T. S. "Wireless Communications: Principles and Practice". Prentice Hall, 2001.
2. Fernández-García R., Gil I. "Measurement of the environmental broadband electromagnetic waves in a mid-size European city". Science of The Total Environment, 2017.
3. Tang C., Yang C., Cai R., et al. "Analysis of the relationship between electromagnetic radiation characteristics and urban functions in highly populated urban areas". Environmental Pollution, 2019.
4. Zhang C., Ma Z., Wang J., et al. "Measurement, data analysis and modeling of electromagnetic wave propagation gain in a typical vegetation environment". PLoS ONE, 2023.

АДАПТИВНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ВО ВРЕМЕНИ ПОМЕХ

МЬИНТ МАУНГ МАУНГ У, АУНГ БО БО ТУН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: myintmgmgoo18@gmail.com

Аннотация. Рассмотрен способ борьбы с коррелированными во времени помехами на этапе междупериодной обработки сигнала с помощью адаптивного гребенчатого режекторного фильтра. Предложен алгоритм адаптации градиентным методом наименьших квадратов. Рассмотрены основные характеристики адаптивных фильтров подавления мешающих отражений различного порядка.

Abstract. The article considers a method for combating time-correlated interference at the stage of inter-period signal processing using an adaptive comb rejection filter. An adaptation algorithm using the gradient method of least squares is proposed. The main characteristics of adaptive filters for suppressing interfering reflections of various orders are considered.

Ключевые слова: пассивная помеха, адаптивный режекторный фильтр, коэффициент подавления

Введение

Одной из основных проблем обнаружения воздушного объекта в импульсной радиолокации является борьба с помехами. Помехи можно разделить на две основные группы: активные и пассивные. Пассивные помехи (ПП) являются коррелированными во времени. К ним относят отражения от подстилающей поверхности, от сооружений, от лесного покрова; отражения от метеообразований, от стай птиц, от облаков дипольных отражателей, от распыленных в пространстве аэрозолей, изменяющих диэлектрическую проводимость среды распространения радиоволн. Такие помехи называют мешающими отражениями (МО).

Способ

Основной способ борьбы с МО основан на их высокой степени междупериодной корреляции и заключается в когерентной междупериодной компенсации [1, 2, 3].

В обзорных РЛС старого парка для подавления пассивных помех широкое распространение получили неадаптивные устройства череспериодного вычитания (ЧПВ). При этом потенциальная возможная эффективность этих устройств не достигается. Для повышения эффективности когерентной компенсации МО возможно применить адаптивные алгоритмы.

Адаптивные алгоритмы можно разделить на алгоритмы с корреляционной обратной связью (КОС) и с прямой оценкой обратной корреляционной матрицы МО (без КОС). При адаптации с обратной связью автоматически корректируются параметры системы обработки сигналов тем самым оптимизируя ее, благодаря чему такие системы имеют преимущество перед адаптивными системами без обратной связи. Однако адаптация с КОС имеет и недостатки. Основными недостатками являются устойчивость и сходимость процесса адаптации.

Подавление МО с помощью алгоритма с прямой оценкой обратной корреляционной матрицы МО будет иметь меньшую эффективность чем алгоритм с КОС, так как параметры МО, которые служат необходимыми данными для адаптации без КОС, являются не известными, а их измерение будет носить всегда случайный характер. Необходимыми данными для адаптации с КОС служат входной и выходной сигнал системы.

Устройство ЧПВ является гребенчатым фильтром подавления МО, а все гребенчатые фильтры реализуют селекцию движущихся целей (СДЦ). Структурная схема неадаптивного однократного устройства ЧПВ показана на рисунке 1 (а). При применении адаптивного алгоритма с корреляционной обратной связью структура ЧПВ обретает вид, показанный на рисунке 1 (б).

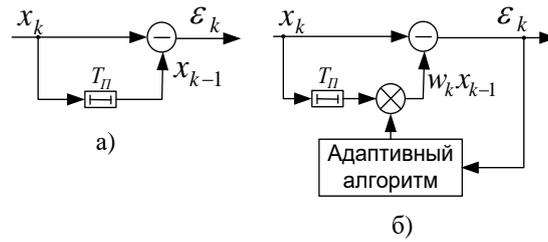


Рис. 1. Структурная схема устройства однократного ЧПВ: а) устройство ЧПВ без адаптации; б) адаптивное устройство ЧПВ

Из рисунка 1 (б), алгоритм работы однократного адаптивного режекторного фильтра может быть представлен выражением (1).

$$\varepsilon_k = x_k - x_{k-1}w_k, \quad (1)$$

где x_k – входной сигнал после ВПО, k – переменная, означающая номер периода повторения ЗС, w_k – весовой коэффициент адаптивного устройства ЧПВ.

По аналогии с алгоритмом (1) можно записать алгоритм работы адаптивного режекторного фильтра порядка L (рис. 2):

$$\varepsilon_k = x_k - \mathbf{X}_{k-1} \mathbf{W}_k, \quad (1)$$

где \mathbf{X}_k и \mathbf{W}_k – векторы входного сигнала и весовых коэффициентов.

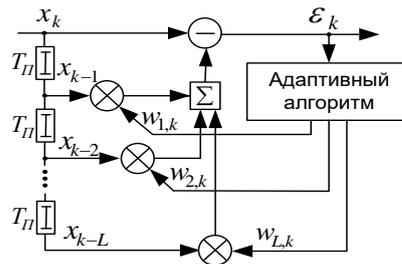


Рис. 2. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра L -го порядка

Процесс адаптации режекторного фильтра при подавлении коррелированной помехи заключается в коррекции его весовых коэффициентов, при значениях которых выходной сигнал ε_k становится минимальным.

Существуют различные методы коррекции весовых коэффициентов. Особое место среди всех методов занимает метод наименьших квадратов [3, 4], т. к. он является простым при практической реализации [4]. В данном методе в качестве оценки градиента ($\hat{\nabla}_k$) берется само значение среднеквадратической ошибки ε_k^2 , благодаря чему на каждой итерации адаптивного процесса оценка градиента определяется в виде: $\hat{\nabla}_k = -2\varepsilon_k \mathbf{X}_k$.

Имея такую оценку градиента, полученный адаптивный алгоритм можно представить в виде [4]:

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k - \mu \hat{\nabla}_k = \mathbf{W}_k + 2\mu \varepsilon_k \mathbf{X}_k, \quad (2)$$

Параметр μ определяет устойчивость и скорость сходимости процесса адаптации [4]: $0 < \mu < \frac{1}{(L+1)\sigma_c^2}$, где σ_c^2 – мощность входного сигнала. В общем случае параметр μ определяется неравенством: $0 < \mu < \frac{1}{tr[\mathbf{R}]}$, где $tr[\mathbf{R}]$ – сумма диагональных элементов корреляционной матрицы \mathbf{R} .

Адаптивная система является устойчивой, если математическое ожидание вектора весовых коэффициентов $E[\mathbf{W}_{k+1}]$ сходится к винеровскому решению [5]:

$$\mathbf{W}^* = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{P}, \quad (3)$$

где \mathbf{W}^* – оптимальный вектор весовых коэффициентов, при котором выходной сигнал ошибки имеет минимальное значение; \mathbf{P} – математическое ожидание произведения вектора входного сигнала и полезного отклика: $\mathbf{P} = E[d_k \mathbf{X}_k]$, где d_k – полезный отклик, в данном случае – входной сигнал x_k .

Из выражений (1) и (2) следует структура цепей обратной связи адаптивного режекторного фильтра L -го порядка (рис. 3).

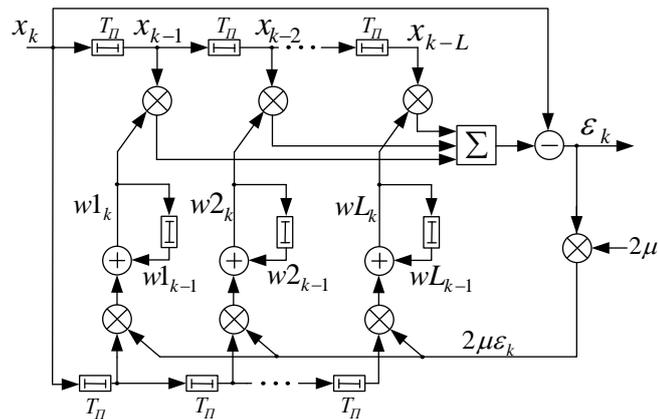


Рис. 3. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра L -го порядка, реализующая алгоритм наименьших квадратов

Оценка эффективности адаптивного режекторного фильтра проводилась экспериментальным путем. Для этого был смоделирован в математической среде Mathcad входной сигнал после внутрипериодной обработки, который состоял из аддитивной смеси гауссовского шума, МО и ОС. Комплексные огибающие пачек МО и ОС моделировались как коррелированные случайные процессы [6].

На рисунке 4 представлен результат фильтрации входного сигнала. Процесс обработки производился согласно адаптивному алгоритму, представленному структурной схемой на рисунке 3.

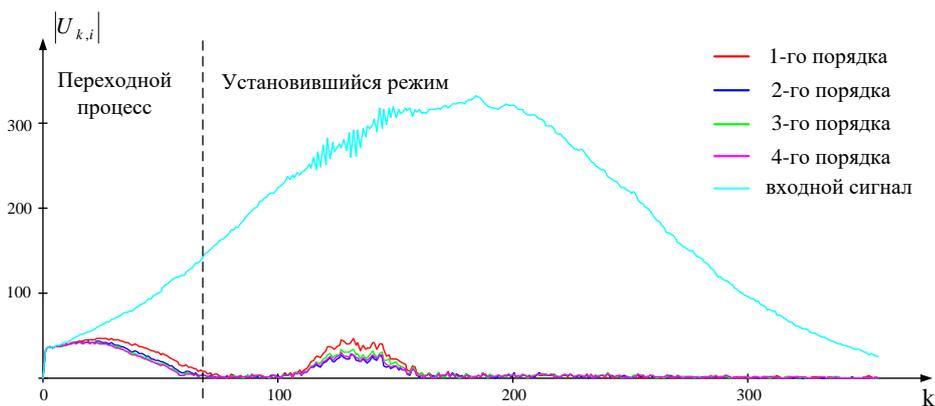


Рис. 4. Входной и выходные сигналы фильтров различного порядка

В результате переходных процессов образуется «кромка» МО, что видно из рисунка 4. Для определения эффективности работы адаптивного фильтра подавления МО используют коэффициент подавления пассивной помехи $K_{ПП}$ [7]. Он определяется отношением мощности помехи на входе (P_{II}^{ex}) и выходе ($P_{II}^{вых}$) системы:

$$K_{ПП} = \frac{P_{П}^{вх}}{P_{П}^{вых}} = \frac{U_{вх}^2}{U_{вых}^2}, 10 \cdot \log_{10} K_{ПП}^{раз} = K_{ПП}^{дБ}.$$

Для оценки входной (выходной) мощности сигнала достаточно найти среднее значения мощности сигнала на одной дальности в установившемся режиме. Средняя мощность сигналов рассчитывается выражением: $P_{П}^{вх(вых)} = \frac{1}{N} \sum_{k=20}^{N-1} |U_{вх(вых)}|^2$, где N – число отсчетов азимута.

Значения коэффициентов подавления МО адаптивных режекторных фильтров различного порядка, представлены в таблице 1. Коэффициент между периодной корреляции МО, в данном случае, равен 0.9985.

Таблица 1. Значений коэффициентов подавления МО фильтров различного порядка

Порядок фильтра	1	2	3	4
Коэффициентов подавления	35.23 дБ	37.72 дБ	38.33 дБ	38.62 дБ

Также были проведены расчеты эффективности подавления режекторными фильтрами 5-го, 6-го и 8-го порядка, их коэффициенты подавления МО составляют 38.80 дБ, 38.81 дБ и 38.81 дБ соответственно.

Заключение

Эффективность режекторного фильтра выше четвертого порядка, возрастает не значительно. Из этого следует, что модель входного сигнала соответствует четвертому порядку адаптивного фильтра.

При усложнении модели входного сигнала, эффективность режекторного фильтра 4-го порядка снижается. Но на практике доказано, что реальная модель ПП соответствует 2 - 4-му порядку [1]. Из этого следует, что при практической реализации системы СДЦ ограничиваются третьим или четвертым порядком для уменьшения затрат на вычислительные ресурсы.

Список использованных источников

1. Латушкин В. В. Основы радиолокации. Модели сигналов и помех. Ч.П: Конспект лекций / В. В. Латушкин, С. А. Горшков, С. Ю. Седьшев, - Минск: ВА РБ, 2005. – 127 с.
2. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В. Н. Манжос. – 2-е изд. - Москва: Радио и связь, 1981. – 416с.
3. Радиоэлектронные системы. Справочник. / Я.Д. Ширмана, С. А. Горшков [и др.]; под общ. ред. Я.Д. Ширмана. – 2-е изд. - Минск: Радиотехника, 2007. – 512с.
4. Видроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Видроу, С. Стирнз. Пер. с англ. – Москва: Радио и связь, 1989. – 440 с.
5. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю. И Лосев, А. Г. Бердииков, Э. Ш. Гойхман, Б. Д. Сизов; под общ ред. Ю. И Лосева. – Москва: Радио и связь, 1988. – 208 с.
6. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. – Москва: Советское радио, 1971. – 328 с.
7. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Колеменский, Ю. Д. Ульяницкий; под общ. ред. Ю. М. Казаринова. - Москва: Высшая школа, 1990. – 496 с.

АЛГОРИТМ ПОПУТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ОРБИТАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАНОСПУТНИКА
ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ В ИОНОСФЕРЕ НА ОСНОВЕ
РЕТРАНСЯЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ГНСС GPSЕ. А. КАПЛЯРЧУК¹, А. С. ШАПКИН²¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)² Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: ek.genia13@gmail.com

Аннотация. Приведен алгоритм оценивания орбитальных параметров наноспутника-ретранслятора в ходе измерений полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере на основе ретрансляции сигналов GPS на частоты 150/400 МГц. Алгоритм предполагает многократную оценку декартовых координат наноспутника-ретранслятора суммарно-разностным методом и их накопление на интервале наблюдения, определение угла наклона орбитальной плоскости и долготы восходящего узла методом наименьших квадратов, с последующим последовательным оцениванием большой полуоси, эксцентриситета, аргумента перигея и времени его прохождения.

Abstract. An algorithm for estimating the orbital parameters of a nanosatellite repeater during measurements of the total electron content (TEC) in the ionosphere based on the retransmission of GPS signals at frequencies of 150/400 MHz is presented. The algorithm involves multiple estimates of the Cartesian coordinates of the nanosatellite repeater using the sum-difference method and their accumulation over the observation interval, determination of the inclination angle of the orbital plane and the longitude of the ascending node using the least-squares method, followed by sequential estimation of the major semiaxis, eccentricity, argument of perigee and the time of its passage.

Введение

Оценивание полного электронного содержания (ПЭС) и последующее восстановление пространственного распределения электронной концентрации в ионосфере имеет важной значение для теории и практики [1,2]. В [3,4] предложен способ оценивания ПЭС на основе ретрансляции навигационных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS с использованием наноспутника-ретранслятора (НР). Минимальный вариант способа предусматривает ретрансляцию сигналов GPS на частоте $f_1=1575,42$ МГц на две частоты $f_{p1}=150$ МГц и $f_{p1}=400$ МГц. Прием ретранслированных сигналов осуществляется одним или несколькими наземными приемными пунктами (ПП), в качестве которых предложено использовать приемные станции спутниковой системы точного позиционирования (ССТП) Республики Беларусь с дополнительным приемным каналом.

При принятому наземным приемным сигналу по каждому видимому навигационному спутнику (НС) GPS измеряются суммарные дальности $\hat{d}_{f_1, f_{p1(2)}}$ и их разности. На основе разностей реализуется измерение полного электронного содержания $\overline{TEC}^{(II)}$ на трассе НР-ПП.

Орбитальные параметры НР необходимы для прогнозирования моментов входа НР в зону прямой видимости с ПП и определения опорных параметров обработки принимаемого ПП сигнала: дальностей между НС-НР и НР-ПП и производных указанных дальностей. Эти параметры желательно осуществлять без привлечения внешних источников непосредственно по ретранслированному НР навигационному сигналу.

Цель статьи – обоснование алгоритма оценки координат и параметров движения наноспутника-ретранслятора сигналов GPS при проведении измерений ПЭС.

Общая структура алгоритма приведена на рисунке 1.

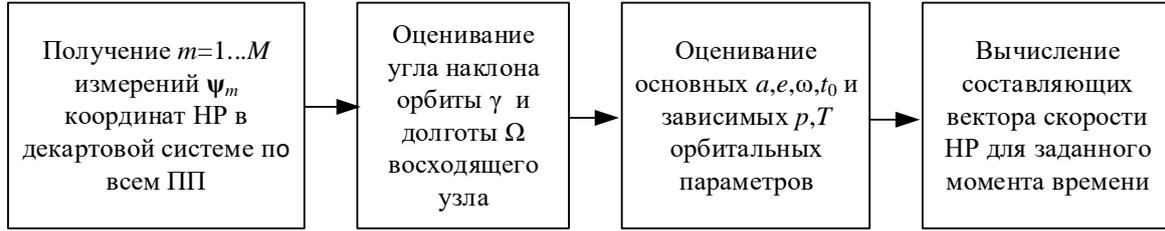


Рис. 1. Последовательность оценивания орбитальных параметров

Для единичных оценок координат НР доступны признаки видимости $V_{n,k} = \overline{0;1}$ n -го навигационного спутника GPS одновременно с НР и k -го ППП и оценки $\hat{\mathbf{d}}_{f_1, f_{p1(2)}}^{(n,k)}$ суммарных дальностей « n -й навигационный спутник GPS – наноспутник-ретранслятор – k -й приемный пункт», измеренные по ретранслированным на частоты $f_{p1(2)}$ навигационным сигналам GPS. Индексы навигационных спутников $n = \overline{1, N}$, где N - общее число НС в ГНСС GPS, индексы приемных пунктов $k = \overline{1, K}$. Число видимых НС для k -го ПП (видимых с учетом кривизны Земли и диаграммы направленности приемной антенны бортового ретранслятора) составляет $N_{GPS_k} = \sum_{n=1}^N V_{n,k}$, так что общее число единичных измерений суммарных дальностей составляет $L = \sum_{k=1}^K N_{GPS_k}$. Орбиту НР полагаем достаточно высокой (800...1000 км), при этом величиной ПЭС на трассах «НС-НР» можно пренебречь.

Ввиду движения НС и НР по заданным орбитам и ПП в соответствии с вращением Земли наиболее удобно использовать неподвижную декартовую геоцентрическую систему координат. Ось Oz этой системы координат направлена на географический северный полюс, ось Ox лежит в экваториальной плоскости и направлена на фиксированную точку на небесной сфере, причем угол между Гринвичским меридианом и осью Ox неподвижной системы координат известен, ось Oy дополняет систему координат до правой.

Для оценивания орбитальных параметров скорректируем измеренные суммарные дальности с учетом результатов измерения ПЭС на трассах « n -й наноспутник-ретранслятор - k -й ПП»:

$$\tilde{d}_{n,k} = \hat{d}_{f_1, f_{p1}}^{(n,k)} - \frac{A \cdot \overline{TEC}_k^{(II)}}{f_{p1}^2}, \quad (1)$$

где $\overline{TEC}_k^{(II)}$ - результаты измерения ПЭС на трассах «НР - k -й ПП» с учетом усреднения по всем видимым с этого ПП навигационным спутникам.

Оценивание декартовых координат наноспутника

Полагая ошибки оценивания скорректированных суммарных дальностей $\tilde{d}_{n,k}$ гауссовскими с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями $\sigma_{n,k}^2$ запишем логарифм функции правдоподобия в виде

$$\Lambda(x_{НР}, y_{НР}, z_{НР}) = - \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{n=1 \\ V_{n,k}=1}}^N \frac{[\tilde{d}_{n,k} - d_{n,k}(x_{НР}, y_{НР}, z_{НР})]^2}{\sigma_{n,k}^2}, \quad (2)$$

где

$$d_{n,k}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}}) = \sqrt{(x_n - x_{\text{нр}})^2 + (y_n - y_{\text{нр}})^2 + (z_n - z_{\text{нр}})^2} + \sqrt{(x_{\text{ппк}} - x_{\text{нр}})^2 + (y_{\text{ппк}} - y_{\text{нр}})^2 + (z_{\text{ппк}} - z_{\text{нр}})^2} \quad (3)$$

- истинная суммарная дальность « n -й НС -НР - k -й ПП» на момент измерения; (x_n, y_n, z_n) - декартовы координаты n -го НС; $(x_{\text{ппк}}, y_{\text{ппк}}, z_{\text{ппк}})$ - декартовы координаты ПП.

Максимально-правдоподобная оценка вектора координат НР по всем измерениям:

$$(\hat{x}_{\text{нр}}, \hat{y}_{\text{нр}}, \hat{z}_{\text{нр}})^T = \arg \max_{x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}}} \Lambda(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}}), \quad (4)$$

с корреляционной матрицей ошибок оценивания в декартовых координатах вида [5]

$$\mathbf{R} = (\mathbf{H}^T \mathbf{\Phi}^{-1} \mathbf{H})^{-1}, \quad (5)$$

где $\mathbf{\Phi}$ - диагональная матрица дисперсий измерения всех суммарных дальностей размером $L \times L$ с элементами на главной диагонали $\sigma_{n(\ell),k(\ell)}^2$, $\ell = \overline{1, L}$ в соответствии с порядком индексации и признаками видимости; $n(\ell), k(\ell)$ - индексы НС и ПП, соответствующие ℓ -ой измеренной дальности; \mathbf{H} - матрица линеаризации вида

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \frac{\partial d_{n(\ell),k(\ell)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial x_{\text{нр}}} & \frac{\partial d_{n(\ell),k(\ell)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial y_{\text{нр}}} & \frac{\partial d_{n(\ell),k(\ell)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial z_{\text{нр}}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial d_{n(L),k(L)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial x_{\text{нр}}} & \frac{\partial d_{n(L),k(L)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial y_{\text{нр}}} & \frac{\partial d_{n(L),k(L)}(x_{\text{нр}}, y_{\text{нр}}, z_{\text{нр}})}{\partial z_{\text{нр}}} \end{pmatrix}.$$

Оценивание орбитальных параметров наноспутника-ретранслятора

Оценивание ОП проводится для модели движения НР по невозмущенной эллиптической орбите [6-8]. Центр Земли совпадает с одним из фокусов эллипса. Такая орбита полностью описывается шестью орбитальными параметрами (рисунок 2) [8]: углом наклона орбиты γ ; долготой восходящего узла Ω ; апогеем a ; эксцентриситетом e , аргументом перицентра ω и временем t_0 прохождения перицентра (или истинной аномалией в заданный момент времени) [10]. Система координат $Oxuz$ – неподвижная геоцентрическая, плоскость $хуз$ совпадает с экватором, ось Oz направлена на северный полюс, Ox – в направлении Гринвичского меридиана, например, в момент начала текущих суток (UTC = 0), ось Oy дополняет систему до правой.

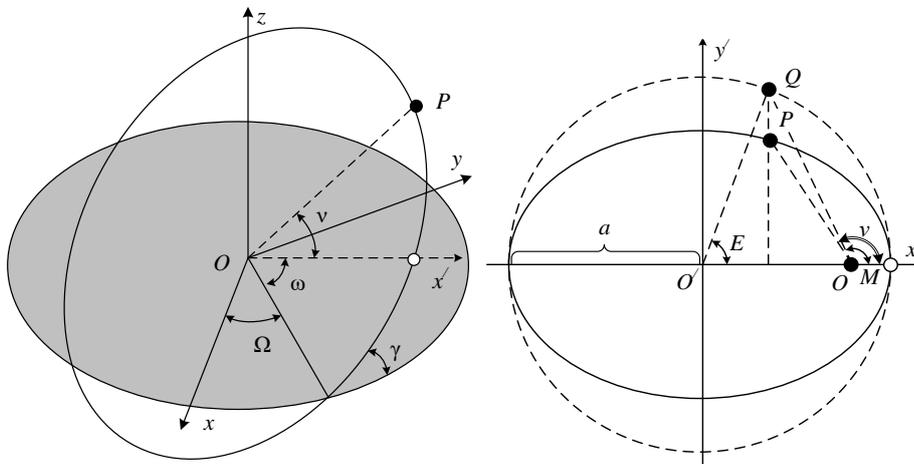


Рис. 2. Иллюстрации орбитальных параметров (а), эксцентрисической и истинной аномалий (б)

Доступными для определения орбитальных параметров являются $m = \overline{1, M}$ результатов измерения декартовых координат НР, полученных в моменты времени t_m на одном из интервалов видимости НР с ПП. Возмущающие факторы, влияющие на орбитальные параметры НР в пределах интервала видимости (Луна, аномалии гравитационного поля Земли, влияние атмосферы и т.д.) считаем фиксированными.

Уравнение орбитальной плоскости в неподвижной геоцентрической системе координат имеет вид

$$Ax + By + Cz = 0 \text{ или } \mathbf{w}^T \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = 0, \quad (6)$$

где $\mathbf{w} = \begin{pmatrix} A \\ B \\ C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \gamma \sin \Omega \\ -\sin \gamma \cos \Omega \\ \cos \gamma \end{pmatrix}$ - нормальный вектор орбитальной плоскости.

Для m -го измерения $\Psi_m = (\hat{x}_m, \hat{y}_m, \hat{z}_m)^T$ координат СР расстояние $\xi_m = \sin \gamma \sin \Omega \cdot \hat{x}_m - \sin \gamma \cos \Omega \cdot \hat{y}_m + \cos \gamma \cdot \hat{z}_m = \mathbf{w}^T \Psi_m$; $\Psi_m = (\hat{x}_m, \hat{y}_m, \hat{z}_m)^T$ между измерениями и орбитальной плоскостью - гауссовская случайная величина с дисперсией $\sigma_{\xi_m}^2 = \mathbf{w}^T \mathbf{R}_m \mathbf{w}$. Так как все точки орбиты должны принадлежать искомой плоскости, то максимально правдоподобные оценки угла наклона плоскости орбиты и долготы восходящего узла

$$(\hat{\gamma}, \hat{\Omega}) = \arg \min_{\gamma, \Omega} \sum_{m=1}^M \frac{|\mathbf{w}^T(\gamma, \Omega) \hat{\Psi}_m|^2}{\mathbf{w}^T(\gamma, \Omega) \mathbf{R}_m \mathbf{w}(\gamma, \Omega)}. \quad (7)$$

При примерно равноточных измерениях выражение можно упростить за счет отказа от вычисления дисперсии в знаменателе и сформулировать оптимизационную задачу в виде нахождения уравнения проходящей через центр Земли плоскости, для которой сумма квадратов расстояний результатов измерений декартовых координат от указанной плоскости минимальна:

$$(\hat{\gamma}, \hat{\Omega}) = \arg \min_{\gamma, \Omega} \sum_{m=1}^M (\sin \gamma \sin \Omega \cdot \hat{x}_m - \sin \gamma \cos \Omega \cdot \hat{y}_m + \cos \gamma \cdot \hat{z}_m)^2. \quad (8)$$

После нахождения нормального вектора орбитальной плоскости находим другие орбитальные параметры: большую полуось a , эксцентриситет e и аргумент перигея ω , а также время прохождения перигея t_0 .

Запишем выражение для радиус-вектора орбиты r_m в моменты времени t_m [8]:

$$r_m = \frac{p}{1 + e \cdot \cos(v_m - \omega)} = \frac{a(1 - e^2)}{1 + e \cos(v_m - \omega)}, \quad (9)$$

где $p = a(1 - e^2)$ - фокальный параметр; v_m - истинная аномалия в момент времени t_m .

Взаимосвязь истинной v_m и эксцентрической E_m аномалий определяется уравнением

$$v_m = 2 \arctg \frac{E_m}{2} \cdot \sqrt{\frac{1+e}{1-e}}. \quad (10)$$

Эксцентрическую аномалию находим путем численного решения уравнения

$$E_m - e \cdot \sin E_m = M_m, \quad (11)$$

где $M_m = n \cdot (t_m - t_0)$ - средняя аномалия, соответствующая истинной аномалии v_m ; $n = \sqrt{\frac{K}{a^3}} = \frac{2\pi}{T}$

K - гравитационная постоянная Земли; T - период обращения НР.

Декартовы координаты НР для момента времени t_m запишем в виде

$$\zeta_m(a, e, \omega, t_0) = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \mathbf{M}_z(\hat{\Omega}) \mathbf{M}_x(\hat{\gamma}) \begin{pmatrix} r_m \cos v_m \\ r_m \sin v_m \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

где $\mathbf{M}_z(\hat{\Omega})$, $\mathbf{M}_x(\hat{\gamma})$ - матрицы вращения относительно осей Oz и Ox :

$$\mathbf{M}_z(\Omega) = \begin{pmatrix} \cos \Omega & -\sin \Omega & 0 \\ \sin \Omega & \cos \Omega & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{M}_x(\gamma) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{pmatrix}.$$

Тогда оценки максимального правдоподобия орбитальных параметров

$$(\hat{a}, \hat{e}, \hat{\omega}, \hat{t}_0) = \arg \min_{a, e, \omega, t_0} \sum_{m=1}^M (\hat{\Psi}_m - \zeta_m)^T \mathbf{R}_m^{-1} (\hat{\Psi}_m - \zeta_m). \quad (13)$$

Эта задача оптимизации по четырем параметрам оказывается сложной. Для ее упрощения вычислим оценки истинных аномалий по единичным измерениям декартовых координат

$$\hat{v}_m = \arccos \frac{\hat{\Psi}_m \cdot \hat{\mathbf{f}}}{|\hat{\Psi}_m| \cdot |\hat{\mathbf{f}}|}, \quad (14)$$

где $\hat{\mathbf{f}} = (\cos \hat{\Omega}, \sin \hat{\Omega}, 0)^T$

Это позволяет отказаться от оптимизации по \hat{t}_0 в (13). Кроме того, при примерно равноточных измерениях можно отказаться от вычислений корреляционных матриц по каждому разовому измерению и сформулировать оптимизационную задачу в виде

$$(\hat{a}, \hat{e}, \hat{\omega}) = \arg \min_{a, e, \omega} \sum_{m=1}^M |\hat{\Psi}_m - \zeta_m|^2, \quad (15)$$

где ζ_m рассчитывается согласно (9) и (12).

После оптимизации (15) имеем пять орбитальных параметров и остается оценить \hat{t}_0 по критерию минимума измеренных и прогнозируемых декартовых координат

$$\hat{t}_0 = \arg \min_{t_0} \sum_{m=1}^M |\hat{\Psi}_m - \zeta_m(\hat{a}, \hat{e}, \hat{\omega}, \hat{\gamma}, \hat{\Omega}, t_0)|^2, \quad (16)$$

где $\zeta_m(\hat{a}, \hat{e}, \hat{\omega}, \hat{\gamma}, \hat{\Omega}, t_0)$ вычисляется в этом случае согласно (9)-(12).

После оценки ОП уравнение движения НР примет вид

$$\begin{pmatrix} x_{\text{НР}}(t) \\ y_{\text{НР}}(t) \\ z_{\text{НР}}(t) \end{pmatrix} = \mathbf{M}_z(\hat{\Omega}) \mathbf{M}_x(\hat{\gamma}) \begin{pmatrix} r(t) \cos v(t) \\ r(t) \sin v(t) \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (17)$$

где зависимости $r(t)$, $v(t)$ определяются (9), (11) путем подстановки в них найденных оценок ОП и соответствующего момента времени t .

Путем дифференцирования (17) могут быть найдены составляющие вектора скорости НР по осям координат. Отметим, что при задании координат НР и составляющих скорости для некоторого момента времени далее может быть выполнено интегрирование уравнений движения НР с учетом различных возмущающих, но детерминированных факторов: неравномерности гравитационного поля Земли, влияния Луны, остатков атмосферы и т.д. [10].

Таким образом, задача оценивания орбитальных параметров наноспутника-ретранслятора разделена на последовательное решение задач измерения его декартовых координат на видимом участке орбиты для всех ПП и видимых НС с заданной дискретностью суммарно-дальномерным методом с компенсацией ионосферной задержки, оценивания угла наклона и долготы восходящего узла орбиты по критерию минимума суммы квадратов отклонений измеренных координат от орбитальной плоскости, вычисления оценок истинных аномалий по декартовым координатам, оценивания большой полуоси эллипса, эксцентриситета и аргумента перигея по критерию минимума суммы квадратов отклонений декартовых координат от модельной эллиптической орбиты и результирующего оценивания времени прохождения перигея с использованием всех предыдущих оценок, что позволило преобразовать оптимизационную задачу с шестью параметрами в последовательно решаемые задачи оптимизации с двумя, тремя и одним параметром.

Список использованных источников

1. Determination of total electron content in the ionosphere over the territory of the Republic of Belarus based on global navigation satellite systems data / A. O. Naumov [et al.] // Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series. – 2024. – Vol. 69, № 1. – P. 53–64.
2. Naumov, A., Khmarskiy, P., Byshnev, N., Piatrouski, M. (2023). Methods and software for estimation of total electron content in ionosphere using GNSS observations. *Engineering Applications*, 2(3), 243–253.
3. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
4. Обработка ретранслированных навигационных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS в задаче оценивания полного электронного содержания в ионосфере / Е. А. Каплярчук [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 3. – С. 21–36. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-3-21-36>
5. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
6. Саврасов, Ю. С. Алгоритмы и программы в радиолокации / Ю. С. Саврасов. – М.: Радио и связь, 1985. – 216 с.
7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. –4-е изд., перераб. и доп. – М. : ИПРЖР, 2010. – 800 с.
8. Дубошин, Г.Н., Небесная механика. Основные задачи и методы. – М.: Наука, 1975. – 799 с.

АЛГОРИТМ СЛУЧАЙНОГО СЕТЕВОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ РАНГОВЫХ
КОДОВЫХ СТРУКТУР

В. В. ПАНЬКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: pankova@bsuir.by

Аннотация. В работе рассмотрена модель случайного сетевого кодирования информации на основе ранговых кодовых структур, как компонент комплексного подхода обеспечения безопасности в сетях передачи данных.

Abstract. The paper considers a model of random network coding of information based on rank code structures, as a component of an integrated approach to ensuring security in data transmission networks.

Введение

Важнейшим направлением обеспечения безопасности в сетях передачи данных является использование наиболее приемлемых методов помехоустойчивого кодирования и криптографии. К одному из методов защиты данных принадлежит кодирование информации ранговыми кодами.

Модель сетевого кодирования информации

Моделью сети передачи информации может служить направленный граф. Источник информации из узла S посылает сообщение одновременно m приемникам R_1, \dots, R_m . Максимальное количество информации, переданное от S к R_j , зависит от минимального числа пересечений в графе между S и R_j и часто определяется как проблема широкополосного канала.

Одним из методов достижения максимальной скорости предполагает применение линейного смешивания информации на промежуточных узлах сети по правилу

$$Y = \sum_j a_j X_j,$$

где Y – сигнал на выходе узла, X_j – информационный вектор j -того входа узла, $X_j \in F_q^N$; $\{a_j\}$ – множество весовых коэффициентов кода $a_j \in F_q$.

На вход приемника сети R_j поступает матричный сигнал $Y_j = A_j x$. Строки $x, x_1, \dots, x_n \in F_q$ определяются информационными пакетами, посланными узлом S . Элементами матрицы $A_j \in F_q^{n \times n}$ являются весовые коэффициенты кода $a_j \in F_q$. Модель сети предполагает, что пакеты могут быть искажены в любом узле сети, при этом сигнал на выходе приемника принимает вид $y_j = A_j x + B_j z$, где $B_j z$ – матрица ошибок.

Определим множество всех подпространств F_q^N как $P(F_q^N)$. Зададим меру расстояния в $P(F_q^N)$ как $d_s(X, Y) = \dim(X + Y) - \dim(X \cap Y)$. Можно задать код подпространства $C \subseteq P(F_q^N)$ с параметрами (N, M, d) , если $|C| = M$ и $d_s(U, V) \geq d, \forall U, V \in C$.

Источник S выбирает $V \in C$, находит матрицу $x \in F_q^{n \times N}$, для которой $V(x)$, после чего передает x . Приемник R_j обрабатывает $U = \{y_j\} \in P(F_q^N)$, причем $U = H_p(V) \oplus I$, где $H_p(V)$ – случайное подпространство V размерности $\dim(V) - p$. Декодер приемника вычисляет оценку V по правилу минимального расстояния

$$V = \arg \min_{W \in C} d_s(U, W).$$

Ранговые сетевые коды. Пусть $GF(q)$ – основное (базовое) поле и $GF(q^N)$ – его расширение степени N . Ранговой нормой вектора (a_1, \dots, a_n) , $a_j \in GF(q^N)$, называется максимальное число линейно независимых координат a_j над полем $GF(q)$. Ранговое расстояние между двумя векторами определяется как норма разности двух векторов. Ранговое расстояние линейного кода над полем $GF(q^N)$ определяется как минимальное из всех пар кодовых слов. Расстояние d любого линейного (n, k) – кода удовлетворяет неравенству $d \leq n - k + 1$.

Пусть векторы $g_i \in GF(q^N), i = 1 \dots n, n \leq N$ – линейно независимы над полем $GF(q)$ модулярной матрицы G , элементы которой определяются как $g_i^{(l)} = g_i^{j \bmod N}$. Порождающая матрица кода имеет вид матрицы Вандермонда

$$G_m = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_n \\ g_1^{(m)} & g_2^{(m)} & \dots & g_n^{(m)} \\ g_1^{(2m)} & g_2^{(2m)} & \dots & g_n^{(2m)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1^{((k-1)m)} & g_2^{((k-1)m)} & \dots & g_n^{((k-1)m)} \end{bmatrix},$$

где $g_i^{(j)} = g_i^{j \bmod N}$.

Выбрав один раз n линейно независимых векторов над $GF(q^N)$, можем построить $\varphi(N)$ разных порождающих матриц, где $\varphi(N)$ – функция Эйлера.

Криптосистема кодирования. Секретный ключ состоит из 4 частей:

G – порождающая матрица рангового кода;

S – строковый скремблер, обратимая $k \times k$ матрица над расширенным полем $GF(q^N)$;

X – шумовая $k \times n$ матрица над расширенным полем с рангами $GF(q^N)$:

- столбцевым рангом t_x над основным полем $GF(q)$,

- рангом r_x над расширенным полем $GF(q^N)$, $r_x \leq t_x$;

P – столбцевой скремблер в виде обратимой $n \times n$ матрицы над основным полем $GF(q)$.

Открытым ключом служит матрица $G_{pub} = S(X + G)P$.

Открытый текст $m = (m_1 \dots m_k)$ имеет длину k , а его элементы выбираются из поля $GF(q^N)$.

Шифрование

$$c = mG_{pub} + e,$$

где e – искусственно добавляемая ошибка рангового веса;

$t_{art\ err} = t - t_x - t_{ch}$ над основным полем $GF(q)$, где t – корректирующая способность рангового кода, t_{ch} – ранговый вес ошибки, исправляемой в канале связи.

Расшифрование

декодер вычисляет $c_s = cP^{-1} = mS(X + G) + eP^{-1}$;

декодирует c_s , результатом является $m_s = mS$;

решает уравнение относительно m и получает исходный текст m .

Криптосистема сохраняет корректирующую способность кода.

Заключение

Защита информации требует комплексного подхода. Более высокий уровень защиты данных возможен в каналах с когнитивной связью, за счет работы подслушивающего узла сети в режиме приема на фоне помехи, что приводит к снижению эффективности прослушивания. Дополнительное применение сетевого кодирования информации ранговыми кодами позволит обеспечить в топологии сети области с надежной связью.

Список использованных источников

1. Габидулин Э.М. Теория кодов с максимальным ранговым расстоянием (рус.)// Проблемы передачи информации – 1985. В.1. – Т.21. – С. 3-16.
2. E.M.Gabidulin, N.I. Pilipchuk A new method of erasure correction by rank codes (англ.)// Proceedinds of the 2003 IEEE International Symposium on Information Theory. – Yokohama, Japan: June 29-July 4, 2003/ - С. 423. – ISBN 0-7803-7728-1.
3. Саломатин С.Б., Охрименко А.А. Защита информации в сети передачи информации на основе случайного кодирования ранговыми кодами // Управление информационными ресурсами: материалы VIII международной научно-практической конференции, Минск, 10 февраля 2011 г. / Академия управления при Президенте Республики Беларусь; редкол.: А.В. Ивановский [и др.]. – Минск, 2011. – С. 173-175.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В ВИДЕОПОТОКЕ

К. В. МИХНО¹, В. А. ФЕДОРЕНКО¹

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: mihnokirill.bsuir@gmail.com

Аннотация. В работе представлены основные алгоритмы, используемые при визуальном наблюдении за объектами, их преимущества и недостатки.

Abstract. The paper presents the main algorithms used for visual observation of objects, their advantages, and disadvantages.

Введение

При визуальном наблюдении за объектами, например, людьми или автомобилями, видео обрабатывается, чтобы охарактеризовать интересующие нас события посредством обнаружения движущихся объектов в каждом кадре. Большинство ошибок в задачах более высокого уровня, таких как отслеживание, часто возникают из-за ложного обнаружения. Поэтому, важно быстро и точно определить объект, для дальнейшего его отслеживания. Наиболее используемыми методами обнаружения являются метод межкадровой разности, метод вычитания фона и метод оптического потока.

Межкадровая разность

Обнаружение объектов при помощи разницы кадров относится к самому популярному методу первичного обнаружения движения, в результате которого, уже можно сказать, имеется ли в данном видеоряде движение. Но перед этим, кадры необходимо предварительно обработать для вычисления межкадровой разности. Алгоритм вычисления, в качестве исходных данных которого будет использоваться цветное видео в формате RGB, будет состоять из 4 шагов:

1. На вход поступают два кадра видеоряда, которые представляют собой две последовательности байт в формате RGB;
2. Производится попиксельное вычитание межкадровых разностей;
3. Для каждого пикселя вычисляется усредненное значение между исходными данными значений трех компонент цвета;
4. Полученное значение сравнивают с заданным порогом. В конечном результате, выводится двоичная маска.

Таким образом, на выходе имеется сформировавшаяся двоичная маска. Каждый элемент представляет собой три компоненты цвета соответствующего пикселя исходных двух изображений из видеопотока. Единицы в маске помечаются в областях, где, возможно, происходит движение, но на данном этапе существует вероятность ложного срабатывания определенных элементов битовой маски, которые ошибочно могут быть установлены в 1. Для входных параметров можно использовать два последовательных кадра из видеопотока, однако при использовании кадров с большим интервалом, например, равным 1-3 кадра чувствительность алгоритма к мало подвижным объектам, так как они производят крайне малый сдвиг за один кадр и могут определяться, как шумовая составляющая кадра.

Недостатком такого подхода относится фиксация шума аппаратуры при сохранении данных с видеоряда. Шум тяжело свести к предельно допустимым значениям, поэтому с ним приходится бороться отдельно.

Достоинством алгоритма является его простота и малые требования к вычислительным ресурсам. Он широко использовался ранее так как, в распоряжении разработчиков отсутствовали необходимые вычислительные мощности.

Вычитания фона

Является наиболее простым методом обнаружения движущихся объектов. Основная идея этого подхода - оценить подходящее представление (модель фонового изображения) данной сцены на основе распределения пикселей. Кроме того, объекты в текущем видеокадре могут быть обнаружены путем

вычитания текущего видеокadra с фоновой моделью. Если предположить, что $|V_{ij}-I_{ij}|\geq\delta$, $i=0\dots w$, $j=0\dots h$, где w и h — ширина и высота изображения соответственно, то пиксель $[ij]$ относится к переднеплановому, в противном случае он является заднеплановым что представлено на рисунке 1.

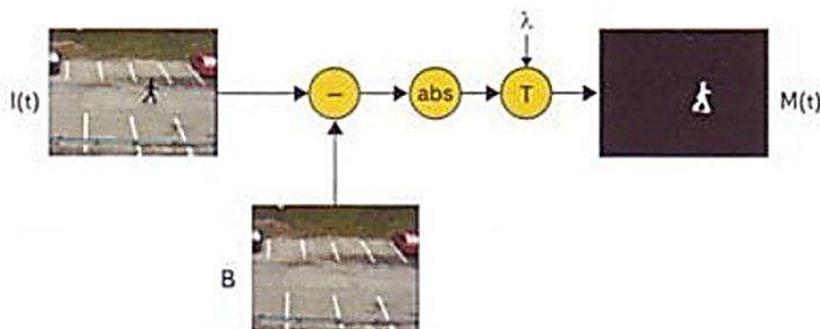


Рис. 1. Метод вычитания фона

Для регулирования чувствительности алгоритма, то есть уровней этих ошибок, необходимо изменять параметры порога и последующей фильтрации.

Достоинства данного подхода — исключительная легкость реализации и малые требования к вычислительным ресурсам. Однако на практике данный алгоритм применяется крайне редко, из-за некоторых проблем:

1. Со снижением контрастности объекта и фона понижается качество обнаружения;
2. Повышенная «шумность» взятого изображения объекта;
3. Высокие требования к стабильности фона и относительным сдвигам «система - фон».

Оптический поток

Метод представления информации о движении, суть которого заключается в отображении видимого движения объектов, поверхностей или краев сцены, получаемого в результате перемещения наблюдателя (глаз или камеры) относительно сцены. Слишком много написано, говоря по-простому, оптический помогает отследить движение объекта, представляя собой сдвиг каждой точки между двумя изображениями.

Помощью оптического потока, как мы уже поняли, можно отслеживать движение объектов, но это не все. Одно из интересных применение - обнаружений аномалий (например, отслеживание подозрительных действий). Оптический поток используется в робототехнике, для определения своего движения относительно окружающего мира, обнаруживать движения других предметов, которые могут оказаться препятствиями.

Также оптический поток можно использовать для стабилизации видео, для сжатия. Оптический поток может использоваться для анализа движения глазных яблок и диагностики заболеваний глаз, для отслеживания спортсменов и объектов, если речь про применение в спорте. Для анализа поведения животных и многое другое.

Но одна из проблем в том, что классические методы оптического потока могут плохо работать и с этим помогут справиться нейронные сети. О связи глубокого обучения и оптического потока хотелось бы поговорить в следующей статье, а также рассмотреть другие методы (мы рассмотрели только дифференциальные).

Заключение

На сегодняшний день алгоритмы обнаружения объектов в видео потоке применяются в самых разных отраслях жизни, что показывает их востребованность и необходимость в их дальнейшем развитии.

Список использованных источников

1. В. Karasulu and S. Korukoglu, Performance Evaluation Software, SpringerBriefs 7 in Computer Science, DOI: 10.1007/978-1-4614-6534-8_2, © The Author(s) 2013.
2. Иванов Овчинников А., Макарецкий Е. Полусферические камеры прикладных телевизионных систем: получение и преобразование полусферических изображений. Концепция построения бюджетных систем оптической инспекции качества монтажа печатных плат // Технологии в электронной промышленности. 2010. № 9

**АНАЛИЗ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ
И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ НА СИСТЕМЫ СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ И
СКОРОСТИ РАДИОЛОКАТОРОВ ТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ**

НЭЙ ЛИН МЫНТ, С. А. ГОРШКОВ, к.т.н., доцент

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: Naythwayaungaung68284@gmail.com

Аннотация. Проведен анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на систему сопровождения по дальности и скорости импульсно-доплеровской РЛС, где мощность маскирующей помехи соизмерима с мощностью отраженного сигнала. Разработана математическая модель комбинированной уводящей по дальности, скорости и коррелированной ответно-шумовой помехи. Получены и промоделированы соотношения, обуславливающие энергетику комбинированной имитирующей и маскирующей помехи по отношению к отраженному сигналу.

Abstract. The analysis of influence of a combined imitating and masking noise on attending system on range and velocity of Pulse-Doppler radar where capacity of a masking noise is commensurable with capacity of the reflected signal. The mathematical model combined withdrawing on range, speed and the correlated response-noise noise is developed. Are received and modeling ratios causing power of a combined imitating and masking noise in relation to the reflected signal.

Введение

Повышение качества сопровождения воздушных целей (ВЦ) в РЛС точного измерения координат (ТИК) на фоне маскирующих, уводящих помех (УП) по дальности, скорости и их комбинации актуальная задача, что обусловлено антагонистическим развитием средств радиоэлектронного подавления (РЭП) и способов помехозащиты (ПХЗ) [1–5]. Импульсно-доплеровские РЛС по (ИД РЛС) менее чувствительны к воздействию маскирующих помех, чем, например, импульсные, что обусловлено узкой полосой пропускания приемника. Для подавления таких РЛС используются доплеровские шумы [4], полученные методом ретрансляции сигнала РЛС в станции помех с его растяжением в рециркуляторе и модуляцией по амплитуде и частоте или фазе [4, 5]. Более эффективным способом воздействия на РЛС ТИК является применение комбинированных имитирующих и маскирующих помех (КИМ-помех). КИМ-помеха представляет собой аддитивную смесь УП и шумового колебания в полосе от 7 до 20 кГц относительно частоты Доплера сопровождаемой воздушной цели (ВЦ) [2, с.154]. При этом маскирующая помеха (МП) излучается в ответ на каждый принятый зондирующий импульс РЛС в течение интервала времени, не превышающего периода повторения. Появившаяся над фоном в виде смеси внутреннего шума и узкополосной шумовой помехи УП с постоянно нарастающими рассогласованиями по дальности и скорости позволяет увести соответствующие следящие системы РЛС от цели и сорвать ее сопровождение.

Влияние УП по дальности и скорости на РЛС сопровождения без воздействия ответно-шумовых помех (ОШП) ранее многократно анализировалось [1–8]. Целью статьи является анализ комбинированного воздействия уводящих по дальности, скорости и маскирующих помех на соответствующие следящие системы РЛС, а также предварительное обсуждение возможных путей защиты от нее.

Постановка задачи

Рассмотрим ситуацию противоборства ИД РЛС ТИК и ВЦ, на борту которой имеется станция активных помех (САП) (рисунок 1). РЛС сопровождает одиночную ВЦ, при этом для постановщика помех ситуация идеальна (на его борту точно известны: частота зондирующего сигнала (ЗС) – f_0 , длительность T_0 , период повторения T_n и параметры закона модуляции (ЗМ) – $U_0(t)$, наклонная дальность, направление на подавляемую РЛС, скорость ВЦ в радиальном направлении на РЛС и другие параметры). В РЛС используется когерентное накопление импульсов, при этом период повторения постояен в течение десятков – сотен импульсов. Математическая модель отраженных от цели сигналов для таких РЛС хорошо изучена и подробно описана в учебных пособиях [7, 8].

В арсенале средств ПХЗ в РЛС могут быть реализованы сторожевые стробы по дальности и скорости. Возможна селекция помехи по несоответствию параметров законов изменения дальности и скорости, оцениваемых в цепях фильтрации и экстраполяции. На борту ИП возможно использование станции помех, использующей технологию DRFM (Digital Radio Frequency Memory) – цифровое запоминание на радиочастоте. Постановка УП осуществляется методом ретрансляции (минимальное значение задержки в современных САП составляет от 70 до 200 нс [1, с. 112]). Для постановки УП вперед, по первому импульсу когерентной пачки зондирующих сигналов определяется время начала постановки помех, а сама помеха ставится, начиная со второго импульса последовательности.

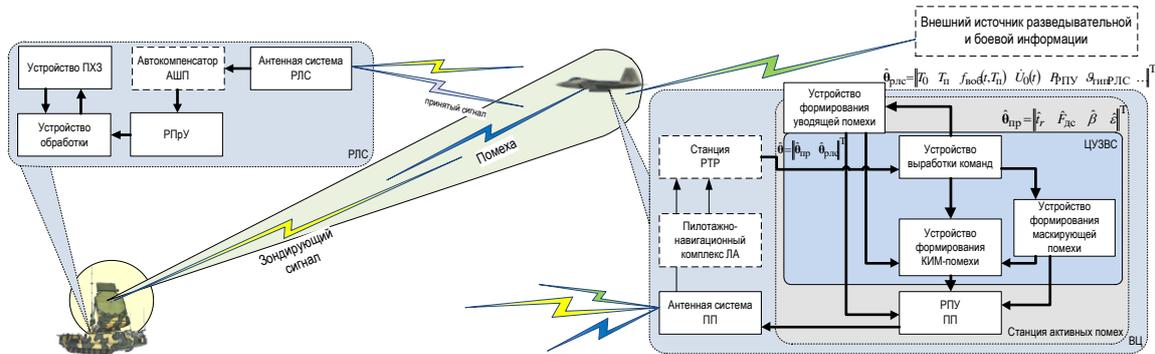


Рис. 1. Вариант схемы радиоэлектронного противодействия наземной РЛС сопровождения и САП, совмещенной с сопровождаемой ВЦ

Пространственные и поляризационные свойства КИМ-помехи самоприкрытия нас в данном случае не интересуют. Модели УП по дальности и скорости, а также активных шумовых помех отдельно рассмотрены в [2–8]. Но комплексная модель КИМ-помехи не анализируется в известных источниках. Поэтому, во-первых, здесь уточним временную структуру УП на интервале увода. Ее корреляционная функция и энергетический спектр на интервале обработки пачки такие же, как у отраженного сигнала. Во-вторых, опишем временную структуру шумовой составляющей КИМ-помехи, ее корреляционную функцию и энергетический спектр. Затем проведем моделирование ОС и составляющих КИМ-помехи при минимально необходимых энергетических соотношениях.

Математическая модель КИМ-помехи

Уточнение временной структуры уводящей помехи. В [3] предложена модель многократной УП по дальности и скорости, которая учитывает: временную корреляцию случайных отсчетов; изменение времени запаздывания помехи и угловую модуляцию ретранслируемого сигнала. При формировании УП каналу дальности производится управление сдвигами по времени, а каналу скорости – по частоте в соответствии с навязываемым ускорением. Поэтому модель УП по дальности и скорости представим со сдвигом по времени запаздывания и частоте Доплера через имитируемое ускорение $a_{УП}$ и скачкообразным межпериодным изменением фазы [9].

Применение УП по дальности приводит к дополнительному смещению по времени запаздывания амплитудной огибающей УП в соответствии с навязываемой задержкой в тракте ретранслятора:

$$\Delta t_{УП}(t-t_0) = \frac{2\Delta r_{УП}(t-t_0)}{c}, \quad (1)$$

где t_0 – априорно неизвестное время начала действия УП. Общее время запаздывания УП включает в себя удвоенное время прохождения сигнала к ВЦ на дальности $r_{ВЦ}(t)$ и дополнительно навязываемое время запаздывания, при этом величина задержки выбирается из условия неперевышения пределов максимального допустимого ускорения ВЦ $a_{УП\max} \leq a_{\text{доп}}$:

$$t_{r_{УП}}(t-t_0) = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \Delta t_{УП}(t-t_0) = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \frac{2a_{УП}(t-t_0)(t-t_0)^2}{2 \cdot c} = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \frac{a_{УП}(t-t_0)(t-t_0)^2}{c}. \quad (2)$$

Наличие сложной временной зависимости в функции запаздывания $t_{rУП}(t)$ УП приводит к трансформации ее структуры. Принимаемое колебание сжимается или растягивается по времени в зависимости стороны постановки помехи, что приводит в общем случае к изменению f_0 на частоту Доплера $F_D = 2V_r/\lambda$, а также искажениям ее амплитудной и фазовой модуляции. Таким образом, учитывая выражение (2), фаза принимаемого колебания описывается нижеприведенным выражением [10]:

$$2\pi f_0(t - t_{rУП}(t - t_0)) = (\omega_0 - \Omega_D)t - 2\pi \frac{a_{УП}(t - t_0)}{\lambda}(t - t_0)^2 - \varphi_0, \quad (3)$$

Вычитаемое $2\pi a_{УП}(t - t_0)(t - t_0)^2/\lambda$ определяет квадратичный закон фазовой модуляции, а изменение (девиация) частоты за время наблюдения LT_n определяется как $\Delta f_M = 2a_{УП}LT_n/\lambda$. В большинстве случаев выполняется условие $\Delta f_M \ll \Delta f_0$ (Δf_0 – ширина спектра одиночного радиоимпульса), т. е. даже при самых больших навязываемых ускорениях изменение частоты Доплера за время когерентного накопления значительно меньше, чем ширина спектра одиночного радиоимпульса. Набег фазы, вызванный имитируемым ускорением, для когерентной квазинепрерывной пачки простых прямоугольных радиоимпульсов можно аппроксимировать скачкообразным межимпульсным изменением фазы, пренебрегая ее внутриимпульсным изменением (рисунок 2) [7]. На данном рисунке предполагается, что начальная частота Доплера скомпенсирована следящей системой по радиальной скорости.

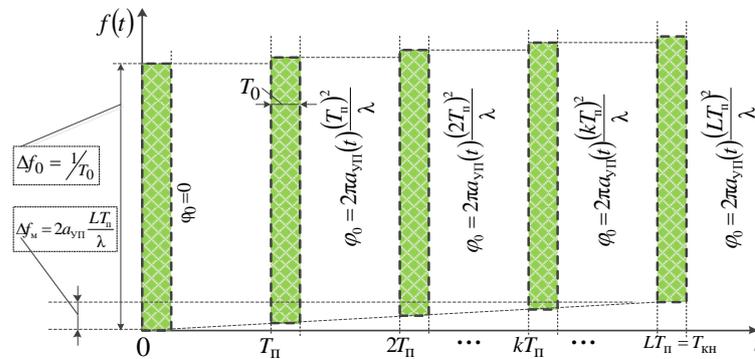


Рис. 2. Частотно-временная структура (диаграмма Габора [7, с. 274]) последовательности простых прямоугольных радиоимпульсов с череспериодной модуляцией по фазе

При этом начальная фаза k -го импульса описывается следующим выражением:

$$\varphi_{0k} = 2\pi \frac{a_{УП}(t - t_0)}{\lambda} \cdot (kT_n)^2. \quad (4)$$

Таким образом, модель УП по дальности и скорости может быть представлена следующим выражением:

$$\xi_{УП}(t) = M_{УП}(t) e^{j[(\omega_0 - \Omega_D)t - \varphi_0]} \times \sum_{k=0}^{L-1} U_0 \left[t - kT_n - t_r - \frac{a_{УП}(t - t_0)}{c}(t - t_0)^2 \right] e^{-j2\pi \frac{a_{УП}(t - t_0)}{\lambda} (kT_n)^2}, \quad (5)$$

где $M_{УП}(t) = E_{УП}(t) \exp(j\varphi_{УП}(t))$ – комплексная огибающая УП, $E_{УП}(t)$, $\varphi_{УП}(t)$ – случайные амплитуда и фаза УП, t_r – время запаздывания УП для момента времени t ; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая круговая частота зондирующего сигнала, $U_0(t - t_r)$ – комплексный ЗМ одиночного ЗС. На САП для повышения качества имитации комплексная огибающая УП может быть размножена в соответствии с распределением группы имитируемых целей или/и дальномерными и доплеровскими портретами имитируемых ВЦ.

Возможность формирования нескольких программ увода с разными ускорениями и направлениями действия УП учитывается в модели индексом g из всего количества G УП. Индексом k в комплексном ЗМ одиночного сигнала учитывается возможность переменного периода или вида модуляции. Итоговое выражение представлено ниже:

$$\xi_{УП}(t) = M_{УП}(t) e^{j[(\omega_0 - \Omega_D)t - \varphi_0]} \sum_{g=1}^G \sum_{k=0}^{L-1} U_{0k} \left[t - kT_{n_k} - t_r - \frac{a_{УП_g}(t - t_0)}{c}(t - t_0)^2 \right] e^{-j2\pi \frac{a_{УП_g}(t - t_0)}{\lambda} (kT_{n_k})^2} \quad (6)$$

Таким образом, выражение (6) определяет математическую модель многопрограммной УП по дальности и скорости, в которой фазовая модуляция УП, вызванная навязываемым ускорением, аппроксимируется «вырезкой из ЛЧМ сигнала» ограниченной последовательности с череспериодной модуляцией фазы простых прямоугольных радиоимпульсов импульсов (ППРИ) (рисунок 2). При этом математическая модель УП по дальности или скорости будет являться частным случаем выражения (6).

Математическая модель маскирующей помехи. При формировании ОШП САП находится в ждущем режиме, излучая только в ответ на каждый обнаруженный импульс ЗС. Центральная частота соответствует несущей с учетом частоты Доплера ВЦ, а ширина полосы $\Delta f_{\text{ОШП}}(t)$ должна быть не менее, чем удвоенная величина увода по радиальной скорости. Ретранслированные и усиленные таким образом шумовые импульсы по длительности находятся в интервале $T_0 < T_{0\text{ОШП}} < T_{\Pi}$, а их количество и период повторения полагаем равными соответствующим характеристикам сигнала $L_{\text{ОШП}} = L$, $T_{\Pi\text{ОШП}} = T_{\Pi}$.

Временная структура ОШП. Математически ОШП можно описать как модулированное шумом колебание с единичной амплитудой $U_{a0}(t)$, длительностью $T_{0\text{ОШП}}$, следующее с периодом T_{Π} . Амплитудная огибающая одиночного шумового импульса при этом представляет собой:

$$U_{0a\text{ОШП}}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_{0\text{ОШП}}/2 \\ 0, & |t| > T_{0\text{ОШП}}/2 \end{cases} \quad (7)$$

Ограниченная последовательность импульсов с единичной амплитудой огибающей может быть описана выражением:

$$U_{a\text{ОШП}}(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} U_{0a\text{ОШП}}(t - kT_{\Pi}), & 0 \leq t \leq LT_{\Pi} \\ 0, & t < 0, t > LT_{\Pi} \end{cases} \quad (8)$$

Таким образом, временная структура ОШП описывается выражением

$$\xi_{\text{ОШП}}(t) = E_{\text{ОШП}}(t) \cdot e^{j\varphi_{\text{ОШП}}(t)} e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} \cdot U_{a\text{ОШП}}(t - t_r) = H_{\text{ОШП}}(t) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} \cdot U_{a\text{ОШП}}(t - t_r), \quad (9)$$

где $H_{\text{ОШП}}(t) = E_{\text{ОШП}}(t) e^{j\varphi_{\text{ОШП}}(t)} = x_{\text{ОШП}}(t) + y_{\text{ОШП}}(t)$ – комплексная огибающая ОШП, учитывающая шумовую амплитудную и фазовую модуляции, $x_{\text{ОШП}}(t)$, $y_{\text{ОШП}}(t)$ – квадратурные составляющие узкополосной ОШП. Одна из квадратурных составляющих ОШП представлена на рисунке 3 на временном интервале, равном трем интервалам корреляции.

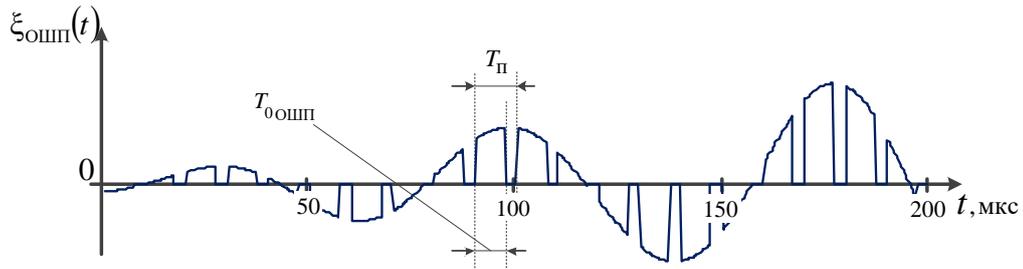


Рис. 3. Квадратурная составляющая ответной шумовой помехи на интервале 200 мкс

Корреляционная функция ОШП. Согласно общему определению КФ ОШП должна быть представлена выражением

$$\begin{aligned} R_{\text{ОШП}}(\tau) &= \frac{1}{LT_{0\text{ОШП}}} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi_{\text{ОШП}}(t) \xi_{\text{ОШП}}^*(t - \tau) dt = \\ &= \frac{1}{LT_{0\text{ОШП}}} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{\text{ОШП}}(t) H_{\text{ОШП}}^*(t - \tau) U_{a\text{ОШП}}(t - t_r) U_{a\text{ОШП}}^*(t - t_r - \tau) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} e^{-j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})(t - \tau)} dt =, \quad (10) \\ &= 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) C_{L\text{ОШП}}(\tau) e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{Д}})\tau} = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) r_L(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\Pi}) e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{Д}})\tau} \end{aligned}$$

где $\overline{H_{\text{ОШП}}(t)H_{\text{ОШП}}^*(t-\tau)} = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) = R_H(\tau)$ – КФ комплексной огибающей ОШП; $r_{\text{ОШП}}(\tau) = \exp(-\pi\tau^2/4\tau_{\text{ОШП}}^2)$ – нормированная КФ флуктуаций ОШП; $2\sigma_{\text{ОШП}}^2$ – удвоенная средняя мощность ОШП (можно аппроксимировать гауссовой (колоколообразной) кривой); $C_{L\text{ОШП}}(\tau) = r_L(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\text{п}})$ – нормированная КФ ЗМ ограниченной последовательности одиночных прямоугольных импульсов; $r_L(\tau) = 1 - |\tau|/LT_{\text{п}} \cong \exp(-2|\tau|/LT_{\text{п}})$ – нормированная КФ огибающей пачки L одиночных импульсов (аппроксимируется экспоненциальной кривой) [8]; $C_{0\text{ОШП}}(\tau)$ – КФ одиночного шумового импульса (в случае коротких импульсов < 30 мкс, можно аппроксимировать треугольником с основанием $2T_{0\text{ОШП}}$).

Выражение КФ ОШП принимает следующий вид:

$$R_{\text{ОШП}}(\tau) = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{L\text{ОШП}}(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\text{п}}) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{дс}})\tau}, \quad (11)$$

где $r_{L\text{ОШП}}(\tau) = r_{\text{ОШП}}(\tau)r_L(\tau)$ – нормированная КФ флуктуаций огибающей ограниченной последовательности шумовых импульсов.

Для обеспечения доверительной вероятности 0,9 и относительной погрешности 10 % было проведено 600 модельных экспериментов с исходными данными: $T_{0\text{ОШП}} = 7$ мкс (длительность шумового импульса выбирается из расчета маскирования как можно большей части интервала однозначности), $T_{\text{п}} = 10$ мкс, $L = 500$, интервал корреляции определяется шириной полосы пропускания полосового фильтра $\tau_{\text{ОШП}} = 1/(2\Delta f_{\text{ОШП}}) = 48,7$ мкс. Вид КФ ограниченной последовательности коррелированной ОШП представлен на рисунке 4.

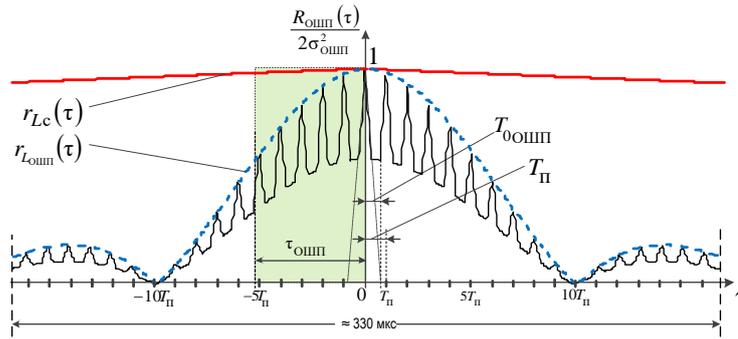


Рис. 4. Корреляционная функция ограниченной последовательности коррелированной ОШП

В пределах огибающей ($|\tau| \leq \tau_{\text{ОШП}}$) наблюдается ослабление корреляционных связей с увеличением $|\tau|$ тем большее чем шире полоса частот $\Delta f_{\text{ОШП}}$ [7]. Так как отношение $T_{\text{п}}/T_{0\text{ОШП}} < 2$, то происходит наложение лепестков КФ и под ее огибающую попадает несколько лепестков, количество которых определяется соотношением $\tau_{\text{ОШП}}/T_{\text{п}}$.

Вид КФ ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС подавляемой РЛС, представлен на рисунке 5.

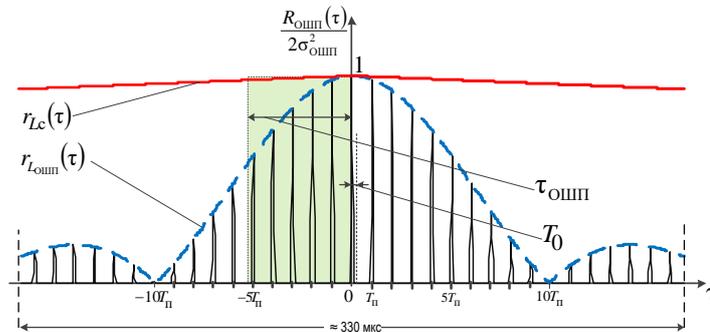


Рис. 5. Корреляционная функция ограниченной последовательности коррелированной ОШП ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС

Энергетический спектр ОШП. ЭС, характеризующий распределение мощности по частоте, является прямым преобразованием Фурье КФ ОШП:

$$S_{\text{ОШП}}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{\text{ОШП}}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 \int_{-\infty}^{+\infty} r_{L_{\text{ОШП}}}(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\Pi}) e^{-j(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})\tau} d\tau. \quad (12)$$

Преобразование Фурье от КФ ОШП (рисунок 4) определяет вид ЭС ограниченной последовательности коррелированной ОШП и представлен на рисунке 6, а от КФ ОШП (рисунок 5) – ЭС ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС, представлен на рисунке 7.

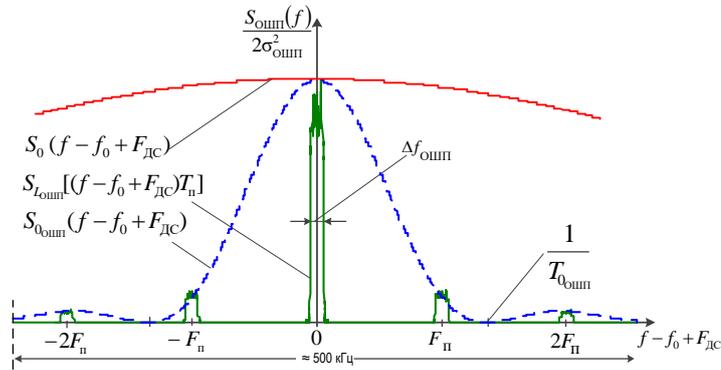


Рис. 6. Энергетический спектр ограниченной последовательности коррелированной ОШП

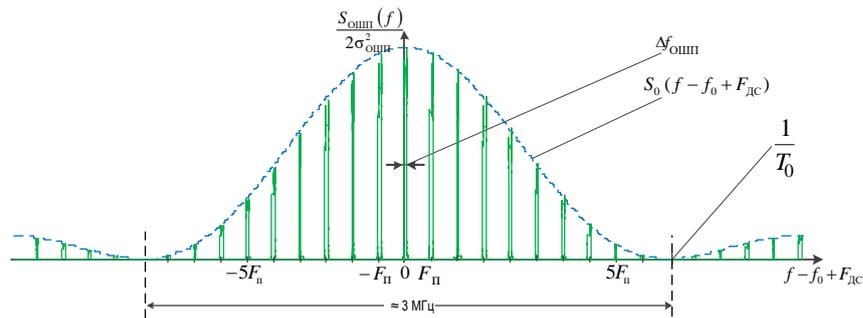


Рис. 7. Энергетический спектр ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС

Энергетический спектр ОШП определяется выражением

$$S_{\text{ОШП}}(\omega) = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 S_{0\text{ОШП}}(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}}) S_{L_{\text{ОШП}}}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})T_{\Pi}], \quad (13)$$

где $S_{0\text{ОШП}}(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})$ – ЭС одиночного шумового импульса, смещенный на несущую частоту с доплеровской поправкой частоты сигнала; $S_{L_{\text{ОШП}}}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})T_{\Pi}]$ – ЭС ограниченной последовательности между периодических дискретных значений ОШП.

При аппроксимации нормированной КФ флуктуаций ОШП гауссовой кривой ЭС имеет Гауссову форму:

$$S_{L_{\text{ОШП}}}(\omega) = 2\tau_{\text{ОШП}} \exp\left[-\frac{(\omega\tau_{\text{ОШП}})^2}{\pi}\right]. \quad (14)$$

Ширина зубца $\Delta f_{\text{ОШП}}$ спектра равна:

$$\Delta f_{L_{\text{ОШП}}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_{-\pi F_{\Pi}}^{\pi F_{\Pi}} S_{L_{\text{ОШП}}}(\omega T_{\Pi}) d\omega}{S_{L_{\text{ОШП}}}(0)} \cong \Delta f_{\text{ОШП}}. \quad (15)$$

Учитывая аналогию КФ отраженного сигнала (ОС) и ОШП, ЭС ОШП является гребенчатым, огибающая ЭС ОШП определяется ЭС одиночного шумового импульса.

Таким образом, предложена математическая модель временной структуры ОШП, проведен расчет КФ и ЭС. В отличие от огибающей КФ ОС, занимающей все время когерентного накопления, огибающая КФ ОШП (рисунки 4, 5) значительно уже и занимает несколько ($n \approx \tau_{\text{ОШП}}/T_{\text{п}}$) периодов повторения ОС. Соответственно, огибающая спектра ОШП шире огибающей спектра ОС, а ширина зубца ОШП шире зубца ОС, обеспечивая тем самым маскирование участка частот в окрестности частоты ОС. В зависимости от соотношения $T_{\text{ОШП}}$, $T_{\text{п}}$ происходит перераспределение энергии помехи по частоте, чем большую часть интервала однозначности занимает шумовой импульс, тем большая часть энергии концентрируется в окрестности центральной частоты.

Математическая модель КИМ-помехи представляет собой аддитивную смесь уводящей (6) и маскирующей помех (9)

$$\xi_{\text{КИМ}}(t) = \xi_{\text{УП}}(t) + \xi_{\text{МП}}(t). \quad (16)$$

Результаты математического моделирования и их обсуждение

Для анализа характера комплексного воздействия КИМ-помехи на ИД РЛС ТИК было проведено математическое моделирование для случая минимально необходимых соотношений С-Ш (при котором решаются задачи обнаружения и сопровождения [14]). При моделировании полагалось: параметры РЛС (длина волны $\lambda = 3$ см, частота повторения импульсов $F_{\text{п}} = 100$ кГц ($T_{\text{п}} = 10$ мкс), длительность одиночного импульса $T_0 = 1$ мкс, число импульсов в пачке $L = 500$, когерентное накопление (КН) осуществлялось на всем рассматриваемом интервале $T_{\text{КН}} = T_{\text{п}}$), параметры ВЦ (тип – истребитель, радиальная скорость $V_r = 210$ м/с, наклонная дальность $r_{\text{ц}} = 75,45$ км, отношение С-Ш на один импульс $\gamma_{\text{ц}} = 0,2$), параметры КИМ-помехи (маскирующая составляющая помехи – полоса помехи $\Delta f_{\text{ОШП}} = 10$ кГц, длительность шумового импульса $T_{\text{ОШП}} = 7$ мкс, период повторения соответствует периоду повторения ОС, отношение ответная шумовая помеха – шум (ОШП-Ш) на один импульс $\gamma_{\text{ОШП}} = 3$, величина навязываемого ускорения – $a_{\text{УП}} = 20$ м/с², отношение уводящая помеха – шум (УП-Ш) на один импульс $\gamma_{\text{УП}} = 1,8$). Время моделирования 5 с.

Выходные сигналы наблюдались в матрице обнаружения, сформированной из выходных сигналов 512 взаимно расстроенных узкополосных фильтров (УПФ) с учетом амплитудного детектирования, принимаемых в 10 каналах однозначного измерения дальности. Линейка УПФ перекрывала однозначный диапазон доплеровских частот от 0 до 100 кГц при полосе одного фильтра примерно 195 Гц. Для наглядности различий параметров ОС ВЦ и УП на рисунке 8 отображены результаты второй секунды моделирования. Отметка от цели наблюдалась в третьем однозначном интервале дальности, на частоте 14 кГц, в 71-м фильтре. УП наблюдалась также в третьем однозначном интервале дальности, по частоте, смещенной на 4 кГц относительно сигнала в 92-м фильтре. Отношение С-Ш на выходе когерентного накопителя определялось выражением $\rho_{\text{ц}} = v_{\text{п}} \gamma_{\text{ц}} = L \gamma_{\text{ц}}$ и для рассматриваемого случая (рисунок 8, а) составило 100 раз (20 дБ).

Уводящая помеха по своей структуре идентична сигналу, поэтому энергетические соотношения подобны случаю с сигналом. Отношение УП-Ш (рисунок 8 б) на выходе когерентного накопителя для рассматриваемого случая составило $\rho_{\text{УП}} = v_{\text{п}} \gamma_{\text{УП}} = L \gamma_{\text{УП}} = 500 \cdot 1,8 = 900$ раз (≈ 29 дБ), обеспечивая превышение мощности ОС на 9 дБ. Большая мощность УП приводит к уменьшению усиления приемника РЛС вследствие действия АРУ (автоматической регулировки усиления), при этом происходит подавление в приемнике РЛС истинного (отраженного) сигнала от цели и захват стробом сопровождения УП [4, с. 138]. При действии только УП будут использованы известные способы защиты [2 – 6, 10, 12], позволяющие своевременно обнаружить УП и принять меры по противодействию уводу [12].

Наибольший интерес представляют случаи (рисунок 8, *в* и *г*) при наличии в принимаемой реализации сигнала, ОШП и/или УП. Отношение сигнал – ОШП (С-ОШП) на выходе фильтра одиночного сигнала составило $\gamma_{\text{с-ошп}} = \gamma_{\text{с}}/\gamma_{\text{ошп}} = 0,2/3 = 0,067$ раза (≈ -12 дБ). Если бы корреляция помехи отсутствовала, то отношение С-ОШП на выходе когерентного накопителя составило бы $\rho_{\text{с-ошп}} = L\gamma_{\text{с}}/\gamma_{\text{ошп}} = 500 \cdot 0,2 / 3 = 33,3$ раза (≈ 15 дБ). Однако, наличие корреляции приводит к существенному снижению отношения С-ОШП (рисунок 8 *в*) на выходе когерентного накопителя и составляет $\rho'_{\text{с-ошп}} = 4,5$ дБ, что значительно меньше порогового отношения С-Ш, при котором еще возможно сопровождение ($\rho_{\text{пор}} = 7-8$ ед) [14, с. 189], а тем более обнаружение целей с приемлемыми показателями качества (см. рисунок 9).

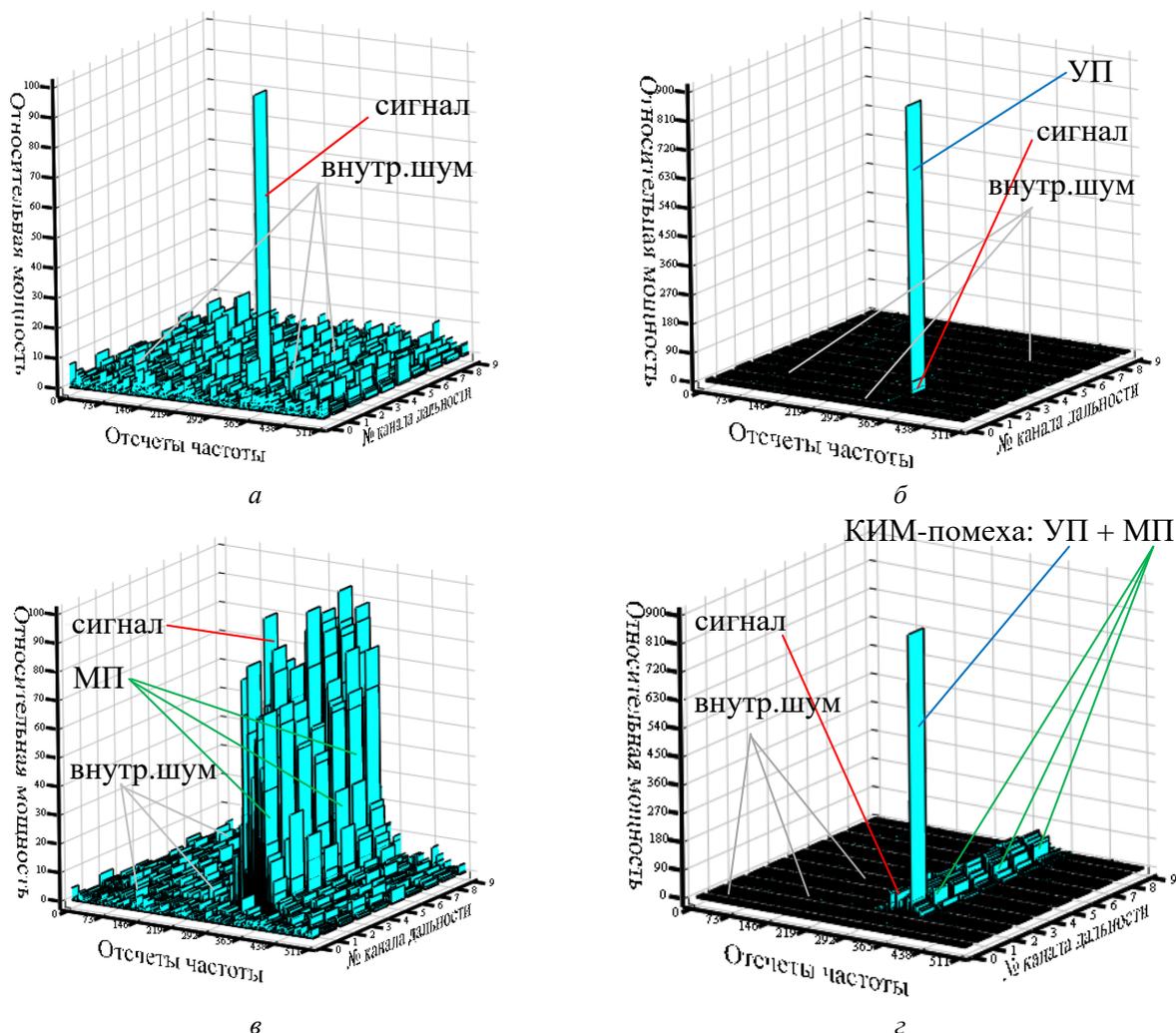


Рис. 8. Матрица обнаружения РЛС при наличии в принимаемой реализации сигнала (*а*), сигнала и УП (*б*), сигнала и ОШП (*в*), сигнала и КИМ-помехи (*г*)

При постановке только коррелированной по времени шумовой помехи обеспечится маскирование отраженного от цели сигнала и вызовет срабатывание системы шумовой автоматической регулировки усиления приемного устройства (при ее наличии). В этом случае задачи обнаружения, сопровождения и наведения на ПП зенитной управляемой ракеты решаются методами пеленгации [13].

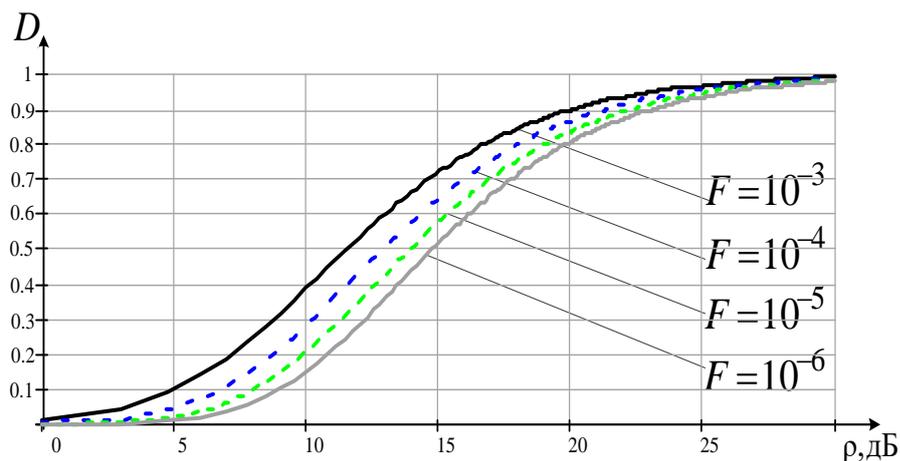


Рис. 9. Кривые обнаружения для различных условных вероятностей ложной тревоги при когерентном накоплении на всем интервале наблюдения (5 мс) и типичных для ИД РЛС сопровождения потерях в приемном тракте 2 дБ [11, с. 364]

При комбинированном действии КИМ-помехи происходит комплексное воздействие на РЛС. УП повторяет ЗМ ЗС, а также все сигнальные и траекторные признаки ОС. В приемном тракте РЛС отраженный от цели сигнал прикрывается соизмеримой по мощности (± 5 дБ) узкополосной ОШП [5], скрывая увод каналов сопровождения от срабатывания системы защиты, например содержащей сторожевые стробы [10]. Имитирующая составляющая КИМ-помехи, превышающая маскирующую не менее чем на 10 дБ, гарантированно переключает следящие системы РЛС на сопровождение УП [4, с. 138]. Вариант согласованного по времени действия узкополосной ОШП и УП с рассмотренными выше относительными энергетическими соотношениями между ОШП, УП, внутренним шумом и сигналом обеспечивает скрытность КИМ-помехи и низкую эффективность известных методов защиты.

Заключение

Разработана математическая модель принятого сигнала, представляющего собой аддитивную смесь отраженного сигнала, внутренних шумов, уводящих по дальности и/или скорости и маскирующей помех. Особенности модели УП по дальности и скорости (6) является выраженный через величину навязываемого ускорения сдвиг по времени запаздывания и частоте, что облегчает работу с моделью, а также аппроксимация фазовой модуляции «вырезкой из ЛЧМ сигнала» ограниченной последовательности с череспериодной модуляцией фазы ППРИ (рисунок 2), так как величину ускорения на интервале когерентного накопления можно считать постоянной, т. е. частота Доплера нарастает линейно.

Предложена математическая модель временной структуры ОШП, оценены ее КФ и ЭС. Интервал корреляции ОШП, в отличие от огибающей КФ ОС, занимающей все время когерентного накопления, занимает несколько ($n \approx \tau_{\text{ОШП}}/T_n$) периодов повторения ОС. Соответственно, ширина зубца ОШП шире зубца ОС, обеспечивая тем самым маскирование участка частот в окрестности частоты ОС.

Проведенный в статье анализ способа постановки КИМ-помехи самоприкрытия показал, что совместное воздействие коррелированной ОШП, приводящей к срыву сопровождения ВЦ, и УП, обеспечивающей увод следящих систем, повышают эффективность подавления РЛС по сравнению с применением УП и ОШП по отдельности. Для предельных дальностей захвата на сопровождение, действие КИМ-помехи будет обладать определенной скрытностью действия (слабой наблюдаемостью шумовой дорожки (рисунок 8, в, г) на фоне внутренних шумов). Оператору по экрану индикатора или автомату сопровождения [10] не удастся вовремя обнаружить «подмену» сопровождаемого сигнала на УП. При меньших дальностях отношение ОШП-Ш возрастает, улучшая ее наблюдаемость. Однако работа АРУ (шумовой автоматической регулировки усиления) и временная коррелированность ОШП существенно снижают возможность ее ручного и автоматического обнаружения без специального обнаружителя узкополосного шума.

Для повышения эффективности сопровождения ВЦ-постановщика КИМ-помехи, а также повышения точности наведения зенитных управляемых ракет необходимо адаптировать обнаружители, следящие системы РЛС и контуры наведения ракет к виду и параметрам такого рода помех, что является предметом дальнейших исследований.

Список использованных источников

1. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
2. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Куприянов. – М : Вузовская книга, 2013. – 360 с.
3. Гейстер, С. Р. Адаптивное обнаружение - распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. – Минск : ВА РБ, 2000. – 172 с.
4. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин: – Изд. 2-е, испр. и доп. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.
5. Van Brunt, Leroy. V. Applied ECM. Vol. 1, 2 / Leroy. V. Van Brunt – EW Engineering Inc, 1972. – 1700 p.
6. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / В. Д. Добыкин [и др.]; Под общ. ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
7. Ширман, Я. Д. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория / Я. Д. Ширмана [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2006. – 560 с.
8. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба / А. Е. Охрименко. – Ч. 1. Основы радиолокации. – М. : Воениздат, 1983. – 457 с.
9. Аль-Желили, Б. Радиолокационное обнаружение малоразмерных объектов, отделяющихся от сопровождаемой цели, на фоне мешающих сигналов : дис. ... канд. техн наук: 621.396.96 / Башир Аль-Желили. – Минск, 2007. – 127 листов.
10. Следящий радиолокационный измеритель дальности с защитой от уводящих помех : пат. RU 2 435 172 / В. В. Дрогалин, И. В. Забелин, А. И. Канащенков, А. Б. Коршунов, А. С. Матюшин, В. И. Меркулов, А. Н. Полилов, О. Ф. Самарин, В. С. Чернов. – Опубл. 25.08.2000.
11. Barton, David K. Radar Equations for Modern Radar / David K. Barton – Boston; London : Artech House, 2013. – 428 с.
12. Горшков, С. А. Анализ возможностей самолетных комплексов радиоэлектронной борьбы по постановке уводящих помех и способов защиты радиолокационных станций сопровождения / С. А. Горшков, И. В. Чигирь, Н. К. Кузьмичев. // Сб. науч. ст. ВА РБ. – 2017. – № 32. – С. 163–170.
13. Неупокоев, Ф. К. Стрельба зенитными ракетами. 3-е изд., перераб. и доп. / Ф. К. Неупокоев – М. : Воениздат, 1991. – 343 с.
14. Ширман, Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман; под ред. Я. Д. Ширмана. Учеб. пособие для вузов. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА В АКТИВНЫХ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РЛС

ХЕЙН СО ХТЭТ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: heinsoehtet02@gmail.com

Научный руководитель: Бойкачëв П.В. – канд. техн. наук, доцент, профессор факультета повышения квалификации и переподготовки института информационных технологий БГУИР

Аннотация. На основе анализа математической модели отраженного сигнала в активных многопозиционных РЛС показаны факторы, влияющие на результат совместной когерентной обработки сигналов при кооперативном приеме.

Abstract. Based on the analysis of the mathematical model of the reflected signal in active multi-position radars, the factors influencing the result of joint coherent signal processing during cooperative reception are shown.

Ключевые слова: многопозиционные РЛС, совместная когерентная обработка сигналов

Введение

В последние десятилетия активно развивается такое направление в радиолокации как многопозиционные радиолокационные системы (МП РЛС). Такие системы включают несколько разнесенных в пространстве передающих, приемных или приемопередающих позиций, в которых получаемая ими информация о целях обрабатывается совместно [1, 2] (рисунок 1).

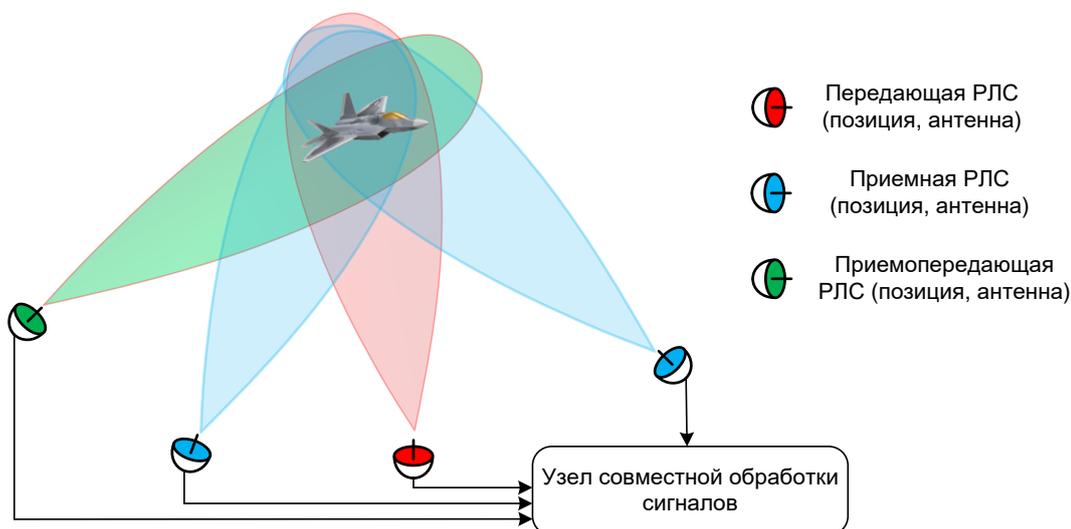


Рис. 1. К определению многопозиционных РЛС

Многопозиционные РЛС обладают рядом преимуществ в сравнении с классическими однопозиционными РЛС. При этом следует отметить, что все преимущества МП РЛС в полной мере могут быть реализованы только при когерентной совместной обработке сигналов от разных позиций, также именуемой кооперативным приемом сигналов на радиочастоте.

Однако даже в однопозиционной РЛС когерентная обработка принятых сигналов сопряжена с рядом теоретических и практических проблем, а в МП РЛС таких проблемных вопросов еще больше.

Таким образом, выявление и анализ проблемных вопросов совместной когерентной обработки сигналов в активных многопозиционных РЛС является актуальной задачей. Решить данную задачу целесообразно на основе анализа математической модели отраженного сигнала (ОС) в активных многопозиционных РЛС.

Основная часть

Отраженный сигнал в виде ограниченной последовательности из $N_{\text{имп}}$ импульсов, излученных k -ой передающей позицией ($k = 1 \dots K$, где K – число передающих позиций) и принятых в произвольной l -ой приемной позиций ($l = 1 \dots L$, где L – число приемных позиций), можно записать в следующем виде [1, 3, 4]:

$$\dot{m}_{k,l}(t) = \sum_{n=0}^{N_{\text{имп}}-1} \dot{M}_{k,l}(nT_{\text{п}}) \dot{U}_k[t - t_{r_{k,l}}(nT_{\text{п}}) - nT_{\text{п}}] e^{j\{2\pi f_0[t - t_{r_{k,l}}(nT_{\text{п}}) - nT_{\text{п}}] + \varphi_{c_{k,l}}\}}, \quad (1)$$

где $\dot{M}_{k,l}(nT_{\text{п}}) = E_{k,l}(nT_{\text{п}}) \exp\{j\xi_{k,l}(nT_{\text{п}})\}$ – комплексная огибающая ОС со случайной амплитудой $E_{k,l}$ и начальной фазой $\xi_{k,l}$ в моменты времени кратные периоду повторения $T_{\text{п}}$. Значения $\dot{M}_{k,l}(nT_{\text{п}})$ определяются степенью пространственной и временной когерентности отраженного сигнала [1];

$\dot{U}_k[t]$ – комплексный закон модуляции зондирующего сигнала, излученного k -ой передающей позицией (сигналы с разных передающих позиций должны быть квазиортогональными [4]);

$t_{r_{k,l}}(nT_{\text{п}})$ – время запаздывания n -го отраженного импульса, излученного k -ой передающей и принятого в l -ой приемной позицией с учетом движения цели;

f_0 – частота несущего колебания;

$\varphi_{c_{k,l}}$ – составляющая начальной фазы сигнала, обусловленная искажениями при излучении и приеме сигнала на позициях (фазовые искажения сигнала в тракте, колебания фазового центра антенн и т.п.).

Преобразовав сигнал (1) с учетом перемножения с опорным сигналом, переносом на промежуточную частоту $f_{\text{пч}}$ и стробирования, модель ОС примет вид [3]:

$$\begin{aligned} \dot{m}_{k,l}(t) = & \dot{M}_{k,l}(nT_{\text{п}}) \dot{U}_k[t - t_{r_{k,l}}(nT_{\text{п}}) - nT_{\text{п}}] \times \\ & \times \exp\{j[2\pi f_{\text{пч}}t - 2\pi f_0(nT_{\text{п}} + t_{r_{k,l}}) + 2\pi F_{\text{ДС}_{k,l}} nT_{\text{п}} + \varphi_{c_{k,l}}]\}. \end{aligned} \quad (2)$$

Из математической модели (2) видно, что для совместной когерентной обработки сигналов, принятых разными позициями необходимо выполнение ряда условий [3].

Во-первых, сигналы, принятые в разных позициях, должны быть когерентными по пространству [1, 3, 5]. Выполнение данного условия определяется известным в [1] соотношением эффективной базы МП РЛС, протяженности цели в картинной плоскости, длиной волны и расстоянием до цели.

Во-вторых, синфазность источников опорных колебаний, а также фазовые искажения при излучении и приеме сигналов не должны превышать допустимых значений [3, 6], что достигается обеспечением пространственной когерентности аппаратуры в разных позициях.

В-третьих, необходима компенсация межпозиционных разностей фаз, пропорциональных временам запаздывания ОС в разных позициях [3, 7].

В-четвертых, необходима компенсация разностей фаз обусловленных отличиями частот Доплера сигналов, принятых разными позициями [3, 8].

Следует отметить, что первых два условия достаточно широко освещены в литературе [1, 2, 5, 6] в отличие от третьего и четвертого, которые требуют проведения дополнительных исследований.

Заключение

Анализ математической модели отраженного сигнала в активной многопозиционной РЛС позволил выявить четыре основных фактора, влияющих на результат совместной когерентной обработки принятых сигналов: необходимость выполнения условия пространственной когерентности отраженных сигналов; необходимость обеспечения пространственной когерентности аппаратуры в разных позициях; необходимость компенсации разностей фаз, обусловленных разностью хода отраженных сигналов; необходимость учета разностей фаз, обусловленных отличиями частот Доплера отраженных сигналов.

Список использованных источников

1. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
2. Теоретические основы радиолокации / В. Б. Алмазов [и др.]. – Харьков: ХВУ, 1996. – 465 с.
3. Оргиш, П.И. Анализ некоторых проблемных вопросов когерентного объединения сигналов в многопозиционных РЛС / П.И. Оргиш // Материалы Респ. науч.-практ. сем. кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устр. учрежд. образов. «Воен. акад. Респ. Беларусь» «Актуальные вопросы развития систем автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств», Минск, 28 ноября 2023 г. / Воен. акад. Респ. Беларусь; отв. за выпуск Гуцев Р.А. – Минск, 2024. – С. 48 – 51.
4. Оргиш, П.И. Синтез устройства пространственно-временной обработки ограниченной последовательности квазиортогональных сигналов в малобазовой многопозиционной РЛС / П.И. Оргиш // Вестник ВАРБ. – 2023. – №4(81). С. 58 – 90.
5. Охрименко, А. Е. Пространственно-временное обеспечение многопозиционных радиолокационных систем / А.Е. Охрименко [и др.] // Вестник ВАРБ. – 2008. – № 3. – С. 29–38.
6. Крючков, И. В. Синхронизация подвижных модулей распределенных радиолокационных комплексов / И. В. Крючков, А. А. Филатов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2012, Специальный выпуск. – С. 45-52.
7. Оргиш, П.И. Оценка влияния положения цели в разрешаемом объеме на результат совместной обработки сигналов в многопозиционных РЛС / П.И. Оргиш // Актуальные вопросы развития систем автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устройств: Материалы Респ. науч.-практ. сем. кафедры автоматизи, радиолокации и приемо-передающих устр. учрежд. образов. «Воен. акад. Респ. Беларусь», Минск, 30 ноября 2022 г. / Воен. акад. Респ. Беларусь; отв. за выпуск Р.А. Гуцев. – Минск, 2023. – С. 32 – 34.
8. Оргиш, П.И. Методика расчета числа рассовмещенных по частоте Доплера каналов обработки отраженных сигналов при их когерентном объединении в многопозиционной РЛС / П.И. Оргиш // Вестник ВАРБ. – 2023. – №4(81). С. 46 – 57.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММОБРАЗОВАНИЕМ В MATLAB

ЗИН АУНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: zinaung.3574@gmail.com

Аннотация. Разработана структура и основные соотношения для математической модели радиолокационной станции с цифровым диаграммообразованием (ЦДО) на базе антенной решетки, состоящей из отдельных подрешеток с использованием многоканальной обработки при компенсации помех и измерении угловых координат радиолокационных целей. Приведены отдельные результаты моделирования.

Abstract. The structure and basic relationships for the mathematical model of a radar station with digital beamforming (DBF) based on an antenna array consisting of individual subarrays using multichannel processing for interference compensation and measurement of radar target angular coordinates are developed. Individual modeling results are presented.

Введение

Одним из перспективных направлений развития радиолокационных станций (РЛС) обнаружения воздушных объектов является использование цифрового диаграммообразования (ЦДО). Антенная решетка РЛС с ЦДО состоит из идентичных субрешеток, выходные сигналы которых переводятся в цифровую форму и обрабатываются в процессоре цифрового диаграммообразования с формированием сигналов необходимых приемных каналов, например, суммарного для обнаружения целей и разностных для измерения угловых координат. Кроме того, решается задача адаптивной компенсации помех, возникающих, например, помех при нарушении условий электромагнитной совместимости, и воздействующих по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) антенной решетки [1-4].

В известной литературе процессы цифрового диаграммообразования с адаптивной компенсацией помех в пространственной области и процессы обработки сигналов во временной области (внутрипериодная и междупериодная обработка, обнаружение целей и измерение дальности и угловых координат) в большинстве случаев рассматриваются отдельно [2,3]. В то же время эти процессы являются сильно взаимосвязанными: эффективность обработки во временной области определяется качеством компенсации помех в пространственной области, но эффективная компенсация помех в пространственной области в ряде случаев возможна только при предварительной обработке сигналов в каждом приемном канале или определения параметров пространственной обработки на основе анализа принимаемых сигналов. Это требует разработки достаточно полной модели системы обработки сигналов в радиолокационной станции с цифровым диаграммообразованием.

Цель статьи – обоснование структуры и основных соотношений математической модели подсистемы цифровой обработки сигналов для РЛС с цифровым диаграммообразованием.

Структура моноимпульсной РЛС с цифровым диаграммообразованием

Обобщенная структурная схема рассматриваемой РЛС приведена на рисунке 1. Антенная решетка РЛС состоит из $n=1, N_{sub}$ идентичных субрешеток. Каждая субрешетка состоит из рядов из N_y^{sub} антенных элементов по оси Oz (в азимутальной плоскости) и столбцов из N_z^{sub} элементов. Антенные элементы в субрешетке расположены на расстоянии d рядах и столбцах.

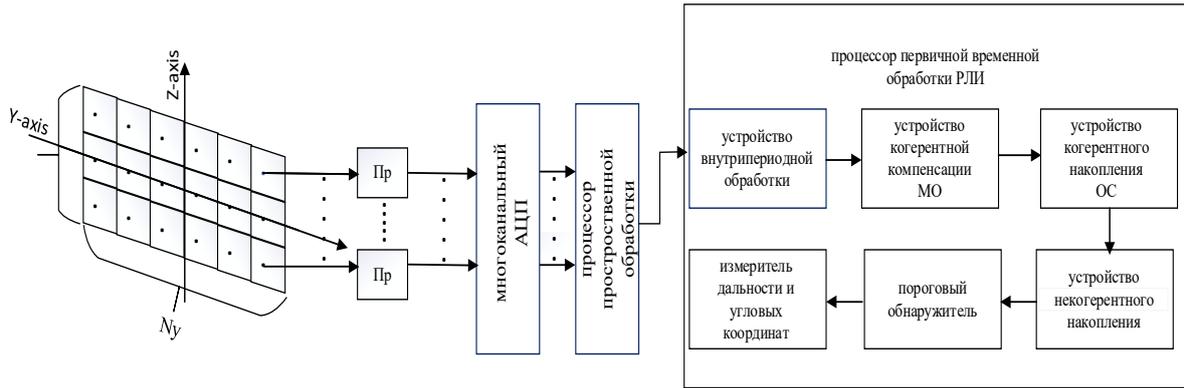


Рис. 1. Структурная схема РЛС обнаружения и измерения координат с цифровым диаграммообразованием

Фазовые центры субрешеток находятся в точках с координатами y_n^{sub}, z_n^{sub} . Подрешетки состоят из приемо-передающих модулей с фазовращателями и аттенуаторами, что позволяет управлять направлением максимума главного лепестка ДН.

Диаграммы направленности субрешеток определяются выражением:

$$\dot{F}_n(\alpha, \beta, \alpha_{ph}, \beta_{ph}) = \frac{\sin\left(\frac{N_y^{sub} d \pi}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_{ph})\right) \sin\left(\frac{N_z^{sub} d \pi}{\lambda} (\sin \beta - \sin \beta_{ph})\right)}{N_y^{sub} \sin\left(\frac{d \pi}{\lambda} (\sin \alpha - \sin \alpha_{ph})\right) N_z^{sub} \sin\left(\frac{d \pi}{\lambda} (\sin \beta - \sin \beta_{ph})\right)} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (y_n^{sub} \cos \alpha \cos \beta + z_n^{sub} \sin \beta)}$$

где α_{ph}, β_{ph} - азимут и угол места максимума главных лепестков ДН субрешеток (направление наблюдения).

Ширина главного лепестка (ширина луча) диаграммы направленности на уровне половинной мощности по азимуту и углу места вычислялась как

$$\Delta \alpha = \frac{51 \lambda}{N_y^{sub} y_n^{sub} d}; \Delta \beta = \frac{51 \lambda}{N_z^{sub} z_n^{sub} d}.$$

Выходные сигналы субрешеток переводятся в цифровую форму с использованием многоканального синхронного квадратурного АЦП, имеющего N_{adc} разрядов (без знакового).

Вся последующая обработка проводится в цифровом виде и включает:

многоканальное цифровое диаграммообразование в виртуальном (математическом) сканировании угловой области по азимуту и углу места в пределах главного лепестка диаграммы направленности всей антенной решетки с дискретностью $\delta \alpha, \delta \beta$, то есть формирование $m = 1, N_{ук}$

угловых приемных каналов, $N_{ук} = \left[\frac{\Delta \alpha}{\delta \alpha} \right] \cdot \left[\frac{\Delta \beta}{\delta \beta} \right]$; дополнительно могут быть реализованы приемные

каналы с различными параметрами пространственной обработки, например, параметром регуляризации выборочной корреляционной матрицы процессов на выходе приемных каналов;

внутрипериодную (ВПО) и междупериодную (МПО) обработку принятых в каждом угловом канале сигналов с формированием выходных сигналов $Z_n(t_m)$; междупериодная обработка может включать когерентную компенсацию мешающих отражений (КК МО), когерентное накопление отраженного сигнала (КН ОС) и некогерентное накопление (НН) принятого сигнала;

обнаружение отраженных сигналов и измерение их параметров.

Структура и основные соотношения математической модели приемного тракта РЛС с ЦДО

Структура математической модели приемного тракта РЛС с цифровым диаграммообразованием приведена на рисунке 2.

Блоки модели обеспечивают:

формирование многоканальной принимаемой реализации, включающей внутренние шумы приемных каналов, отраженный сигнал и мешающие отражения;

воспроизведение процессов адаптивной пространственной обработки - вычисление вектора весовых коэффициентов приемных каналов при формировании адаптированного приемного канала в заданном направлении наблюдения (виртуальном сканировании по углу) и формирование отсчетов сигналов адаптированного приемного канала;

многоканальную первичную обработку принимаемого сигнала адаптированного приемного канала - ВПО, КК МО, КН ОС и НН для сформированных угловых каналов;

обнаружение отраженных сигналов и измерение угловых координат цели.

Изменяемыми параметрами модели РЛС с ЦДО являются:

число и размеры подрешеток;

параметры зондирующих сигналов РЛС и параметры помех;

параметры пространственной обработки (число отсчетов при формировании оценки КМ, параметр регуляризации, число угловых каналов, вид выборки – классифицированная без полезного сигнала и мешающих отражений или неклассифицированная и т.д.);

параметры временной обработки.

Варьируя указанные параметры, можно определить их рациональные значения при заданных требованиях к эффективности функционирования РЛС.

Выходными параметрами модели является вероятность обнаружения радиолокационной цели в заданных условиях наблюдения, - средние квадратические ошибки измерения дальности и угловых координат и другие параметры, характеризующие эффективность функционирования РЛС с ЦДО.

Модель реализована в MatLab.

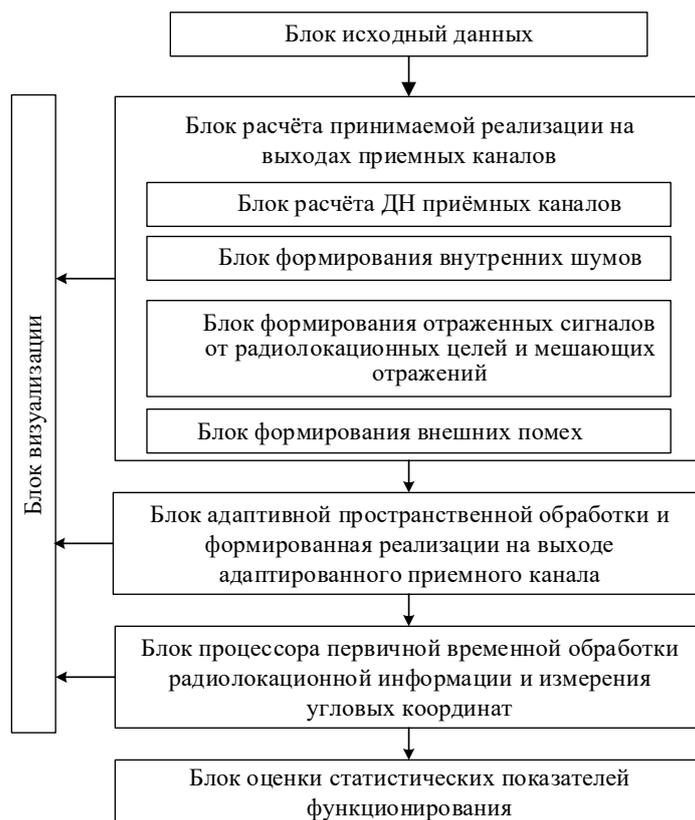


Рис. 2. Структура математической модели приемного тракта РЛС с цифровым диаграммообразованием

Формирование вектора весовых коэффициентов (ВВК) в m -м угловом канале проводится в соответствии с выражением [3]

$$\mathbf{w}_m = (\hat{\Phi} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{s}_m, \quad (1)$$

где $\hat{\Phi}$ – оценка корреляционной матрицы на выходе приемных каналов; μ - параметр регуляризации КМ; \mathbf{I} - единичная матрица соответствующей размерности; \mathbf{s}_m - направляющий вектор для m -м угловом канале.

Формирование оценки КМ проводится в скользящем окне по K отсчетам выходных сигналов приемных каналов в $\ell = \overline{1, L}$ периодах повторения $\mathbf{y}_\ell(t_k) = \left(\dot{Y}_1^{(\ell)}(t_k), \dot{Y}_2^{(\ell)}(t_k), \dots, \dot{Y}_{N_{sub}}^{(\ell)}(t_k) \right)^T$ согласно выражению [2,3]

$$\hat{\Phi} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L \mathbf{y}_\ell(t_{K_0+k}) \mathbf{y}_\ell^H(t_{K_0+k}) \quad (2)$$

где K_0 - номер начального отсчета в скользящем окне.

Направляющий вектор при виртуальном сканировании в заданной угловой области для m -го углового канала

$$\mathbf{s}_m = \begin{pmatrix} \dot{F}_1(\alpha_{\text{ГЛ}} + \partial\alpha_m, \beta_{\text{ГЛ}} + \partial\beta_m) \\ \vdots \\ \dot{F}_{N_{sub}}(\alpha_{\text{ГЛ}} + \partial\alpha_m, \beta_{\text{ГЛ}} + \partial\beta_m) \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $\partial\alpha_m, \partial\beta_m$ - отклонение максимума m -го углового канала от центра в $(\alpha_{\text{ГЛ}}, \beta_{\text{ГЛ}})$ угловой области наблюдения; $\dot{F}_i(\alpha, \beta)$ - ДН i -ой субрешетки.

Выходные сигналы после пространственной обработки для m -го углового канала формируются как [1,4]

$$\mathbf{u}_{m,\ell}(t_k) = \frac{\mathbf{w}_m^H \cdot \mathbf{y}_\ell(t_k)}{\hat{P}_m}, \quad (4)$$

где

$$\hat{P}_m = \mathbf{w}_m^H \hat{\Phi} \mathbf{w}_m \text{ или } \hat{P}_m = P_{noise} \mathbf{w}_m^H \mathbf{w}_m \quad (6)$$

- оценка мощности остатков помех и взвешенных внутренних шумов на выходе канала обработки; P_{noise} - априорно известная мощность шума приемных каналов.

Выходной сигнал m -го углового канала после обработке (ВПО, КК МО, КН ОС и НН) определяется выражением

$$Z_m(t_k) = F_{\text{рлс}}(\mathbf{u}_{n,\ell}), \quad (7)$$

где $F_{\text{рлс}}(\bullet)$ - оператор первичной обработки сигналов – вычисления квадрата модуля корреляционного интеграла по результатам ВПО и МПО.

По выходным сигналам каналов обработки решается задача обнаружения

$$\max_m Z_m(t_k) > Z_*, \quad k=1, K_{\text{max}}, \quad (8)$$

где Z_* - порог, определения номера канала и номера отсчета с максимальным значением выходного сигнала системы обработки

$$\hat{m}, \hat{k} = \arg \max_{m,k} Z_m(t_k), \quad (9)$$

то есть грубого оценивания дальности $\hat{r} = \frac{c}{2} t_{\hat{k}}$ и угловых координат

$$\hat{\alpha} = \alpha_{\text{ГЛ}} + \partial\alpha_{\hat{m}}; \quad \hat{m} = \beta_{\text{ГЛ}} + \partial\beta_{\hat{m}} \quad (10)$$

цели.

Уточнение дальности и угловых координат проводится на основе аппроксимации выходного сигнала вблизи максимума.

Отдельные результаты исследований процессов функционирования

Для тестирования разработанной математической модели воспроизводилась следующая ситуация: несущая частоте 10 ГГц; расстояние между антенными элементами в субрешетках 1,5 см; число элементов в субрешетках по осям Oy и Oz – 10 и 8; число субрешеток по осям Oy и Oz – 6 и 3; азимуту и угол места источника помех – 10 и 12 градусов; мощность источника помех, нормированная к мощности внутренних шумов на выходе изотропной приемной антенны – 80 дБ; мощность источника

полезного сигнала, нормированная к мощности внутренних шумов приемного канала на выходе изотропной приемной антенны 20 дБ.

Источник полезного сигнала располагался в каждой реализации случайным образом в пределах главного лепестка антенной решетки при общем числе отсчетов 1024.

Корреляционная матрица процессов на выходе приемных каналов формировалась на участке, где полезный сигнал отсутствовал.

Результаты моделирования приведены на рисунках 2 и 3.

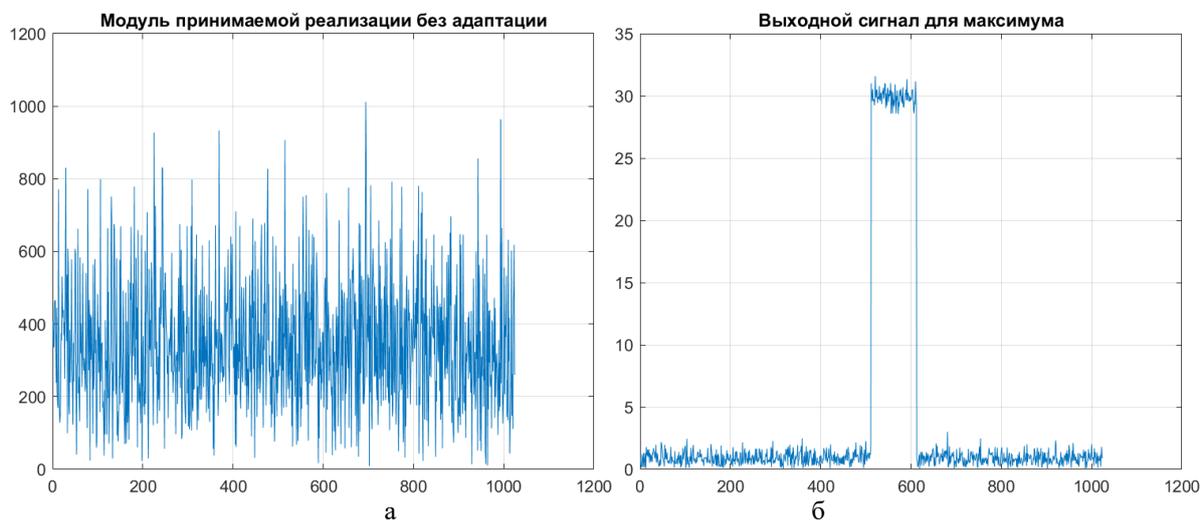


Рис. 3. Сигналы на выходе приемного при фокусировке на сигнал без адаптации (а) и при адаптации (б)

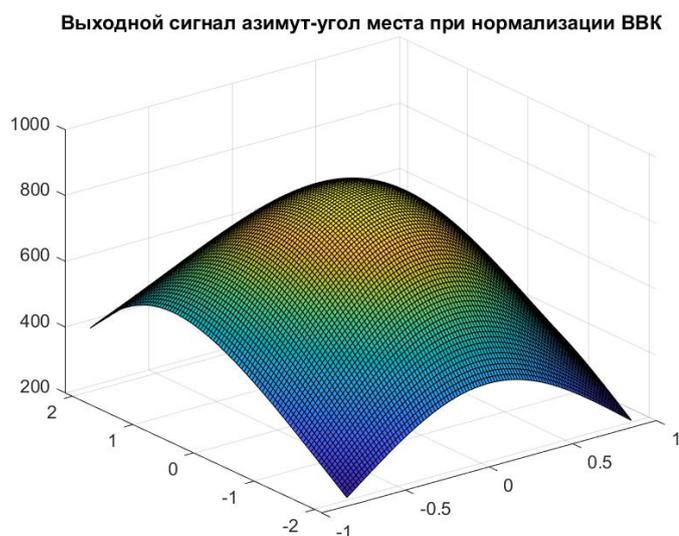


Рис. 4. Выходной сигнал угловых приемных каналов по азимуту и углу места для одного из отсчетов с полезным сигналом

Как следует из результатов моделирования, без адаптивной обработки обнаружение сигнала невозможно. При адаптивной обработке помехи компенсированы и сигнал хорошо наблюдается. Угловые координаты отраженного сигнала по максимуму отклика в угловых приемных каналах определяются правильно. Среднеквадратическая ошибка определения угловых координат соответствуют отношению сигнал/шум после адаптации.

Список использованных источников

1. Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. 2008. – 610p.
2. Wulf D.Wirth. Radar Techniques using array antennas.2013. – 56 p.
3. Монзинго, Р. А. Адаптивные Антенные Решетки, введение в теорию / Р. А. Монзинго,Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications.2008. – 114 p.

**МЕТОДИКА РАСЧЕТА КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЛУКТУАЦИЙ
ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ЦЕЛЕЙ В РАЗЛИЧНЫХ ПОГОДНЫХ
УСЛОВИЯХ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ВХОДНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ ТРАКТА
МЕЖДУПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ**

АУНГ БО БО ТУН, МЬИНТ МАУНГ МАУНГ У

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: aungb822@gmail.com

Аннотация. Представлена методика и результаты расчета междупериодных корреляционных свойств отраженных сигналов от различных воздушных объектов. С учетом этих корреляционных свойств смоделированы входные воздействия для устройств междупериодной обработки радиолокационного сигнала.

Abstract. The method and results of calculating the inter-period correlation properties of reflected signals from various air objects are presented. Taking into account these correlation properties, input effects for inter-period radar signal processing devices were modeled.

Ключевые слова: отраженный сигнал, энергетический спектр, корреляционная функция, коэффициент корреляции

Введение

Характеристик междупериодных флуктуаций отраженного сигнала (ОС) учитываются при проектировании радиолокационных приемников, при моделировании адекватных входных воздействий, для расчета потенциальной эффективности обработки отраженного сигнала от различных классов целей в различных погодных условиях и зависят от множества факторов. Основными такими факторами являются тип, курс цели и погодные условия [1, 2]. Существуют различные методы получения флуктуационных характеристик ОС. Самым достоверным методом является экспериментальный, но он требует значительных материальных затрат. Теоретические расчеты несут минимальные материальные затраты, но имеют низкую точность. Использование метода компьютерного моделирования приносит более точные результаты чем теоретические расчеты и требует значительно меньших материальных затрат чем эксперимент. Так же существуют различные уже готовые модели, с помощью которых возможно получить данные для оценки корреляционных свойств междупериодных флуктуаций отраженного сигнала. Такой моделью является программа BACK SCATTERING SIMULATION [3], далее – BSS.

Способ

Рассмотрим корреляционные свойства последовательности отраженных сигналов от различных целей при различных погодных условиях с помощью программы BSS, которая позволяет получить комплексные междупериодные значения амплитуд флуктуирующего сигнала с учетом характеристик радиолокационной станции, параметров движения цели и погодных условий.

Для оценки междупериодных корреляционных свойств отраженного сигнала путем моделирования для каждого типа воздушного объекта генерировалось 25.000 комплексных амплитуд. Моделирование проводилось для радиолокатора со следующими характеристиками: частота зондирования 500 Гц, длительность зондирующего сигнала 3 мкс, длина волны 10 см.

Каждый массив полученных значений рассматривался как стационарный случайный процесс [1, 4]. С учетом стационарности этот массив разделялся на 250 интервалов по 100 значений. На каждом интервале f_m осуществлялись оценки энергетического спектра флуктуаций пачки отраженных сигналов:

$$\hat{S}_n^k = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} f_m^k e^{-j2\pi \frac{mn}{N}}$$
, где k – номер интервала; N – число отсчетов энергетического спектра флуктуаций.

Оценка энергетического спектра междупериодных флуктуаций определяется как среднее арифметическое значение энергетических спектров всех интервалов: $\hat{S} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{S}^k$, где \hat{S}^k – мгновенный энергетический спектр флуктуаций ОС. Корреляционная функция флуктуаций ОС рассчитывается с

помощью выражения: $\hat{R}_n = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \hat{S}_m^k e^{j2\pi \frac{mn}{N}}$.

На рисунке 2, а показаны энергетические спектры флуктуаций отраженного сигнала от различных типов целей при нормальных погодных условиях (спокойная атмосфера, среднеквадратическое отклонение скорости ветра менее 0,5 м/с [3]).

С помощью представленной выше методики были получены характеристики междупериодных флуктуаций отраженного сигнала в турбулентных погодных условиях (грозовая турбулентность, среднеквадратическое отклонение скорости ветра более 4 м/с [3]), рисунки 1 и 2. Аналогичные расчеты были проведены для нормальных погодных условий.

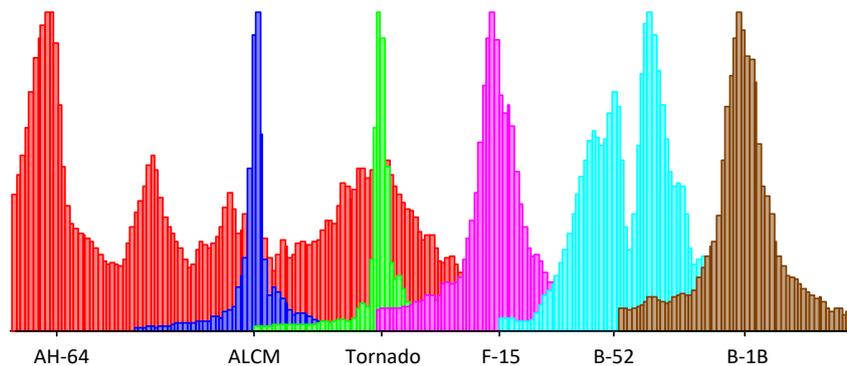


Рис. 1. Энергетические спектры междупериодных флуктуаций ОС:

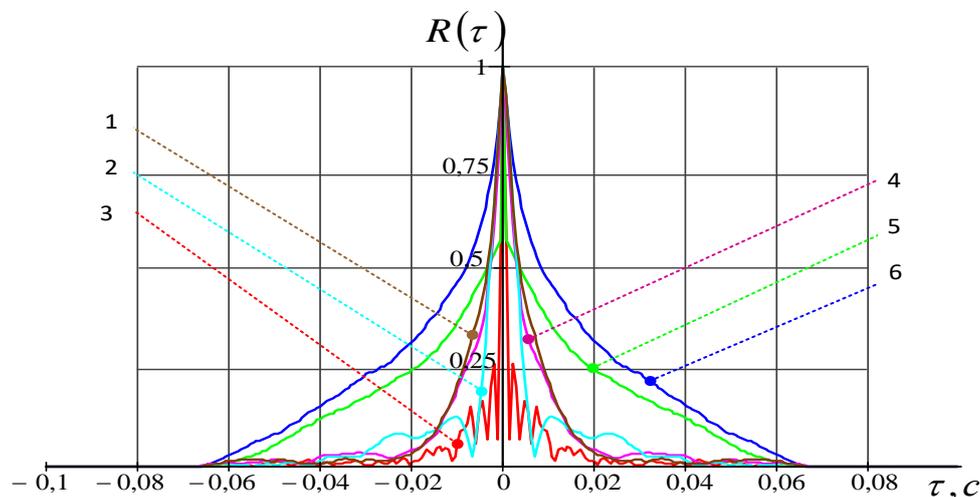


Рис. 2. Корреляционные функции междупериодных флуктуаций ОС от различных целей:

1 – крылатая ракета ALCM; 2 – тактический истребитель Tornado; 3 – тактический истребитель F-15; 4 – стратегический бомбардировщик B-1B; 5 – стратегический бомбардировщик B-52; 6 – вертолет AH-64

Полуширина основного лепестка корреляционной функции определяет время корреляции: $\tau_c = \sum_{k=0}^{N-1} R_{\Pi}(k)$. При аппроксимации корреляционной функции флуктуаций отраженного сигнала

экспоненциальной огибающей коэффициент корреляции определяется выражением $r_c = e^{-T_n/\tau_c}$, где T_{Π} – период повторения зондирующего сигнала.

Используя приведенную выше методику расчета корреляционных характеристик флуктуаций отраженного сигнала, получим данные для различных типов целей, приведенные в таблице 1.

Таблица 1. Корреляционные характеристики междупериодных флуктуаций отраженного сигнала

Тип цели	Ширина лепестка ЭС (Δf_c), Гц		Коэфф. корреляции (r_c)		Время коррел. (τ_c), с	
	норм. атм.	турбул. атм.	норм. атм.	турбул. атм.	норм. атм.	турбул. атм.
АН-64	17,40	52,45	0,933	0,811	0,029	0,009
ALCM	6,45	8,26	0,975	0,967	0,078	0,061
Tornado	6,70	17,33	0,974	0,933	0,075	0,029
F-15	9,58	16,82	0,962	0,935	0,052	0,029
B-52	7,84	28,56	0,969	0,892	0,064	0,017
B-1B	9,58	16,82	0,962	0,935	0,052	0,029

Действительно, из таблицы 1 видно, что корреляционные характеристики последовательности отраженных сигналов значительно отличаются друг от друга в зависимости от типа цели и погодных условий. Использование данных, приведенных в таблице 1, позволяет моделировать входные воздействия для устройств междупериодной обработки (МПО) для конкретных типов целей в нормальных и турбулентных погодных условиях. Использование таких входных воздействий позволит проверить работоспособность тракта МПО, оценить эффективность отдельных элементов тракта и сравнить ее с потенциальной. Потенциальную эффективность некоторых устройств МПО также возможно рассчитать [1, 5] с помощью корреляционных характеристик из таблицы 1. Алгоритм формирования междупериодной последовательности ОС ($x(kT_{\Pi})$) описывается выражениями (1), (2) и (3) [6], $x(kT_{\Pi})$ - значения элементов вектора $\mathbf{x} = [x(0) \ x(T_{\Pi}) \ \dots \ x(NT_{\Pi})]^T$.

$$\mathbf{x} = \mathbf{R}_{\Phi} \mathbf{h} \tag{1}$$

где \mathbf{R}_{Φ} - корреляционная матрица формирующего фильтра, которая находится с помощью преобразования Холецкого от корреляционной матрицы сигнала; $\mathbf{h} = [h(0) \ h(T_{\Pi}) \ \dots \ h(NT_{\Pi})]^T$ - вектор, элементами которого являются комплексные значения белого шума с единичной дисперсией.

Корреляционной матрицы сигнала \mathbf{R}_c описывается выражением:

$$\mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} r_c(0) & r_c(T_{\Pi}) & \dots & r_c(NT_{\Pi}) \\ r_c(T_{\Pi}) & r_c(0) & \dots & r_c[(N-1)T_{\Pi}] \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ r_c(NT_{\Pi}) & r_c[(N-1)T_{\Pi}] & \dots & r_c(0) \end{bmatrix}; \tag{2}$$

где $r_c(kT_{\Pi})$ - корреляционная функция ОС, учитывающая мощность сигнала (σ_c^2), времени корреляции (τ_c) и частоту Доплера (F_{dc}) ОС, выражение:

$$r_c(kT_{\Pi}) = 2\sigma_c^2 e^{-\frac{kT_{\Pi}}{\tau_c}} e^{j2\pi F_{dc}kT_{\Pi}} \tag{3}$$

Результаты моделирования входного воздействия показаны на рисунке 3, характеристики этих же стационарных случайных процессов (ССП) представлены в табл. 2.

Таблица 2. Корреляционные характеристики междупериодных флуктуаций сигнала

№ ССП	Ширина лепестка ЭС (Δf_c), Гц	Коэфф. корреляции (r_c)	Время коррел. (τ_c), с
1	12,86	0,95	0,038
2	9,76	0,96	0,051
3	7,68	0,97	0,065
4	5,21	0,98	0,095

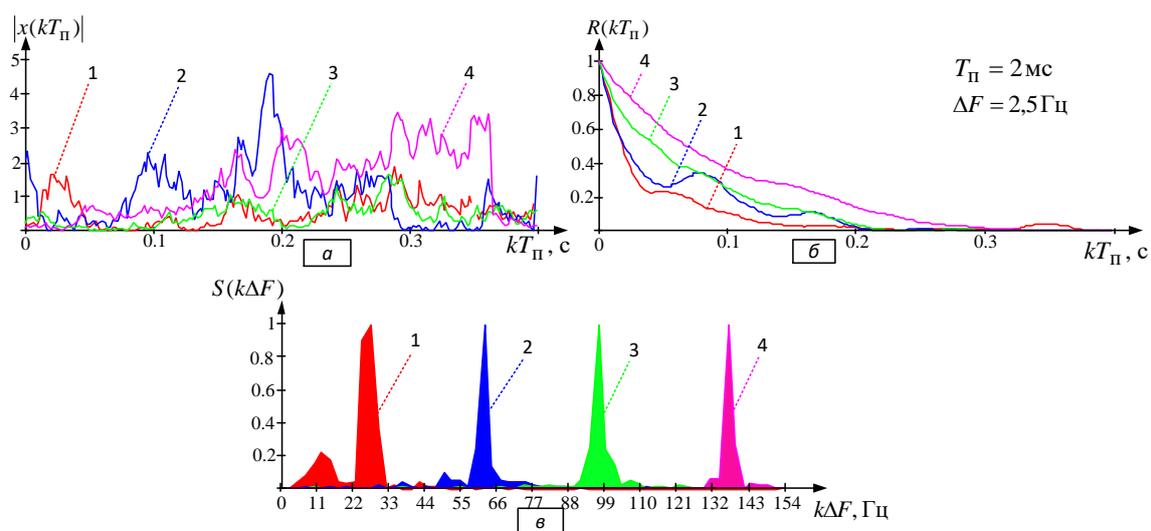


Рис. 3. Результаты моделирования входного воздействия:

- а – модуль комплексных амплитуд сигнала; б – нормированная корреляционная функция сигнала;
в – нормированный энергетический спектр сигнала

Заключение

Таким образом, предложенная выше методика позволит рассчитывать корреляционные характеристики междупериодных флуктуаций ОС для различных типов целей в различных погодных условиях и из полученных данных формировать входные воздействия для тракта МПО. Также полученные данные возможно использовать при проектировании устройств МПО и расчета их потенциальной эффективности в конкретной обстановке.

Список использованных источников

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. / Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Габец, С. А., Седышев, С. Ю. Характеристики обнаружения радиолокационного приемника, учитывающего корреляционные свойства отраженного сигнала / С. А. Габец, // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2014. – № 1 (42). – С. 81–87.
3. Shirman, Y. D. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking / Y. D. Shirman, S. A. Gorshkov, S. Yu. Sedyshev. – Boston – London: Artech House, Inc., 2002. – 294 p.
4. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей: учеб. для студ. вузов / Е. С. Вентцель. – 10-е изд., стер. – М.: Академия, 2005. – 576 с.
5. Латушкин, В. В. Основы радиолокации. Модели сигналов и помех: конспект лекций / В. В. Латушкин, С. А. Горшков, С. Ю. Седышев. – Минск: ВА РБ, 2005. – Ч. 2. – 172 с.
6. Быков, В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. – М.: Книга по Требованию, 2012. – 330 с.

МОБИЛЬНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ПРИПОВЕРХНОСТНЫХ И
МАЛОЗАГЛУБЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

И. Ю. МАЛЕВИЧ, А. С. ЛОПАТЧЕНКО, Т. В. ШУКЕВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: malevich@bsuir.by

Аннотация. Радиолокационные средства подповерхностного зондирования активно используются при исследовании верхнего слоя земной поверхности при проведении неразрушающего контроля строительных покрытий, выполнении мероприятий по разминированию и обнаружению подземных коммуникаций. В работе приводятся результаты разработки и испытаний мобильного радиолокационного обнаружителя подповерхностных объектов с широкополосным ЛЧМ сигналом зондирования.

Abstract. GPR are actively used in the study of the upper layer of the earth's surface when conducting non-destructive testing of building coatings, carrying out mine clearance activities and detecting underground communications. The paper presents the results of the development and testing of a mobile radar detector of subsurface objects with a broadband FMCW chirp probing signal.

Введение

Радиолокационные обнаружители подповерхностных объектов (РОПО) высоко востребованы для локализации неоднородностей и скрытых дефектов при мониторинге состояния дорожных покрытий, исследовании верхнего слоя земной поверхности при гуманитарном разминировании и выявлении схронов.

Одно из перспективных направлений разработки РОПО с повышенной эффективностью обнаружения приповерхностных и малозаглубленных объектов связано с использованием широкополосных линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) зондирующих сигналов (ЗС) [1-4].

Принципы построения ЛЧМ РОПО

Работа таких радаров основана на частотном методе измерения дальности, который заключается в определении частотного сдвига, получаемого путем перемножения в смесителе эхо-сигнала (ЭС), отраженного от заглубленного объекта, с ЛЧМ ЗС (рис.1).

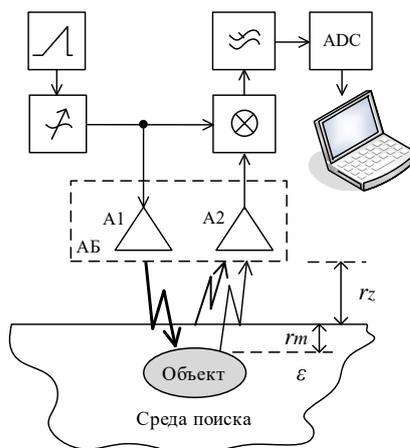


Рис.1 Функциональная схема ЛЧМ РОПО

В результате выделяются частотные компоненты биений (f_{bi}), которые пропорциональны расстоянию до объектов. Фильтр нижних частот на выходе смесителя исключает наложение высокочастотных составляющих на низкочастотную компоненту биений при аналого-цифровом преобразовании.

Очевидно, что классический подход, использующий обработку непрерывных ЭС, при подповерхностном зондировании не позволяет сформировать точный глубинный портрет объекта по причине недостаточной разрешающей способности метода:

$$\Delta L = \frac{c}{2 \cdot \Delta f \sqrt{\varepsilon}}, \quad (1)$$

где $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$ – диапазон перестройки генератора, управляемого напряжением (ГУН), по частоте; c – скорость распространения электромагнитной волны в вакууме; ε – диэлектрическая проницаемость исследуемой среды.

Одним из перспективных путей решения этой проблемы является излучение и обработка одиночного импульса (чирпа) ЗС [5].

Для практической реализации этой идеи необходимо синхронизировать работу приемо-передающего тракта и анализатора спектра, обеспечив возможность анализа одного чирпа ЭС, как оцифрованной реализации, строго привязанной во временной области к ЗС.

Структура РОПО, позволяющая формировать одиночные ЛЧМ радиоимпульсы и обрабатывать их как квазинепрерывное колебание, представлена на рис. 2 [5].

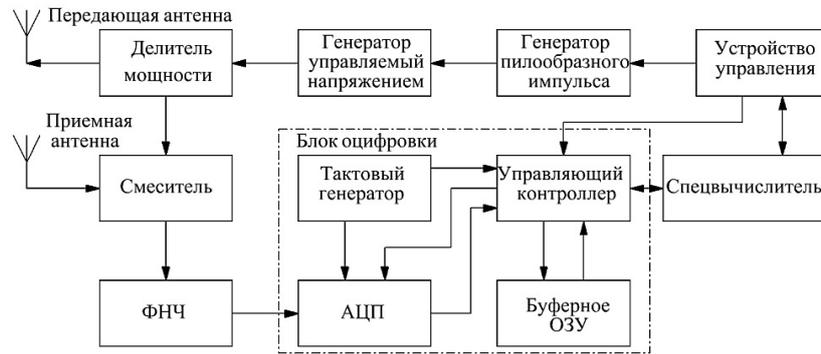


Рис. 2. Структура РОПО с формированием и обработкой сверхширокополосных квазинепрерывных ЛЧМ сигналов

Отличительной особенностью структуры РОПО является наличие генератора пилообразного импульса (ГПИ), синхронизированного с блоком оцифровки.

Здесь, как и в классических системах с непрерывным ЗС, на выходе смесителя образуются частоты биений ($f_{\delta i}$), содержащие информацию о глубине расположения объекта зондирования:

$$f_{\delta i} = \gamma \frac{2(r_z + r_m \sqrt{\varepsilon})}{c}, \quad (1)$$

где $\gamma = \Delta f / T_p$ – скорость перестройки частоты сигнала, формируемого ГУН; T_p – время развертки по частоте; r_z – расстояние между антенным блоком (АБ) и поверхностью среды; r_m – расстояние между поверхностью среды и заглубленным объектом.

Устройство управления задает режим работы РОПО путем формирования импульсов запуска ГПИ и блока оцифровки с требуемым периодом и позволяет задать временное положение окна анализа относительно момента начала генерации ЗС. После прихода синхроимпульса ГПИ формирует один период линейно изменяющегося напряжения, являющегося модулирующим импульсом для ГУН, и в ОЗУ записывается заданное количество отсчетов реализации выходного сигнала смесителя. Тактирование АЦП осуществляется высокостабильным генератором, обеспечивающим фиксированную длительность окна анализа. После заполнения буфера памяти блок оцифровки передает полученную реализацию сигнала на спецвычислитель, где происходит её цифровая обработка с целью формирования глубинного портрета исследуемой среды.

Радиолокационный портрет подповерхностного объекта \mathbf{P} вычисляется классическим коррелограммным методом спектрального оценивания:

$$\mathbf{P}_n = \left| \mathbf{S}_0 \langle n \rangle^T \mathbf{R} \mathbf{S}_0 \langle n \rangle \right|, \quad n = \overline{0, N_a - 1}, \quad (3)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица, полученная для реализации сигнала разностной частоты; N_a – число элементов сформированного глубинного портрета; \mathbf{S}_0 – матрица опорных частот.

В результате, за счет синхронизации блока оцифровки с передающим трактом, полученные реализации разностных колебаний жестко привязаны к развертке частоты, что позволяет анализировать один чирп ЭС, содержащий полную информацию о глубинном портрете объекта.

С учетом рассмотренных подходов разработаны структура ЛЧМ РОПО (рис. 3).

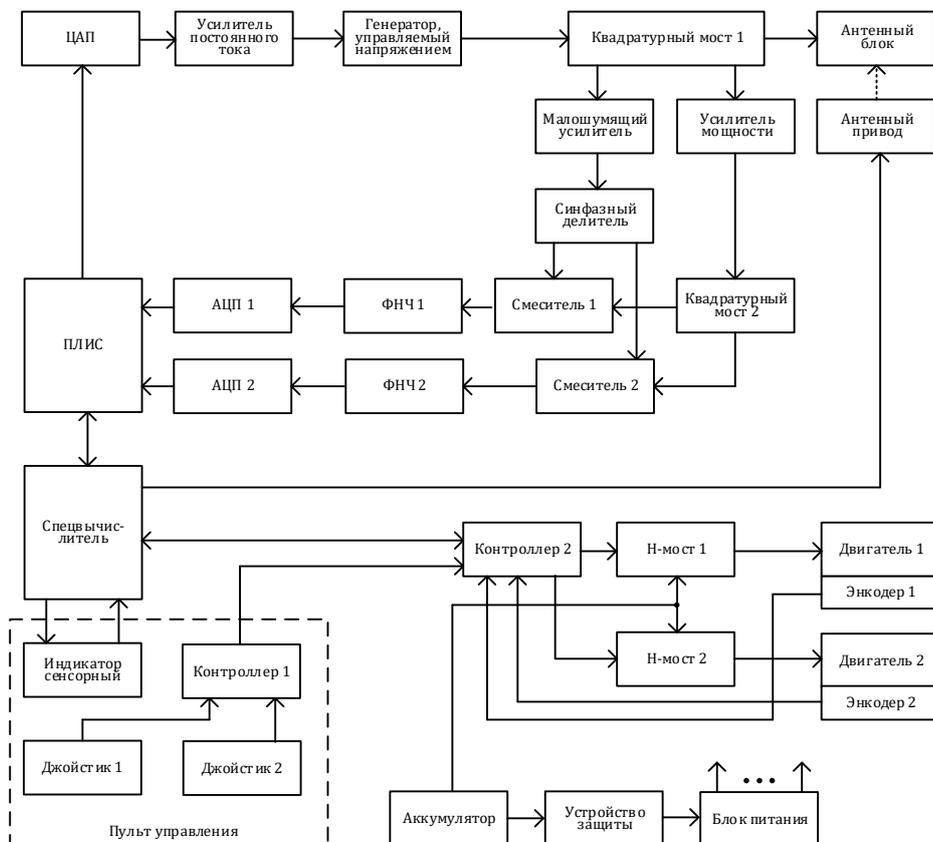


Рис. 3. Структура ЛЧМ РОПО

РОПО формирует в L диапазоне сверхширокополосный ЗС с базой 3000...8000 ед. (рис.4) и обеспечивает гомодинную квадратурную обработку ЭС, которые оцифровываются 14-ти разрядными АЦП с тактовой частотой 125 МГц. Блок оцифровки записывает реализации квадратурных компонент откликов ($I(t)$, $Q(t)$) и передает их в спецвычислитель, выполняющий спектральное оценивание. На основании найденного спектрального портрета спецвычислитель в режиме реального времени выполняет алгоритмы обнаружения и распознавания заглубленного объекта (используя в качестве критерия значения толщины и протяженности) и передает данные на сенсорный индикатор пульта управления прибором.

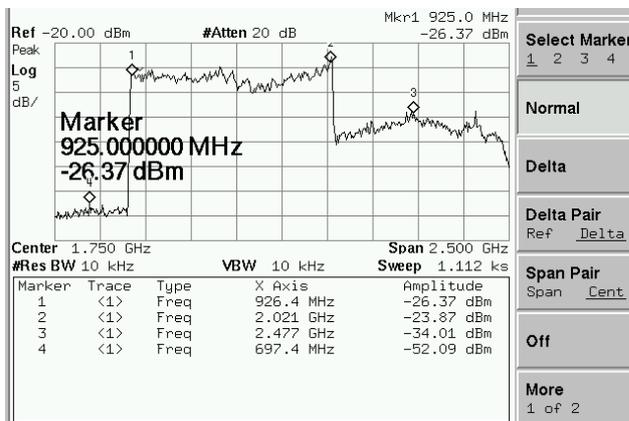


Рис. 4. Зондирующий сигнал ЛЧМ РОПО



Рис. 5. Концепт-макет ЛЧМ РОПО

РОПО выполнен на четырехколесной самоходной платформе с регулируемой по высоте (3, 10 либо 15 см) консолью, на которой перемещается АБ (рис. 5). При поступательном движении платформы

выполняется последовательный радиолокационный обзор верхнего слоя грунта, результаты которого в виде поверхностной проекции нормированной мощности глубинных портретов выводятся на экран сенсорного индикатора пульта управления прибором.

Платформа приводится в движение мотор-редукторами постоянного тока, управление которыми осуществляется ШИМ-контроллером, связанным с джойстиком на пульте дистанционного управления. Плавность управления и поддержание стабильной скорости передвижения достигается за счет организации обратной связи с энкодерами, установленными на осях двигателей.

Несущий корпус платформы и кронштейны консоли выполнены из пластика, что позволяет минимизировать переотражения зондирующего сигнала. Жесткость конструкции платформы обеспечивается внутренними переборками, которые разделяют корпус на отделения.

Питание РОПОНЗ осуществляется от автомобильной аккумуляторной батареи, которая размещается во внутреннем отсеке.

Натурная апробация ЛЧМ РОПО

С целью оценки эффективности работы ЛЧМ РОПО проведена натурная апробация прибора.

При поступательном движении обнаружителя выполняется последовательный радиолокационный обзор верхнего слоя грунта, результаты которого в виде поверхностной проекции нормированной мощности глубинных портретов выводятся на экран монитора (рис.6).

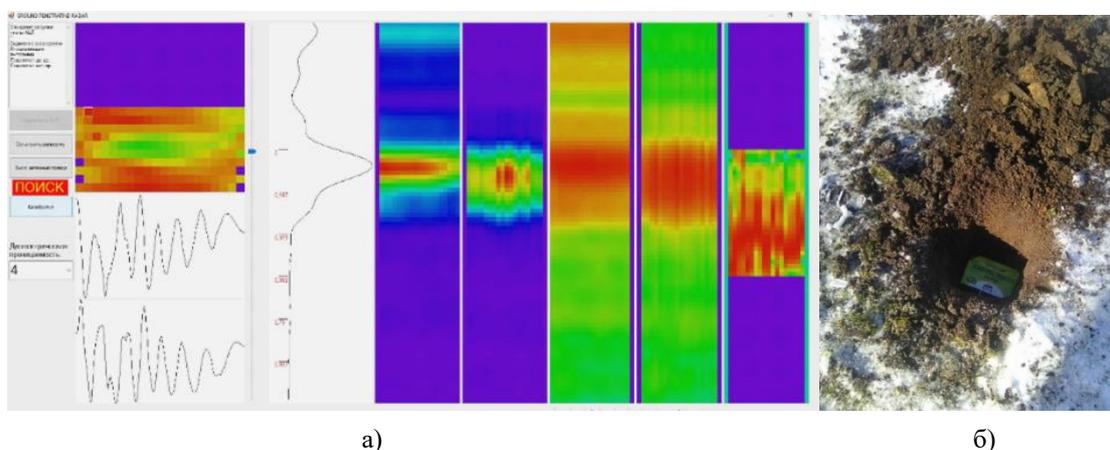


Рис. 6. Общий вид экрана индикатора ЛЧМ РОПО (а)
для диэлектрического объекта (б) объемом 200 см³, заглубленного на 14 см

В целом, проведенные натурные испытания прибора показали хорошую согласованность полученных радиолокационных изображений с физической структурой исследуемой среды и заглубленных объектов, выполненных из диэлектрических и металлических материалов.

Испытания показали высокий потенциал прибора и направления совершенствования отдельных подсистем.

Заключение

Таким образом, разработанный мобильный радиолокационный обнаружитель приповерхностных и малозаглубленных объектов позволяет бесконтактно, поддерживая фиксированную высоту подъема антенного блока над поверхностью, с высокой оперативностью и мобильностью выполнять площадные исследования глубинного портрета грунта при проведении мероприятий по выявлению при- и подповерхностных скрытно установленных объектов.

Список использованных источников

1. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. Под ред. М.И. Филькенштейна. – М.: Недра, 1986.
2. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Barton D.K. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Norwood.: Artech House Publishers, 2003.
3. Daniels D.J. Ground Penetrating Radar. London: The Institution of Electrical Engineers, 2004.
4. Малевич И.Ю., Лопатченко А.С. Портативный ЛЧМ-радар подповерхностного зондирования / Доклады БГУИР. –2019. – №1(119). – С. 75-82.
5. Лопатченко А.С., Малевич И.Ю., Савенко С.А. ЛЧМ-радиолокатор подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью / Доклады БГУИР. – 2015. – №3(89). – С. 43-48.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОПУТНОГО ОЦЕНИВАНИЯ ОРБИТАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ НАНОСПУТНИКА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ В ИОНОСФЕРЕ НА ОСНОВЕ РЕТРАНСЯЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ ГНСС GPS

Е. А. КАПЛЯРЧУК¹, С. В. КОЗЛОВ¹, А. С. ШАПКИН²

¹ Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
(г. Минск, Беларусь)

² Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси,
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: ek.genia13@gmail.com

Аннотация. Приведены особенности моделирования измерения орбитальных параметров наноспутника-ретранслятора при попутном измерении полного электронного содержания (ПЭС) в ионосфере при ретрансляции сигналов GPS. Обоснованы значения времени когерентного накопления при невозмущенной и возмущенной ионосфере. Приведены значения точности оценки орбитальных параметров.

Abstract. The paper presents the features of modeling the measurement of orbital parameters of a nanosatellite-repeater during the simultaneous measurement of the total electron content (TEC) in the ionosphere during the retransmission of GPS signals. The values of the coherent accumulation time for an undisturbed and disturbed ionosphere are substantiated. The parameters of the accuracy of the orbital parameters estimation are presented.

Введение

В [1] приведен алгоритм «попутного» оценивания орбитальных параметров наноспутника-ретранслятора при измерениях ПЭС на основе ретрансляции сигналов GPS [2,3].

Цель статьи – анализ особенностей реализации, моделирование и анализ эффективности оценивания орбитальных параметров в различных условиях наблюдения.

Оценка параметров когерентности принимаемого сигнала и определение времени когерентного накопления ретранслированного сигнала

Основой как измерений ПЭС [2], так и оценивания орбитальных параметров [1] являются результаты когерентного накопления принимаемого ретранслированного сигнала GPS на частотах 150 МГц и 400 МГц. С учетом высокой стабильности параметров сигналов GPS и при отсутствии выраженных ионосферных эффектов время когерентного накопления сигналов GPS может составлять единицы секунд [4].

При распространении сигналов в ионосфере без мелкомасштабных неоднородностей (ММН) электронной концентрации («гладкая» ионосфера) сигнал будет происходить только изменение групповой и фазовой скорости распространения электромагнитной волны что не повлияет на возможное время когерентного накопления ретранслированного сигнала.

При наличии мелкомасштабных неоднородностей (ММН) электронной концентрации в ионосфере с характерным размером $l_s = 10...1000$ м будет происходить рассеяние (дифракция) электромагнитных волн с длинами $\lambda_{p1} = 2$ м и $\lambda_{p2} = 0,75$ м на этих неоднородностях [5,6]. Оценим основные параметры, определяющие степень когерентности ретранслированного сигнала в результате указанной дифракции.

СКО флуктуаций фазового фронта электромагнитной волны при наличии ММН с СКО $\sigma_{\Delta n}$ определяется выражением

$$\sigma_{\phi 1(2)} = \frac{80,8\pi\sigma_{\Delta n}\lambda_{p1(2)}}{c^2}. \tag{1}$$

Мощность принимаемого сигнала можно представить в виде

$$\overline{P_r} = P_r + P_{\text{фл}}, \quad (2)$$

где P_r , $P_{\text{фл}}$ - регулярная и флуктуационная составляющая мощности.

Параметр райсовских замираний

$$\gamma^2 = \frac{P_r}{P_{\text{фл}}}. \quad (3)$$

Указанный параметр можно вычислить через СКО флуктуаций фазового фронта

$$\gamma^2 = \frac{e^{-\sigma_{\phi 1(2)}^2}}{1 - e^{-\sigma_{\phi 1(2)}^2}}. \quad (4)$$

Из (2)-(5) следует, что регулярная составляющая

$$P_r = \frac{\gamma^2}{1 + \gamma^2} \overline{P_r} = \gamma_r \overline{P_r}, \quad (5)$$

где $\gamma_{r1(2)} = \frac{\gamma^2}{1 + \gamma^2} = e^{-\sigma_{\phi 1(2)}^2}$ - относительная доля регулярной составляющей.

Зависимости параметра райсовских замираний от СКО мелкомасштабных неоднородностей электронной концентрации $\sigma_{\Delta n}$ приведена на рисунке 1.

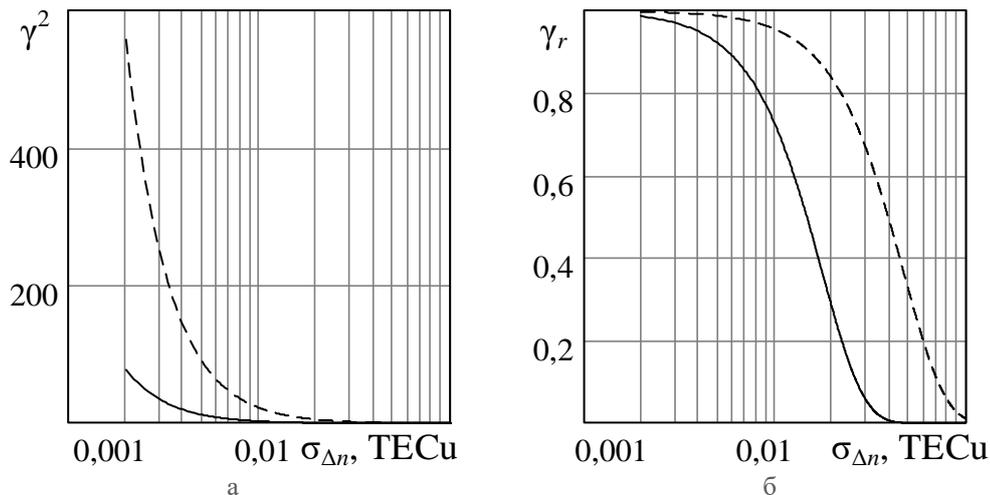


Рис. 1. Зависимости параметра замираний и относительной доли регулярной составляющей от СКО мелкомасштабных неоднородностей для длин волн 2 м (сплошная кривая) и 0,75 м (пунктирная кривая): а – параметр замираний; б – относительная доля регулярной составляющей

СКО мелкомасштабных неоднородностей ЭК для слабо возмущенной ионосферы обычно составляет величину $\sigma_{\Delta n} < 0,01$ TECu (1 TECu соответствует полному электронному содержанию 10^{16} $1/m^2$), для умеренно возмущенной ионосферы может составлять $\sigma_{\Delta n} = 0,02 \dots 0,05$ TECu, а для сильно возмущенной ионосферы – доли...единицы TECu.

Анализ приведенных на рисунке 1 зависимостей позволяет сделать следующие выводы:

для слабозвозмущенной ионосферы доля регулярной составляющей будет порядка 0,75 для длины волны 2 м и более 0,95 для длины волны 0,75 м; это определяет возможность когерентного накопления ретранслированного сигнала в течении единиц секунд при энергетических потерях порядка минус 1,25 дБ и минус 0,2 дБ для длин волн 2 м и 0,75 м, соответственно;

для умеренно возмущенной ионосферы доля мощности регулярной составляющей для длины волны 2 м уменьшается для близких к нулю значений, а для длины волны 0,75 м составит 0,67...0,33; поэтому время когерентного накопления отраженного сигнала нужно уменьшать до величины времени корреляции его флуктуаций; аналогичный вывод можно сделать и для сильно возмущенной ионосферы.

Определим время корреляции флуктуаций ретранслированного сигнала. Существенным для дифракции радиоволн является первая зона Френеля с радиусом

$$R_{F1(2)} = \sqrt{\lambda_{p1(2)} \frac{h_{\max}}{\sin \varepsilon}}, \quad (6)$$

где h_{\max} – высота слоя с максимумом электронной концентрации; ε – угол места НР при наблюдении с ПП. Для $\varepsilon = 15^\circ \dots 90^\circ$ и $h_{\max} = 300$ км получим характерные значения $R_{F1} = 1500 \dots 775$ м и $R_{F2} = 932 \dots 475$ м.

При высоте H орбиты НР дальность до него составит (рисунок 2)

$$r_2 = \frac{R_e + H}{\cos \varepsilon} \sin \left(\frac{\pi}{2} - \varepsilon - \arcsin \left(\frac{R_e}{R_e + H} \cos \varepsilon \right) \right), \quad (7)$$

где R_e – радиус Земли, а его орбитальная скорость будет определяться гравитационным потенциалом GM Земли как

$$V = \sqrt{\frac{GM}{R_e + H}}. \quad (8)$$

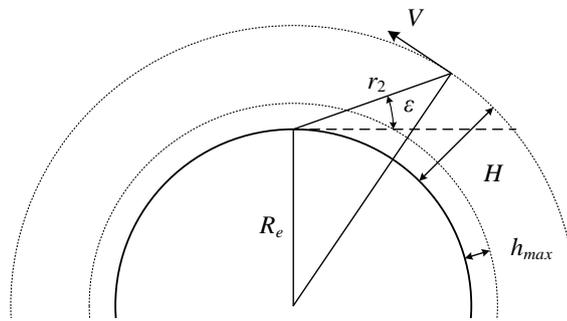


Рис. 2. Геометрия наблюдения

Угловая скорость спутника относительно ПП составит

$$\omega = \frac{V_{\tau}}{r_2} = \frac{V}{r_2} \cos \left(\arcsin \left(\frac{R_e}{R_e + H} \cos \varepsilon \right) \right). \quad (8)$$

Следовательно, линейная скорость перемещения линии ПП-НР в районе первой зоны Френеля

$$V_{\text{л}} = \omega \frac{h_{\max}}{\sin \varepsilon}. \quad (9)$$

При указанном линейном перемещении будет происходить изменение состава мелкомасштабные неоднородностей (рисунок 3) – часть неоднородностей будет выходить из первой Зоны Френеля, часть оставаться и, кроме того, будут добавляться новые неоднородности.

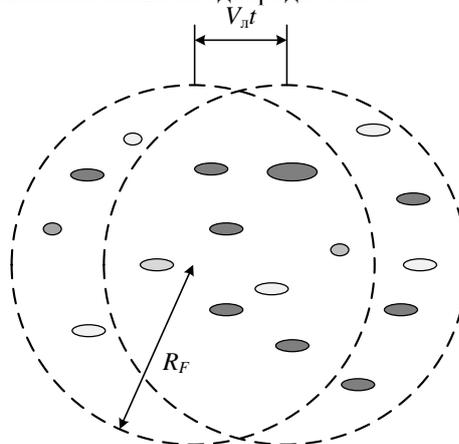


Рис. 3. Иллюстрация обновления состава мелкомасштабных неоднородностей

Относительная доля ММН, оставшихся в пределах первой зоны Френеля определяется из геометрических соображений как

$$\chi = \frac{2}{\pi} \left(\beta - \frac{1}{2} \sin(2\beta) \right), \quad (10)$$

где $\beta = \arcsin \frac{\sqrt{4 - \left(\frac{V_{\text{л}} t}{R_F}\right)^2}}{2}$ – половина центрального угла, ограничивающего круговой сегмент, образованный пересечением окружностей на рисунке 3.

В предположении, что вклад всех ММН примерно одинаков, и интерпретируя χ как коэффициент корреляции, нормированная корреляционная функция флуктуаций ретранслированного сигнала от времени наблюдения может быть определена аналогичной (10) зависимостью вида

$$r(t) = \frac{2}{\pi} \left(\arcsin \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{\text{л}} t}{R_F}\right)^2} - \frac{1}{2} \sin \left(2 \arcsin \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{V_{\text{л}} t}{R_F}\right)^2} \right) \right). \quad (11)$$

График указанной зависимости приведен на рисунке 4.

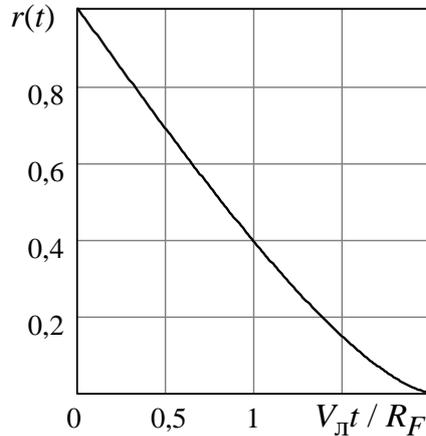


Рис. 4. Зависимость коэффициента корреляции ММН от нормированного к радиусу первой зоны Френеля перемещения линии ПП-НР

Время корреляции флуктуаций ретранслированного сигнала по определению [7] составит

$$\tau_{c1(2)} = \frac{0,849 R_{F1(2)}}{V_{\text{л}}}. \quad (12)$$

Пусть время наблюдения ретранслированного навигационного сигнала составляет $T_{\text{н}}$. Ширина зубца энергетического спектра ретранслированного сигнала составит

$$\Delta F_{LC1(2)} = \frac{1}{T_{\text{н}}} + \frac{1}{2\tau_{c1(2)}}. \quad (13)$$

Согласно [6], оптимальное время когерентного накопления

$$T_{\text{кн}1(2)} = \frac{1}{\Delta F_{LC1(2)}} \sqrt{\frac{1 + \mu \frac{\Delta F_{LC1(2)}}{F_r}}{1 + \mu \frac{F_r}{\Delta F_{LC1(2)}}}}, \quad (14)$$

где μ – отношение сигнал/шум на выходе устройства внутрипериодной обработки; $F_r = 1000$ Гц – частота повторения навигационного сигнала. Результаты расчетов $T_{\text{кн}1(2)}$ приведены таблице 1.

Таблица 1. Оптимальное время когерентного накопления для высоты орбиты наноспутника-ретранслятора 1000 км и $\mu=1$ для умеренно и сильно возмущенной ионосферы

Угол места, град.	Умеренно-возмущенная ионосфера	Сильно-возмущенная ионосфера
	$T_{кн1}$, мс	$T_{кн2}$
15	24	21
30	23	20
45	21	18
60	20	17
75	20	17
90	19	16

Отметим, что сам по себе переход к комбинированному (когерентному и некогерентному) накоплению не влечет за собой снижения точности измерения разности времен задержки. Как известно, когерентный и некогерентный измерители при регулярных измерениях имеют одинаковую точность []. Смысл когерентного накопления состоит в увеличении отношения сигнал/шум до такого уровня, при котором практически исключаются аномальные ошибки измерений.

Анализ приведенных в таблице 1 результатов позволяет сделать вывод, что при умеренно и сильно возмущенной атмосфере оптимальным является когерентное накопление ретранслированного сигнала на интервале времени 20 мс, что совпадает с длительностью одного символа навигационного сообщения, с последующим некогерентным накоплением на заданном времени единичного наблюдения. Для «гладкой» невозмущенной атмосферы может быть реализовано когерентное накопление на всем интервале длительности единичного наблюдения.

Состав и структура математической модели

Для исследования эффективности определения орбитальных параметров по алгоритму [1] были выполнены доработки математической модели - цифрового двойника (ЦД) системы низкоорбитального контроля ионосферы (НКИ).

ЦД системы НКИ воспроизводит перемещение заданного числа НР и НС по орбитам, перемещение приемных пунктов ССТП при вращении Земли, определение взаимного пространственного положения и видимости НС, НР и ПП, а также имитирует распределение электронной концентрации в ионосфере и результаты оценивания ПЭС на трассах НР-ПП за заданное время наблюдения.

Доработанный вариант ЦД дополнительно воспроизводит следующие процессы:

измерения суммарных дальностей «НС-НР-ПП» в соответствии с вычисляемыми значениями отношения сигнал/шум в приемной аппаратуре наземного приемного пункта по ретранслированному сигналу;

разовые измерения декартовых координат НР;

трехэтапное оценивание орбитальных параметров по совокупности измерений разовых координат;

получение статистических параметров оценивания орбитальных параметров по множеству реализаций.

Результаты моделирования и их обсуждение

Типовая ситуация наблюдения при пролете НР в пределах прямой видимости с ПП, расположенных на территории РБ, показана на рис. 5. Время видимости НР хотя бы одним ПП составляет 700 с, центральный угол наблюдаемого участка орбиты – около 40°.

Положение НР показано прямоугольником белого цвета, если НР находится вне зоны видимости и черного цвета, если он в зоне видимости. Положение ПП ССТП показано желтыми точками, а положение одного из НС GPS в начальный момент времени показано круглыми маркерами. Вертикальная диаграмма иллюстрирует кодировку вертикально ПЭС в градациях яркости.

Оценки проводились для случая наличия единственного ПП при длительности единичных измерений 1 с, времени когерентного накопления 20 мс и интервале времени между единичными измерениями декартовых координат 10 с при наблюдении 1/8 и 1/64 части орбиты.

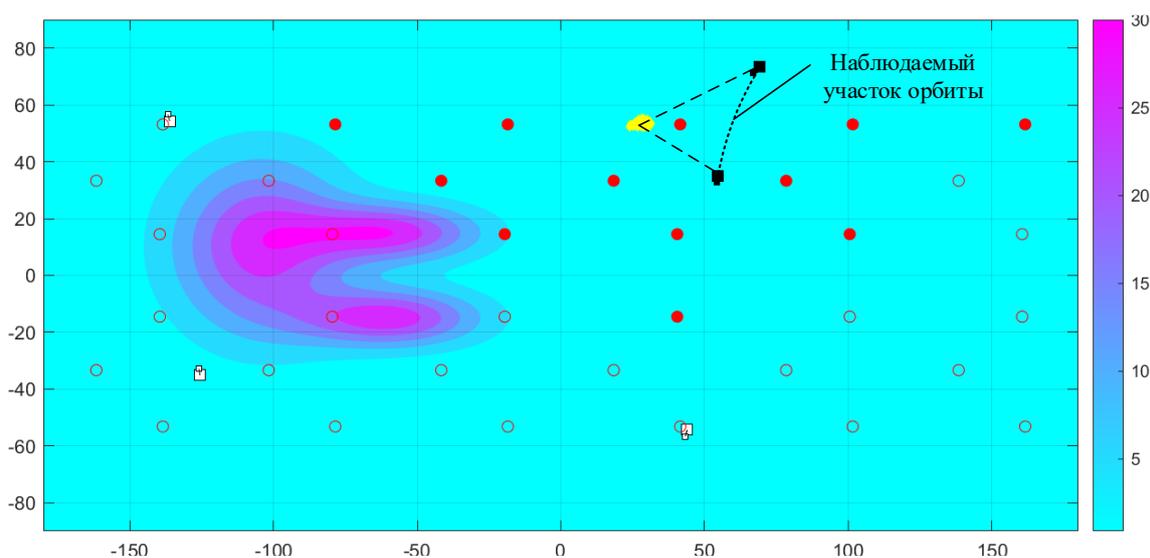


Рис. 5. Пространственная ситуация при моделировании

Для типовых параметров аппаратуры и достигаемых отношениях сигнал/шум считалось, что определяющий вклад в среднеквадратическую ошибку измерения дальности вносят погрешности навигационно-временного обеспечения, эфемерид, расхождения шкал времени, фактор многолучевого распространения принимаемого сигнала и т.д. [9]. Результирующая СКО измерения дальности принималась равной 25 м, что существенно больше, чем флуктуационная ошибка измерения дальности при достижимом отношении сигнал/шум. Результаты расчета статистических параметров оценивания ОП для случая наблюдения части орбиты в 1/8 и 1/64 от витка приведены в таблице 2.

Таблица 2. Средние квадратические ошибки оценивания орбитальных параметров

Наименование параметра	Средняя квадратическая ошибка оценивания параметра при доле наблюдаемой части орбиты	
	1/8	1/64
Угол наклона плоскости орбиты σ_γ , град.	$3,4 \cdot 10^{-5}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$
Долгота восходящего узла σ_Ω , град.	$4,6 \cdot 10^{-5}$	$7,9 \cdot 10^{-4}$
Большая полуось эллипса σ_a , м	4,1	85
Эксцентриситет σ_e	$2,8 \cdot 10^{-6}$	$4,4 \cdot 10^{-5}$
Аргумент перигея σ_ω , град.	$4,3 \cdot 10^{-5}$	$3,3 \cdot 10^{-5}$
Время прохождения перигея σ_{t_0} , с	0,017	0,167
Составляющие скорости по осям $\sigma_{V_x}, \sigma_{V_y}, \sigma_{V_z}$, м/с	0,085 / 0,078 / 0,017	0,18 / 0,14 / 0,35

Как следует из приведенных в табл. 1 результатов, достигаемая точность оценивания орбитальных параметров высокая. При наличии одного ПП при прогнозировании координат НР на сутки при использовании всей доступной для наблюдения части орбиты (примерно 1/8 часть витка) математическое ожидание расстояния между истинным и прогнозируемым положением НР не превышает 1 км, что полностью соответствует потребностям практики. Уменьшение наблюдаемой части орбиты до 1/64 части витка приводит к закономерному ухудшению точности оценивания, причем точность оценивания первых двух из шести параметров (угла наклона плоскости орбиты и долготы восходящего узла) ухудшается примерно пропорционально уменьшению времени наблюдения. Точность оценивания других параметров, за исключением аргумента перигея, ухудшается быстрее. При увеличении числа ПП, а также уменьшении периода измерений декартовых координат СКО оценивания ОП уменьшаются пропорционально корню квадратному из коэффициента увеличения числа независимых измерений.

Список использованных источников

1. Каплярчук, Е.А. Алгоритм попутного оценивания орбитальных параметров наноспутника при измерении полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов GPS / Е. А. Каплярчук, А.С. Шапкин // в наст. сборнике.
2. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
3. Обработка ретранслированных навигационных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS в задаче оценивания полного электронного содержания в ионосфере / Е. А. Каплярчук [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 3. – С. 21–36. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-3-21-36>.
4. Нгуен Ван Куан. Радиолокационный мониторинг судоходства с использованием сигналов подсвета от средств космического базирования. Дисс. канд. техн. наук. – ЛЭТИ, 2022. – 135 с.
5. Пашинцев, В. П. Методика селекции мелкомасштабных ионосферных возмущений в рядах вариаций полного электронного содержания / В. П. Пашинцев, А. С. Султанов, М. В. Песков, К. И. Топорков // Вестник Северо-Кавказского федерального университета, 2015, № 3. – С. 28-34.
6. Чипига, А.Ф. Оценка интенсивности ионосферных мерцаний и помехоустойчивости систем спутниковой связи по результатам измерения полного электронного содержания / А. Ф. Чипига, В. П. Пашинцев, М. В. Песков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – № 4-1. – С. 22-25.
7. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1. Основы радиолокации / А.Е. Охрименко – М.: Военное издательство, 1983. –456 с.
8. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
9. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова.– 4-е изд., перераб. и доп. – М. : ИПРЖР, 2010. – 800 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ GPS

НЬЯН ЛИН ТУН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: tunn87585@gmail.com

Аннотация. Глобальная система позиционирования (GPS) стала важным инструментом в современной навигации, предоставляя точную информацию о местоположении для широкого спектра приложений. В этой статье рассматриваются сигналы GPS, приводятся результаты моделирования этих сигналов. Анализируется влияние факторов окружающей среды на распространение сигнала, воздействие шума и помех, а также алгоритмы, используемые в приемниках GPS. Описываются возможности использования инструментов моделирования и методов исправления ошибок для повышения точности позиционирования. Результаты моделирования сигналов могут быть использованы для улучшения технологии GPS и расширения ее приложений.

Введение

Сигналы GPS передаются созвездием спутников, вращающихся вокруг Земли. Каждый спутник передает уникальный сигнал, идентифицируемый кодами псевдослучайной последовательности (PRN). Эти коды PRN имеют решающее значение для различения сигналов от разных спутников, гарантируя, что приемники могут точно определять свои позиции. Описание этих сигналов является первым шагом в моделировании систем GPS.

Распространение сигнала

На передачу сигнала GPS от спутника к приемнику влияют различные факторы окружающей среды. Когда сигналы проходят через атмосферу, они сталкиваются со слоями, такими как ионосфера и тропосфера, которые могут повлиять на их скорость и точность измерений. Ионосфера может вызывать задержки сигнала из-за заряженных частиц, в то время как тропосфера может вносить ошибки из-за погодных условий, таких как влажность и температура. Для моделирования этих эффектов ученые используют сложные уравнения и симуляции. Эти модели помогают предсказать, как сигналы будут функционировать в различных атмосферных условиях, что позволяет получать более точные показания GPS спутника. Зная условия распространения сигнала, можно улучшить алгоритмы приемника GPS и повысить точность позиционирования.

Шум и помехи

Сигналы GPS не защищены от шума и помех. Атмосферные условия, здания и естественные препятствия могут вызывать ухудшение качества сигнала. Одной из распространенных проблем является многолучевая интерференция, когда сигналы отражаются от поверхностей, прежде чем достигнуть приемника, что приводит к ошибкам в расчетах местоположения. Еще одной проблемой является помеха сигналам от других электронных устройств и источников радиочастотного шума.

Моделирование этих эффектов помогает в разработке стратегий по смягчению их воздействия. Например, усовершенствованные алгоритмы могут отфильтровывать шум и исправлять ошибки многолучевого распространения, повышая надежность позиционирования GPS. Кроме того, понимая источники помех, инженеры могут проектировать более надежные системы GPS, которые сохраняют точность в сложных условиях.

Алгоритмы приемника

GPS-приемники используют сложные алгоритмы для обработки входящих сигналов и вычисления точного местоположения. Ключевые методы включают в себя фазовую автоподстройку частоты (PLL) и отслеживание кода, которые гарантируют, что приемник остается зафиксированным на спутниковых сигналах и точно декодирует коды PRN. Эти алгоритмы имеют решающее значение для поддержания сильной и стабильной фиксации сигнала, особенно в динамических средах, где условия сигнала могут быстро меняться. Моделирование этих алгоритмов имеет жизненно важное значение для

тестирования и повышения производительности приемника. Используя такие инструменты, как MATLAB и Simulink, инженеры могут создавать подробные симуляции, которые воспроизводят реальные условия. Эти симуляции позволяют тестировать различные методы обработки сигналов и выявлять потенциальные улучшения, что приводит к разработке более совершенных и точных GPS-приемников.

Инструменты моделирования

Такие инструменты, как MATLAB и Simulink, часто используются для моделирования обработки сигнала GPS. Эти инструменты позволяют исследователям моделировать различные сценарии, тестировать алгоритмы приемника и выявлять потенциальные улучшения. Воссоздавая реальные условия, эти инструменты играют решающую роль в развитии технологии GPS. Например, можно моделировать поведение сигналов в городских условиях с высокими зданиями, густыми лесами или открытыми полями. Понимая, как на сигналы влияет различное окружение, инженеры могут проектировать приемники GPS, которые корректно функционируют в различных условиях, обеспечивая точное позиционирование для пользователей по всему миру.

Методы исправления ошибок

Для достижения высокой точности системы GPS используют методы исправления ошибок, такие как дифференциальное позиционирование GPS (DGPS) и позиционирование в реальном масштабе времени с помощью кинематики (RTK). DGPS повышает точность, используя сеть наземных опорных станций, которые предоставляют данные коррекции приемникам GPS. Этот метод может значительно уменьшить ошибки, вызванные атмосферными условиями и другими факторами. Позиционирование RTK обеспечивает точность на уровне сантиметра, исправляя ошибки сигнала в реальном масштабе времени. Этот метод особенно полезен в приложениях, требующих высокой точности, таких как геодезия, строительство и навигация автономного транспортного средства. Моделируя эти методы исправления ошибок, исследователи могут оптимизировать их реализацию и повысить общую точность систем GPS.

Результаты моделирования

Было произведено моделирование сигналов спутника GPS в среде MATLAB. На рисунке 1 показаны два графика, иллюстрирующие первые 30 символов кода спутника GPS. Эти графики демонстрируют один и тот же код спутника GPS в двух разных форматах: исходный двоичный формат и преобразованный формат с использованием +1 и -1. Преобразование в +1 и -1 особенно эффективно при обработке сигналов GPS, поскольку оно облегчает математические операции, связанные с кросс-корреляцией и другими задачами обработки.

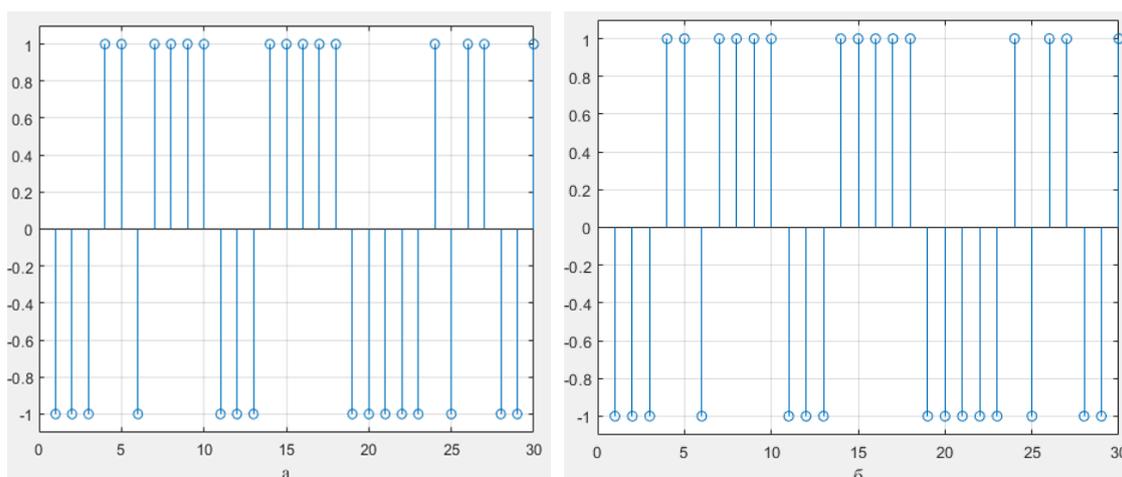


Рис.1. Графическое изображение 30 первых символов кода спутника GPS приведено
(а) Код GPS в двоичных символах (б) Код GPS в символах "1", "-1"

На рис.2 показаны различия между непрерывным сигналом GPS, передаваемым спутником, и дискретизированной версией сигнала, обрабатываемой приемником. Дискретизация является важнейшим шагом в обработке сигнала GPS, позволяя приемнику точно анализировать и декодировать сигнал.

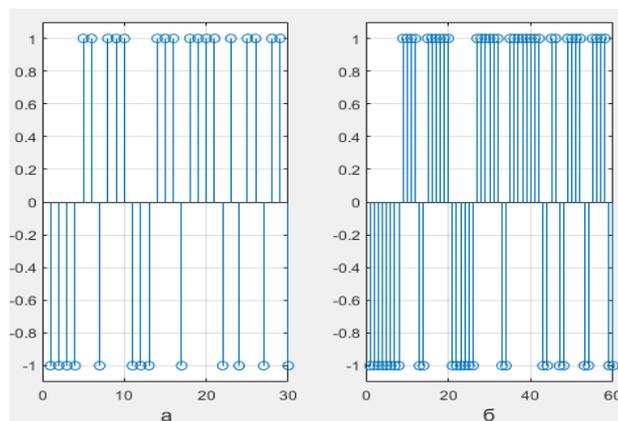


Рис.2. Тридцать символов кода спутника GPS: (а) без дискретизации, (б) частота дискретизации

На рисунке 3. показаны четыре диаграммы рассеяния, каждая из которых демонстрирует корреляцию между сигналом GPS и соответствующим ему зашумленным сигналом в различных шумовых условиях. Эти графики показывают, как возрастающие уровни шума влияют на способность точно коррелировать сигнал GPS с его копией без шума. По мере увеличения уровня шума пики корреляции становятся менее четкими, что затрудняет обнаружение сигнала. учет этой взаимосвязи имеет решающее значение для улучшения алгоритмов приемника GPS и обеспечения точного позиционирования даже в шумных условиях.

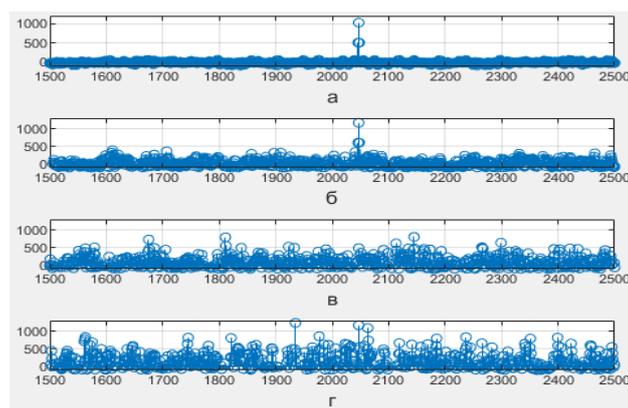


Рис 3. Корреляция сигнала с шумом и копии сигнала: (а) шум отсутствует; (б) шум в 4 раза выше уровня сигнала; (в) шум в 8 раз выше уровня сигнала; (г) шум в 12 раз выше уровня сигнала

Заключение

Моделирование сигналов в навигационных системах GPS — сложная, но важная и необходимая область исследования. Приложения для моделирования GPS выходят за рамки систем навигации и имеют решающее значение в таких областях, как геодезия, автономные транспортные средства и геопространственные науки. Например, точное моделирование GPS необходимо для создания подробных карт, управления беспилотными автомобилями и проведения научных исследований, которые опираются на точные данные о местоположении. По мере развития технологий можно ожидать дальнейшего повышения точности и надежности GPS, обусловленного продолжающимися исследованиями и инновациями в моделировании сигналов. Будущие тенденции могут включать интеграцию GPS с другими системами позиционирования, такими как ГЛОНАСС и Galileo, для предоставления еще более точной и надежной информации о местоположении.

Список использованных источников

1. Каплан, Э. Д. и Хегарти, К. Дж. (2006). Понимание GPS: принципы и приложения. Artech House.
2. Мисра, П. и Энге, П. (2010). Глобальная система позиционирования: сигналы, измерения и производительность. Ganga-Jamuna Press.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ ГЛОНАСС

ЧАН НЬЕЙН ЧЖО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: channyeinkyaw66284@gmail.com

Аннотация. ГЛОНАСС (глобальная навигационная спутниковая система) — одна из наиболее известных глобальных спутниковых навигационных систем, предоставляющая данные о местоположении объектов в реальном масштабе времени практически в любой точке Земли. Моделирование функционирования системы ГЛОНАСС является актуальной задачей и включает в себя создание моделей, которые имитируют реальные характеристики сигналов, методы модуляции и протоколы передачи данных. Такое моделирование оценить эффективность функционирования системы ГЛОНАСС путем оценки трактов формирования и приема-передачи сигналов, тестирования алгоритмов и разработки на этой основе новых технологий.

Введение

Рубеж XX-XXI веков выделяется двумя значимыми событиями. Спутниковые радионавигационные системы глобального позиционирования становятся в ряд систем массового обслуживания, компьютер стал в неограниченных объемах доступен многочисленным пользователям. Спутниковая радионавигация применяется в авиации, управлении наземным и морским транспортом, геодезии, картографии, мониторинге газо- и нефтепроводов, высотных сооружений, наблюдениям за смещением материков и многих других отраслях.

При этом достигнуты точности определения координат от миллиметров до нескольких десятков метров. Мировое сообщество может пользоваться спутниковыми системами GPS и ГЛОНАСС безвозмездно. В стадии завершения находятся системы EGNOS и GALILEO, ориентированные на широкий круг потребителей.

Предлагаемая работа является одной из попыток представить сложный расчетный материал по вопросам спутниковой радионавигации на программных продуктах, написанных в среде MatLab.

Основная часть

Системы спутниковой навигации работают путем передачи сигналов с орбитальных спутников на приемники на Земле. Эти сигналы содержат информацию о положении спутника, времени и другие важные данные. Сигналы ГНСС являются широкополосными и характеризуются широким спектром занимаемых частот.

Использование сигналов с расширенным спектром обеспечивает эффективную передачу данных даже в сложные условия наличия шумов и помех. Основные компоненты сигналов GNSS включают в себя данные, псевдослучайные коды и несущие частоты. Компонент данных несет информацию о спутнике, включая эфемериды, поправки часов и состояние системы.

Псевдослучайные коды, такие как код C/A в GPS и M-последовательность в ГЛОНАСС, используются для спутниковой идентификации, синхронизация сигналов и измерение дальности. Несущая частота модулируется этими кодами для создания навигационных сигналов, передаваемых спутниками.

Спутниковые коды ГЛОНАСС: изучение M-Sequence

Система ГЛОНАСС использует M-последовательности в качестве основных псевдослучайных кодов для идентификации и определения дальности спутников. M-последовательности, также известные как последовательности максимальной длины, генерируются с помощью специального генератора, полинома и сдвигового регистра. Каждый спутник ГЛОНАСС имеет уникальную M-последовательность, что позволяет приемникам различать спутники.

M-последовательности обладают характеристиками, которые являются практически идеальными для навигационных сигналов. Такие последовательности демонстрируют высокие автокорреляционные и низкие кросс-корреляционные свойства. С другой стороны, они имеют низкую

корреляцию с другими М-последовательностями, что позволяет приемникам эффективно идентифицировать и изолировать определенные спутниковые сигналы.

М-последовательность ГЛОНАСС представляет собой двоичную последовательность длиной 511 чипов. Каждый чип имеет длительность 1,9569 микросекунды. Уникальные характеристики М-последовательности обеспечивают повышенную точность системы ГЛОНАСС: приемники измеряют временную задержку между передачей и приемом сигнала с достаточной точностью, чтобы впоследствии определить расстояние до спутников.

Результаты моделирования

Моделирование псевдослучайного кода спутников ГЛОНАСС предполагает создание математического представления кода, используемого спутниками для модуляции своих сигналов. Моделирование производилось в среде MatLab. Результаты моделирования представлены на следующих рисунках

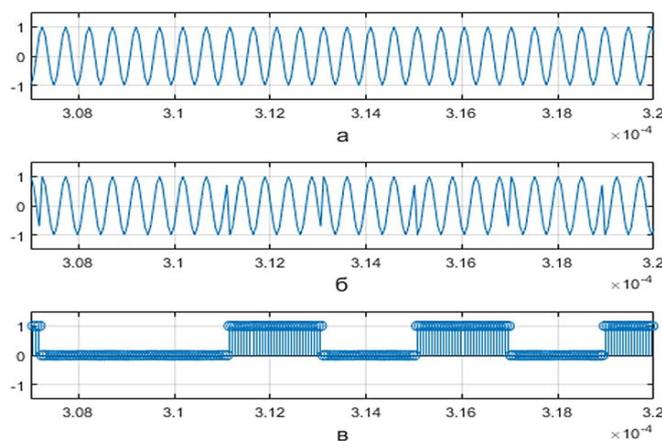


Рис.1. Сигнал ГЛОНАСС: а- несущая; б-модулированная несущая; в- выборка дискретизированной М-последовательности

График (а) показывает несущий сигнал, который представляет собой синусоиду, которую можно модулировать для переноса информации. По сути, это необработанный сигнал до добавления каких-либо данных. График (б) изображает модулированный несущий сигнал, то есть несущее колебание было изменено путем кодирования. Модуляция изменяет амплитуду, частоту или фазу несущей волны для передачи данных. График (в) иллюстрирует дискретизированную М-последовательность, которая является типом двоичной последовательности, используемой в системах связи для расширения спектра сигнала. Это метод, гарантирующий, что сигнал может быть точно принят и интерпретирован даже при наличии шума.

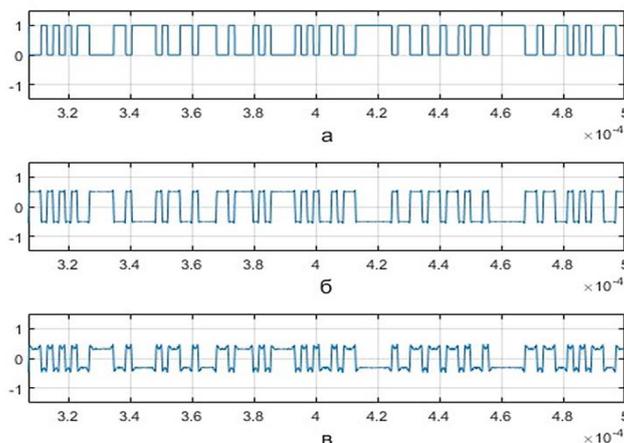


Рис.2. Сигнал ГЛОНАСС: а- М-последовательность до модуляции; б- М-последовательность после модуляции и фильтрации фильтром с максимально плоской характеристикой; в- М-последовательность после модуляции и фильтрации фильтром с эллиптической характеристикой

На рисунке 2 показано форма сигнала ГЛОНАСС, преобразованного после модуляции и фильтрации. М-последовательность претерпевает значительные изменения, поскольку она модулируется и обрабатывается различными типами фильтров. Этот процесс необходим для обеспечения целостности и производительности сигнала в спутниковых навигационных системах. Эти графики наглядно демонстрируют, как сигнал формируется для передачи по каналу связи для точного декодирования приемниками даже при наличии шума и помех. Выбор фильтров влияет на характеристики сигнала, балансируя между сохранением целостности сигнала и достижением желаемых частотных характеристик.

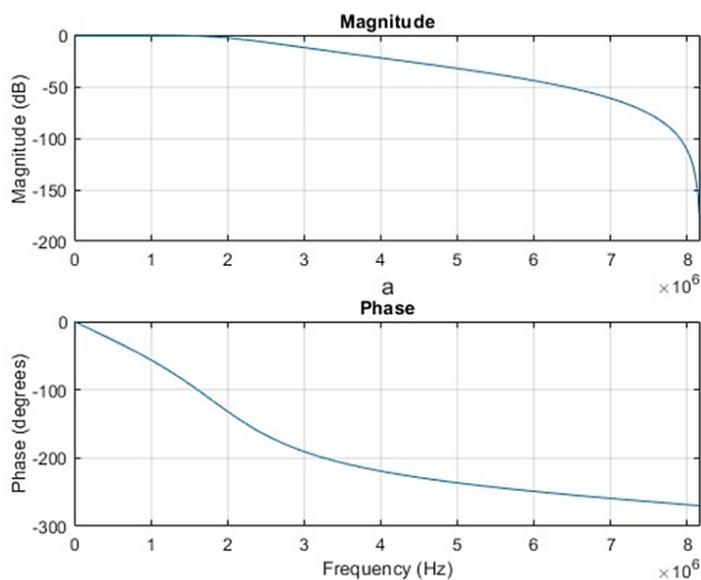


Рис.3. Фильтр с максимально плоской характеристикой: верхний график- АЧХ; нижний график-ФЧХ

На рис.3 показана частотная характеристика фильтра с максимально плоской характеристикой. На рис.3а представлена амплитудная характеристика. График показывает величину отклика фильтра в децибелах (дБ) на разных частотах (Гц).

На рис.3.в представлена фазовая характеристика (нижний график): Этот график иллюстрирует фазовый сдвиг, вносимый фильтром в градусах в том же диапазоне частот. По мере увеличения частоты фазовый угол уменьшается, демонстрируя, как фильтр влияет на фазу входного сигнала.

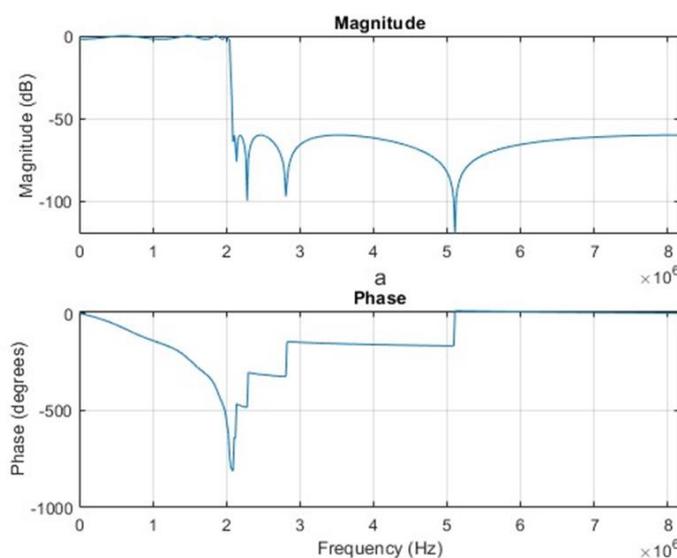


Рис.4. Фильтр с эллиптической характеристикой-Figure 4: верхний график- АЧХ; нижний график-ФЧХ

На рис.4 представлены характеристики эллиптического фильтра. График амплитудно-частотной характеристики подчеркивает способность фильтра ослаблять сигналы за пределами определенной частоты, что делает его полезным для приложений, требующих резких частот среза. График фазочастотной характеристики иллюстрирует фазовое искажение, вносимое фильтром, что важно для поддержания целостности сигнала.

В целом, графики на рис.4 представляют ценную информацию о производительности эллиптических фильтров при обработке сигналов, что может быть эффективно применено при проектировании системы с точными частотными и фазовыми характеристиками. Данная информация может быть полезной и важной для таких приложений, как спутниковая навигация, где точная фильтрация сигнала необходима для надежной передачи данных.

Заключение

Результаты моделирования навигационных сигналов в системе ГЛОНАСС представляют собой ценную информацию о функционировании и характеристиках этих сигналов, что необходимо для точной и надежной спутниковой навигации при проектировании и эксплуатации глобальной системы ГЛОНАСС. Модели сигналов ГЛОНАСС, полученные в MATLAB, позволяют более точно оценить сложные процессы, связанные с генерацией, модуляцией, передачей и приемом сигнала, что в конечном счете позволяет повысить эффективность функционирования глобальной навигационной системы.

Список использованных источников

1. Бабак В. П., Конін В. В., Харченко В. П. Спутникова радіонавігація. – К.: Техніка, 2004. – 328 с.
2. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (Интерфейсный контрольный документ, пятая редакция). – М.: Координационный научно – информационный центр Российской Федерации, 2002. – 57 с.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования/Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 3-е, перераб.- М.: Радиотехника, 2005.- 687 с.
4. Гофман-Велленгоф В. Глобальна система визначення місцеположення (GPS): Теорія і практика/ В. Гофман-Велленгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз / Пер. з англ.; За ред. акад. Я. С. Яцківа. – К.: Наук. думка, 1996. – 391 с.
5. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6. 5+ Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя.- М. :СОЛОН Пресс, 2002.- 768 с.

**ОБЛИК БОРТОВОГО РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ НА
БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ ДЛЯ ГУМАНИТАРНОГО РАЗМИНИРОВАНИЯ**

А. М. КИЕВСКИЙ, Д. Н. ПОНЕДЬКО, НГУЕН ХОАНГ ХИЕП, С. В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: temkaakievskiy@gmail.com

Аннотация. Обоснован облик бортовой РЛС с синтезированием апертуры для беспилотного летательного аппарата для решения задач гуманитарного разминирования с возможностью обнаружения слабозаглубленных отражающих объектов и объектов, скрытых растительностью. Приведена структурная схема РСА. Указаны особенности выбора диапазона частот, параметров сигналов и антенны. Выполнены оценки производительности РСА при решении типовых задач.

Abstract. The appearance of an on-board radar with aperture synthesis for an unmanned aerial vehicle for solving humanitarian demining tasks with the possibility of detecting poorly buried reflective objects and objects hidden by vegetation is substantiated. A block diagram of the RSA is given. The features of the choice of the frequency range, signal parameters and antenna are given. The estimates of the RSA performance in solving typical tasks have been performed.

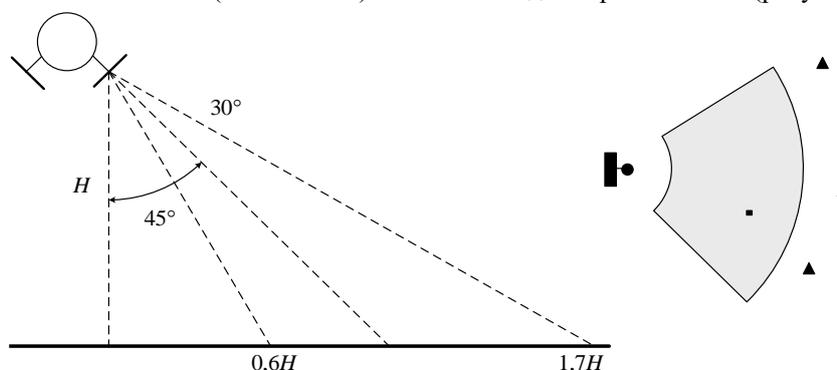
Введение

Задача гуманитарного разминирования ввиду расширения числа и масштабов военных конфликтов в мире является весьма актуальной [1]. Это требует разработки специальных технических средств. Для обнаружения взрывоопасных объектов используются различные миноискатели и радары подповерхностного зондирования [2]. Однако, их применение связано с опасностью до людей, проводящих эти работы, и, в целом, характеризуется низкой производительностью. Повышение производительности и безопасности работ по обнаружению взрывоопасных предметов может быть достигнуто при использовании радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате (БЛА) [3-6].

Цель статьи – обоснование технических характеристик РСА на БЛА для гуманитарного разминирования.

Характеристики носителя, диапазон рабочих частот и параметры зондирующих сигналов

Полагаем, что РСА размещается на БЛА произвольного типа (самолетного, вертолетного или мультироторного), способного совершать полет по заданной программе с малым радиусом разворота со скоростью полета $V = 20 \dots 30$ м/с (72...96 км/ч). Основной вид обзора – боковой (рисунок 1).

**Рис. 1.** Геометрия радиолокационного наблюдения

Исходя из необходимости достижения хорошей проникающей способности выберем диапазон частот 500...700 МГц ($\lambda=0,6\dots0,429$ м) В качестве передающей и приемной антенн используем полуволновые вибраторы (на центральную длину волны 0,5 м). Согласование антенны с трактом выполним на основе динамического принципа согласования [10].

Использование диапазона 500...700 МГц в сочетании с вибраторной антенной обеспечивает:

- хорошую проникающую способность зондирующего сигнала под густую растительность;
- возможность синтеза апертуры в широком диапазоне углов по азимуту порядка $\pm 30^\circ$ от бокового направления; это обеспечивает возможности разноракурсного наблюдения одного и того же участка земной поверхности для обнаружения опасных предметов и некогерентного накопления с уменьшением уровня спекл-шума на формируемом радиолокационном изображении (РЛИ);
- отсутствие проблемы азимутальной неоднозначности.

Вибратор ориентируем под углом $(30...45)^\circ$ к горизонту. Тогда, для высоты полета H и ширина главного лепестка ДН вибратора 30° ширина полосы обзора на земной поверхности составит $\Delta L \approx 1,1H$.

В качестве зондирующего сигнала РСА используем непрерывное излучение с частотной модуляцией (FMCW), что позволяет получить высокую разрешающую способность по наклонной дальности при низких требованиях к аппаратуре обработки. Типовые FMCW-радиолокаторы имеют период повторения зондирующего сигнала с частотной модуляцией порядка $T_r = 1...2$ мс, что определяется быстродействием синтезаторов частот [3-6]. Примем $T_r = 1$ мс.

Для РСА при указанной на рисунке 1 геометрии наблюдения максимальная дальность $r_{\max} \approx 1,7H$. Минимальная разрешающая способность по поперечной дальности, которая будет на дальней границе полосы захвата, при времени синтезирования T_c составит

$$r_{\perp} \approx \frac{\lambda H}{2VT_c \cos(60^\circ)}.$$

Отметим, что с учетом выбранного диапазона частот, скорости полета БЛА, периода повторения и ширины главного лепестка ДН антенны азимутальная неоднозначность отсутствует, то есть $\frac{2V}{\lambda} < \frac{1}{2T_r}$

В таблице 1 приведены результаты расчетов основных параметров РСА для различных высот полета. Расчет производительности проведен для доли полезного времени на радиолокационную съемку (с учетом разворотов БЛА и т.д.) в 60% от общего времени полета.

Таблица 1. Основные характеристики радиолокационной съемки в зависимости от высоты полета БЛА

Высота полета, м	Ширина полосы захвата, м	Максимальная наклонная дальность, м	Минимальная Разрешающая способность по поперечной дальности, м	Производительность радиолокационной съемки, км ² /час
50	55	100	0,63	2,4
100	110	200	1,25	4,8
200	220	400	2,5	9,5
400	440	800	5	19

Как следует из таблицы 1, приемлемая разрешающая способность по поперечной дальности, обеспечивающая локализацию металлических отражающих объектов с неопределенностью порядка 1 метра, будет достигаться при высоте полета БЛА 50...100 м. Большая высота полета может быть использована при обзорном режиме.

Исходя из достижения примерно одинаковой разрешающей способности по поперечной и по горизонтальной дальности $\Delta r_{\Gamma} \approx \frac{c}{2\Delta f_0 \sin(30^\circ...60^\circ)} = \frac{(0,6...1)c}{\Delta f_0}$ (на ближней границе полосы захвата)

порядка 1 м, ширина спектра зондирующего сигнала должна быть 200...300 МГц.

Максимальная полоса частот сигнала на выходе смесителя (максимальная разностная частота)

$f_{P_{\max}} \approx \frac{2\Delta f_0}{T_c} \frac{r_{\max}}{c}$ при высоте полета 100 м составит порядка 400 кГц. Частота дискретизации (при

бесквadrатурной обработке) может быть принята $F_s = 1$ МГц.

Требуемая мощность излучения исходя из достижения отношения сигнал/шум на радиолокационном изображении 30 дБ при ЭОП точечного отражателя 0,01 м² должна составлять величину $P_{tr} = 10$ мВт.

Оценим возможность по обнаружению небольших металлических объектов с использованием РСА. Для оценки возможности обнаружения мин и других предметов рассчитывалась ЭОП металлического диска диаметром $d=0,1; 0,2$ и $0,3$ м. Расчеты проводились по формуле

$$\sigma_r \approx \frac{4\pi \pi d^2}{\lambda^2 4} \left(2 \frac{J_1\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \theta\right)}{\frac{2\pi d}{\lambda} \theta} \right)^2.$$

Результаты расчетов для двух длин волн в зависимости от угла падения θ приведены на рисунке 3.

В таблице 2 приведены данные по удельной ЭОП различных типов земной поверхности для выбранной длины волны.

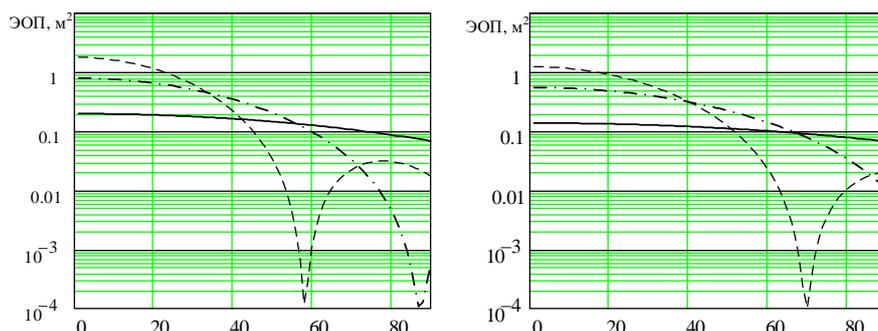


Рис. 2. Зависимости ЭОП металлического диска от угла падения:
а – длина волны 0,5 м; б – длина волны 0,6 м

Таблица 2. Удельные ЭОП основных типов земной поверхности для длины волны 0,5 м

№	Тип поверхности	Удельная ЭПР, дБ/м ²
1	Бетон	-64
2	Пашня	-50
3	Снег	-44
4	Лиственный лес (сухой)	-24
5	Лиственный лес летом после дождя	-19
6	Лиственный лес зимой	-44
7	Хвойный лес зимой и летом	-24
8	Луг с травой, высотой >0,5 м	-25
9	Луг с травой высотой <0,5 м	-29

Для заданной геометрии наблюдения угол падения находится в диапазоне $30...60^\circ$, что обеспечивает ЭОП предмета $0,2...0,1$ м² ($d=0,1$ м), $0,7...0,1$ м² ($d=0,2$ м) и $0,8...0,1$ м² ($d=0,3$ м).

ЭОП площадки земной поверхностью площадью 1 м² для основных типов земной поверхности составляет величину менее 0,01 м². Это свидетельствует о возможности наблюдения указанных объектов на фоне основных типов поверхностей.

Структурная схема РСА

Структурная схема РСА приведена на рисунке 3.

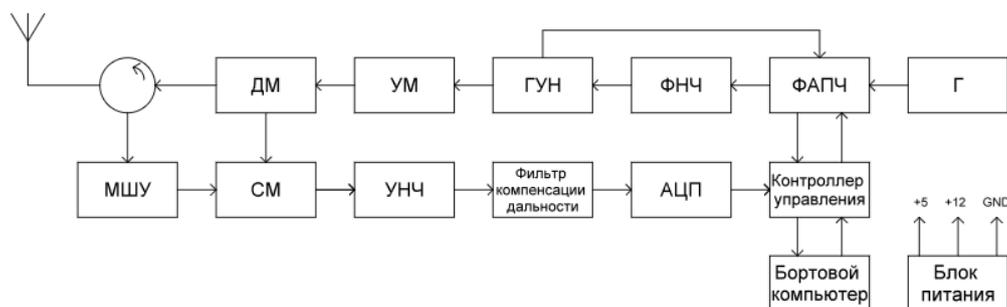


Рис. 3. Структурная схема РСА

На рис.3 обозначены: ДМ – делитель мощности; МШУ – малошумящий усилитель; СМ – смеситель; УНЧ – усилитель нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; УМ – усилитель мощности, ГУН – генератор управляемый напряжением, ФНЧ – фильтр нижних частот; ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты, Г – генератор.

Ферритовый циркулятор позволяет использовать одну антенну в качестве приемной и передающей, что облегчает конструкцию и позволяет использовать меньший БЛА.

Управление радиолокатором осуществляется с помощью контроллера управления по командам от бортового компьютера.

В ходе радиолокационной съемки формируемый траекторный сигнал может передаваться на наземный пункт приема и обработки по каналу связи с соответствующей и относительно небольшой (3...4 Мбит/с) пропускной способностью, либо записываться на флеш-память с последующим снятием данных по окончании полета БЛА.

Формирование радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности осуществляется с использованием стандартных вычислительных средств на мобильном наземном пункте обработки информации.

Проблемные вопросы создания РСА и пути их решения

Анализ структуры и смежных по направлению разработок [3-6] позволяет выделить следующие проблемные вопросы создания РСА:

обеспечение излучения и приема сигналов с шириной спектра 200...300 МГц с использованием вибраторной антенны с центральной частотой 600 МГц;

компенсация мощности «просачивающегося» зондирующего сигнала [3];

подавление мощных альтиметровых отражений от участка земной поверхности, расположенных под БЛА-носителем;

обеспечение построения радиолокационных изображений в условиях миграции дальности [3,5,7,8];

компенсация траекторных нестабильностей БЛА [3,5,9].

Кроме того, существенный интерес представляет определение отражательных характеристик объектов радиолокационного наблюдения (мины и другие опасные предметы) в указанном диапазоне частот.

Обеспечение излучения и приема сигналов с шириной спектра 200...300 МГц с использованием вибраторной антенны может быть достигнуто путем использования динамического принципа согласования [5].

Компенсация мощности «просачивающегося» зондирующего сигнала в значительной степени определяется развязкой между одной антенной в режиме приема/передачи или развязкой между отдельными приемными и передающими антеннами.

Использование отдельных приемной и передающей антенн (вибраторов) требует обеспечить достаточно большое, порядка $(3...4)\lambda$, расстояние между вибраторами. При меньшем расстоянии взаимное сопротивление вибраторов оказывается большим, что приводит к низкому уровню развязки и искажению диаграмм направленности. Обеспечение необходимого расстояния между приемной и передающей антенной для БЛА является проблематичным.

При использовании одной антенны необходимо использование циркулятора, обеспечивающего уровень развязки 17...20 дБ. Кроме того, необходимо учитывать коэффициент отражения сигнала от антенны (минус 10...20 дБ). Исходя из этого мощность «просачивающегося» зондирующего сигнала на входе приемника может составлять величину порядка $P_{пр} = 1$ мВт.

Требуемый динамический диапазон

$$D \approx 10 \lg \frac{P_{пр}}{P_{r_{\min}}},$$

где $P_{r_{\min}} = \frac{P_{tr} G^2 \lambda^2 \sigma_{\min}}{(4\pi)^3 r_{\max}^4}$ - минимальная мощность принимаемого полезного сигнала; σ_{\min} -

минимальная ЭОП обнаруживаемой цели. Для $\sigma_{\min} = 10^{-3} \text{ м}^2$, $G = 1,5$ - коэффициент усиления диполя; $r_{\max} = 200 \text{ м}$ - максимальная дальность до цели, получим $D = 117 \text{ дБ}$.

Реализация такого динамического диапазона проблематична. Поэтому, в РСА требуется использование компенсатора просачивающегося сигнала [3] или режекторного фильтра на околонулевые значения разностной частоты [4].

Для компенсации траекторных нестабильностей БЛА традиционно используются навигационные приемники с поддержкой режима RTK или в сочетании с инерциальными навигационными системами. Эти варианты являются достаточно емким в аппаратурном плане. Кроме того, могут быть использованы методы автофокусировки по отдельным отражателям с достаточной амплитудного отраженного сигнала. С учетом относительно небольшой зоны наблюдения наличие таких отражателей не может быть гарантировано.

Поэтому, для рассматриваемого РСА предлагается два варианта компенсации траекторных нестабильностей:

1) по периметру области наблюдения размещаются не менее 3-х активных переотражателей-ретрансляторов с эквивалентной ЭОП порядка 10^4 м²; эти отражатели могут размещаться на безопасных местах на расстоянии 0,5...3 км от текущей области наблюдения; измерение дальности до указанных отражателей обеспечивает возможность определения текущих траекторных параметров носителя РСА;

2) на борту БЛА размещается ретранслятор навигационного сигнала GPS на выделенную частоту, а на станции управления БЛА размещается навигационный приемник (одно- или двухчастотный) с дополнительным каналом приема ретранслированного сигнала; точные координаты БЛА определяются путем обработки ретранслированного сигнала в рамках суммарной дальномерной системы [11].

Заключение

Основные особенности предлагаемой РСА на БЛА для гуманитарного разминирования заключаются в использовании диапазона длин волн около 0,5 м в сочетании с применением легкой дипольной антенны с динамическим принципом согласования в диапазоне рабочих частот. Это обеспечивает высокие возможности по обнаружению опасных предметов и определения их координат с неопределенностью порядка 1 м.

Список использованных источников

1. International Standards for Humanitarian Mine Clearance Operations. – UN-1996, – 75 p.
2. Малевич И.Ю., Лопатченко А.С. Портативный ЛЧМ радар подповерхностного зондирования / Доклады БГУИР, № 1, 2018. – С. 75-81.
3. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
4. Горбатов, К. Решение «Альфа-прибор» для измерения скорости железнодорожных составов / К. Горбатов, В. Логинов, Ю. Котенев // СВЧ-электроника №3 2020. – С. 10-16.
5. Кузнецов В. А., Гончаров С. А. Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 28-72. URL: <http://sccs.intelgr.com/archive/2017-03/02-Kuznetsov.pdf>.
6. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съемки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера // Журнал радиоэлектроники. 2019. № 4. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf>.
7. Moreira A., Huang Y. Airborne SAR processing of highly squinted data using a chirp scaling approach with integrated motion compensation // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 1994. Vol. 32. No. 5. P. 1029-1040.
8. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. McGraw-Hill, New York, 2005, 894 p.
9. Каменский К.В. Влияние траекторных нестабильностей и характеристик бортовой навигационной системы на качество радиолокационного изображения при синтезировании апертуры // Труды МАИ. 2022. № 125. DOI: 10.34759/trd-2022-125-14.
10. Киевский А.М. Способ динамического согласования приемо-передающего тракта и антенны радиолокатора с непрерывным излучением и частотной модуляцией / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, С.В. Козлов // в наст. сборнике.
11. Пряничников В.В. Высокоточное оценивание траектории объектов на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS / В.В. Пряничников, С.В. Козлов // в наст. сборнике.

ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РЕТРАНСЛЯЦИИ НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ GPS

В. В. ПРЯНИЧНИКОВ, С. В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. Предложен способ оценивания координат и параметров движения мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS. Способ предусматривает ретрансляцию сигнала L_1 GPS на произвольную (свободную) частоту, прием прямого и ретранслированного навигационных сигналов наземным приемным пунктом с известными координатами, определение местоположения мобильного объекта суммарно-дальномерным способом с коррекцией измеряемых навигационных параметров по прямому навигационному сигналу и фильтрацию траектории объекта в соответствии с выбранной моделью движения. Проведена оценка эффективности предлагаемого способа и показана возможность оценивания координат мобильного объекта в реальном масштабе времени без постобработки со средними квадратическими ошибками порядка 2,5...4 м.

Abstract. A method for estimating coordinates and parameters of mobile objects' motion based on GPS signal retransmission is proposed. The method involves retransmitting an L_1 GPS signal to an arbitrary (free) frequency, receiving direct and retransmitted navigation signals by a control and management station with known coordinates, determining the location of a mobile object using a total-range method with correction of measured navigation parameters based on a direct navigation signal, and filtering the object's trajectory in accordance with a selected motion model. An assessment of the proposed method's effectiveness is made, and the possibility of estimating the coordinates of a mobile object in real time without postprocessing with mean square errors of about 2,5...3 m is shown.

Введение

В ряде практических применений актуальна задача высокоточного оценивания координат мобильных объектов и их управлением в реальном масштабе времени. В качестве примера можно привести задачу высокоточного определения координат сельскохозяйственной техники и беспилотных летательных аппаратов или при точном земледелии [1,2] или определение координат БЛА с бортовым радиолокатором с синтезированной апертурой для гуманитарного разминирования [3]. Традиционно указанная задача решается за счет использования комплексирования бортовой инерциальной навигационной системы, бортового навигационного приемника и наземной навигационной аппаратуры с реализацией режима RTK или PPP. Это требует использования навигационного приемника с высоким темпом выдачи данных (0,1 с и менее), наличия каналов связи между мобильным объектом и наземной навигационной аппаратурой с малой задержкой и большого времени постобработки, что исключает возможность использования навигационной информации для непосредственного управления мобильным объектом и является достаточно дорогостоящим решением.

В [4] предложен способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS, который является основой для предлагаемого способа определения координат мобильного объекта.

Цель статьи – обоснование способа определения координат мобильных объектов на основе ретрансляции сигналов GPS на частоте L_1 и характеристик аппаратуры для реализации способа.

Содержание способа на основе ретрансляции навигационных сигналов

Для оценивания координат мобильных объектов предлагается следующий способ. На мобильном объекте размещается ретранслятор навигационных сигналов на частоте $f_1=1575,42$ МГц GPS на некоторую частоту ретрансляции f_p . Частота ретрансляции в РБ может быть выбрана, например, в диапазонах 2400-2483,5 МГц, 5650-5725 МГц или 5785-5875 МГц которые разрешены для технологических сетей электросвязи и радиоэлектронных средств беспроводного широкополосного

доступа при соответствующем согласовании [https://belgie.by/en/kontrol_res_i_vchu/pirk_wi-fi]. Предпочтительным по загрузке является диапазон 5785-5875 МГц, в котором можно организовать

большое число каналов передачи с учетом относительно небольшой (1 МГц) ширины спектра сигнала GPS. Кроме того, из энергетических соображений может рассматриваться и более низкочастотный диапазон, например, 400...500 МГц.

В состав аппаратуры наземного приемного пункта (НПП) входит одночастотный навигационный приемник GPS и дополнительный канал приема на частоте f_p . Наземная аппаратура штатным образом принимает прямой навигационный сигнал, выделяет навигационное сообщение $D_{НС}(t)$ и измеряет псевдодальности до видимых навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ). Аналогично, наземная аппаратура принимает ретранслированный сигнал с использованием дополнительного приемного канала (рисунок 1).

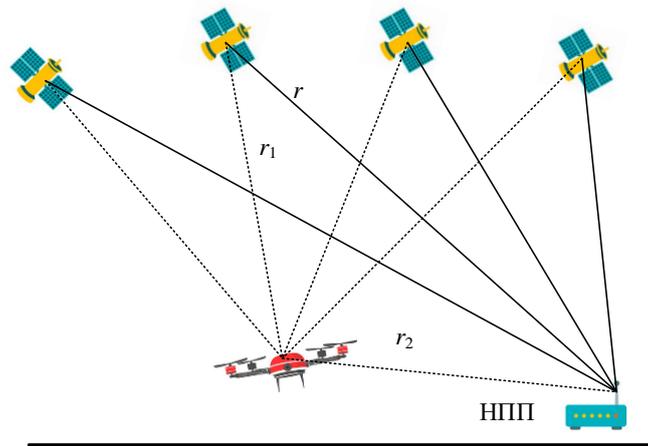


Рис. 1. Геометрия способа

Измеренные псевдодальности для i -го НИСЗ по прямому сигналу

$$\hat{r}_i = r_i + \delta r_{\text{ион}_i} + \delta r_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} + \delta r_{\text{фл}_i}, \quad (1)$$

включают истинные дальности r_i между НИСЗ и ошибки оценивания дальности, обусловленные прохождением сигнала через ионосферу $\delta r_{\text{ион}_i}$, тропосферу $\delta r_{\text{тр}_i}$, ошибки $\delta r_{\text{вр}_i}$ часов НИСЗ, ошибки $\delta r_{\text{эф}_i}$, обусловленные неточностью эфемеридной информации и флуктуационные ошибки $\delta r_{\text{фл}_i}$.

Измеренные псевдодальности для i -го НИСЗ по ретранслированному сигналу

$$\hat{r}'_i = \eta_i + r_2 + \delta r'_{\text{ион}_i} + \delta r'_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} + \delta r'_{\text{фл}_i}, \quad (2)$$

где η_i, r_2 - расстояния от для i -го НИСЗ до объекта и расстояние от объекта до наземной станции; $\delta r'_{\text{ион}_i}$ - ионосферные ошибки на трассе НИСЗ-объект; $\delta r'_{\text{тр}_i}$ - суммарные тропосферные ошибки на трассах «НИСЗ-объект» и «объект-НПП»; $\delta r'_{\text{фл}_i}$ - флуктуационные ошибки по ретранслированному сигналу.

Так как объект находится на небольшом расстоянии от НПП, то можно полагать $\delta r'_{\text{ион}_i} = \delta r_{\text{ион}_i}$; $\delta r'_{\text{тр}_i} = \delta r_{\text{тр}_i}$.

Флуктуационную ошибку при измерении по прямому сигналу можно практически полностью устранить в течении достаточно большого интервала времени путем усреднения. Поэтому суммарная ошибка

$$\delta r_{\Sigma_i} = \delta r_{\text{ион}_i} + \delta r_{\text{тр}_i} + \delta r_{\text{вр}_i} + \delta r_{\text{эф}_i} = \overline{\hat{r}_i - r_i} \quad (3)$$

и измеренные суммарные дальности

$$\hat{r}_{pi} = r_{1i} + r_2 + \delta r_{\Sigma_i} + \delta r'_{\Phi_{Li}}. \quad (4)$$

Скорректированные измерения суммарных дальностей по ретранслированному сигналу:

$$\tilde{r}_{pi} = \hat{r}_{pi} - \delta r_{\Sigma_i}. \quad (5)$$

Определение декартовых координат объекта во вращающейся гринвичской системе координат можно проводить суммарно-дальномерным методом с учетом коррекции

$$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z} = \arg \min \sum_i \frac{(r_{1i}(x, y, z) + r_2(x, y, z) - \tilde{r}_{pi})^2}{\sigma_{pi}^2}, \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} r_{1i}(x, y, z) &= \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2 + (Z_i - z)^2}; \\ r_2(x, y, z) &= \sqrt{(x_{\text{ПП}} - x)^2 + (y_{\text{ПП}} - y)^2 + (z_{\text{ПП}} - z)^2} \end{aligned} \quad (7)$$

- дальности между объектом и i -м НИСЗ и объектом и НПП, выраженные через декартовые координаты объекта (x, y, z) , координаты НИСЗ (X_i, Y_i, Z_i) и координаты фазового центра антенны НПП $(x_{\text{ПП}}, y_{\text{ПП}}, z_{\text{ПП}})$; σ_{pi}^2 - дисперсия измерения дальности по ретранслированному сигналу i -го НИСЗ.

Второй вариант заключается в переходе к разностно-дальномерному методу:

$$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z} = \arg \min \sum_{i, j > i} \frac{(\Delta r_{pi, j}(x, y, z) - \tilde{r}_{pi} + \tilde{r}_{pj})^2}{\sigma_{pi}^2 + \sigma_{pj}^2}, \quad (8)$$

где

$$\Delta r_{pi, j}(x, y, z) = r_{1i}(x, y, z) - r_{1j}(x, y, z).$$

По измеренным и скорректированным значениям \tilde{r}_{pi} для соответствующего числа видимых НИСЗ решаем навигационную задачу и определяем декартовые координаты $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z})$ объекта.

Полученные значения используются для фильтрации координат с использованием расширенного фильтра Калмана. По результатам фильтрации оценивается вектор состояния объекта $\boldsymbol{\theta} = (x, \dot{x}, \delta_{\dot{x}}, y, \dot{y}, \delta_{\dot{y}}, z, \dot{z}, \delta_{\dot{z}})^T$, где $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ - составляющие скорости по осям координат; $\delta_{\dot{x}}, \delta_{\dot{y}}, \delta_{\dot{z}}$ - приращения скорости.

Модель движения объекта

Для построения фильтра Калмана используется модель движения объекта на основе модели Зингера [5] с коррелированными вторыми приращениями вида

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{\lambda}_{k-1} + \mathbf{u}_k, \quad (9)$$

где $\boldsymbol{\lambda}_k = (x, \dot{x}, \delta_{\dot{x}}, y, \dot{y}, \delta_{\dot{y}}, z, \dot{z}, \delta_{\dot{z}})^T$ - вектор состояния; \mathbf{u}_k - вектор возбуждения, формируемые из белого шума и определяемый временем поступления данных T , временем корреляции маневра τ_M и

среднеквадратическим значением маневра $\sigma_M = \sqrt{\frac{a_{\text{max}}^2}{3}(1 + 4p_1 - p_0)}$, где a_{max} - максимальное ускорение объекта; p_1, p_0 - вероятности движения с максимальным ускорением и нулевого ускорения; $\boldsymbol{\Phi}$ - фундаментальная матрица вида

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Phi}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Phi}_0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{\Phi}_0 \end{pmatrix}; \quad \boldsymbol{\Phi}_0 = \begin{pmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Алгоритм обработки принимаемого ретранслированного сигнала и измерения времени задержки

Традиционно в аппаратуре потребителей используется когерентное накопление принимаемых навигационных сигналов в пределах одного периода повторения. Накопление проводится в корреляторах или согласованных фильтрах. При обработке ретранслированного навигационного сигнала возможна реализация междупериодного когерентного накопления отраженного сигнала, так как прямой навигационный сигнал принимается раньше, чем ретранслированный, что дает возможность оценки навигационного сообщения.

Время когерентного накопления $T_{\text{КН}} = T$ или период поступления измерений в фильтр Калмана определяется из следующих соображений. С одной стороны, этот период должен быть достаточно малым, менее характерной времени корреляции маневра объекта. С другой стороны, увеличение времени накопления приводит к увеличению отношения сигнал/шум, уменьшению вероятности возникновения аномальных ошибок и снижения флюктуационных ошибок. Исходя из этих соображений время когерентного накопления может быть выбрано в пределах $T_{\text{КН}} = 100 \dots 200$ мс, что соответствует 5...10 битам навигационного сообщения.

Будем полагать, что навигационный приемник формирует достоверную оценку навигационного сообщения $\hat{D}_{\text{НС}_i}(t) = \pm 1$, а удаление мобильного объекта от НПП не превышает нескольких десятков км, так что временная задержка ретранслированного сигнала по отношению к прямому навигационному сигналу $\frac{r_{1i} + r_2 - r_i}{c}$ будет составлять величину до 10...20 мкс, что составляет не более 0,1% от длительности символа навигационного сообщения (20 мс).

Сигнал от для i -го НИСЗ в составе принимаемого ретранслированного сигнала представим в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{r_i}(t) &= D_{\text{НС}_i}(t) A_i \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} - \frac{r_{1i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)}{c} \right) e^{-j2\pi f_1 \frac{r_{1i} \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)}{c}} e^{j2\pi f_p \left(t - \frac{r_2(t)}{c} \right)} \approx \\ &\approx D_{\text{НС}_i}(t) \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_{01i} + r_{02}}{c} - \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} t - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} t^2 + \frac{V_{r1i} r_{02}}{c^2} \right) \times \\ &\times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} V_{r1i} + V_{r2} \right) t + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) t^2 \right)} e^{j2\pi f_p t}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\dot{U}_{0i}(t)$ - закон внутриимпульсной модуляции (дальномерный код) навигационного сигнала i -го НИСЗ; A_i - амплитуда сигнала; $r_{1i}(t), r_2(t)$ - законы изменения дальности между i -м НИСЗ и объектом и объектом и НПП, которые аппроксимируются выражениями

$$r_{1i}(t) = r_{01i} + V_{r1i} t + \frac{1}{2} a_{r1i} t^2; \quad r_2(t) = r_{02} + V_{r2} t + \frac{1}{2} a_{r2} t^2; \quad (12)$$

$r_{01i}, V_{r1i}, a_{r1i}$ - начальные дальность, радиальная скорость и радиальное ускорение i -го НИСЗ и объекта; r_{02}, V_{r2}, a_{r2} - начальные дальность, радиальная скорость и радиальное ускорение между объектом и НПП; $\lambda_1 = c / f_1 = 0,19$ м; $\lambda_p = c / f_p$ - длина волны навигационного и ретранслированного сигналов.

Принимаемый ретранслированный сигнал:

$$\dot{U}_{\Sigma}(t) = \sum_i \dot{U}_{r_i}(t) + \dot{N}(t), \quad (13)$$

где $\dot{N}(t)$ - внутренний шум приемника НПП, а суммирование ведется по всем видимым НИСЗ.

После переноса на нулевую частоту и перевода сигнала в цифровую форму с частотой дискретизации $F_s > 1$ МГц на интервале накопления длительностью T_H получим последовательность отсчетов принимаемого ретранслированного сигнала $\dot{U}_{\Sigma m}$, $m = 1, M$; $M = [T_H F_s]$.

Для сигнала от i -го НИСЗ после переноса на нулевую частоту получим:

$$\dot{Y}_{r_i}(t) = \dot{U}_{r_i}(t) e^{-j2\pi f_p t} = D_{\text{НС}i}(t) \dot{U}_{0i} \left(t - \frac{r_{01i} + r_{02}}{c} - \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} t - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} t^2 + \frac{V_{r1i} r_{02}}{c^2} \right) \times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_p} \left(\left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} V_{r1i} + V_{r2} \right) t + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) t^2 \right)} \quad (14)$$

Анализ (14) показывает, что для когерентного накопления сигнала от i -го НИСЗ нужно:
провести демодуляцию по оценке навигационного сообщения;
устранить фазовую модуляцию, обусловленную взаимным перемещением НИСЗ, объекта и НПП (комплексная экспонента в (14));

накопить сигнал в корреляторе с опорным сигналом вида $\dot{U}_{0i}(\bullet)$ в (14).

Технически эти операции удобнее разделить на внутривнутрипериодное и междупериодное когерентное накопление сигнала i -го НИСЗ.

Сначала проводится демодуляция по навигационному сообщению и составляющей фазовой модуляции, обусловленной ускорениями, то есть отсчеты корректируются как

$$\dot{U}'_{\Sigma m} = \dot{U}_{\Sigma m} \hat{D}_{\text{НС}i} \left(\frac{m-1}{F_s} \right) e^{j \frac{\pi}{\lambda_p} \left(\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2} \right) \left(\frac{m-1}{F_s} \right)^2} \quad (15)$$

Далее проводится внутривнутрипериодное накопление на длительности навигационного сигнала $T_r = T_0 = 1$ мс. Это накопление проводится без учета трансформации закона модуляции отраженного сигнала методом быстрой свертки (БПФ принятой реализации, умножение на комплексную частотную характеристику согласованного фильтра для одиночного навигационного сигнала с учетом ожидаемого доплеровского сдвига частоты, обратное БПФ). Полученная последовательности отсчетов \dot{Y}'_m на выходе ВПО разделяется по периодам повторения и формируется матрица

$$\dot{S}_{m,k} = \dot{Y}'_{(k-1)M_1+m}; \quad m = \overline{1, M_1}; \quad M_1 = [T_r F_s]; \quad k = \overline{1, K}; \quad K = \left\lceil \frac{T_{\text{КН}}}{T_r} \right\rceil \quad (16)$$

отсчетов сигналов по периодам повторения.

С использованием интерполяции проводится коррекция временных положений сигналов в каждом периоде повторения на величину $\Delta t_k = \frac{V_{r1i} + V_{r2}}{c} (k-1)T_r - \frac{a_{r1i} + a_{r2}}{2c} ((k-1)T_r)^2$:

$$\dot{S}'_{m,k} = F_{\text{инт}} \left(\frac{m-1}{F_s} - \Delta t_k \right), \quad (17)$$

где $F_{\text{инт}}(t)$ - оператор интерполяции – восстановления непрерывного представления сигнала по совокупности его дискретных отсчетов. Для интерполяции удобно использовать ряд Котельникова.

Над полученной матрицей \mathbf{S}' выполняется операция дискретного преобразования Фурье «по строкам», в результате чего происходит когерентное междупериодное накопление ретранслированного сигнала, и вычисляются квадраты модулей отсчетов дискретного преобразования Фурье с формированием матрицы \mathbf{Z} «дальность-скорость». По отсчетам матрицы \mathbf{Z} проводится обнаружение ретранслированного сигнала и измерение суммарной дальности по собственным часам приемной аппаратуры.

Обработка ретранслированного сигнала является многоканальной по номеру НИСЗ и обобщенному ускорению $\frac{\lambda_p}{\lambda_1} a_{r1i} + a_{r2}$.

Оценка отношения сигнал/шум по ретранслированному сигналу и достижимые ошибки определения местоположения и ошибки сопровождения

Определим требования к коэффициенту ретрансляции и мощности ретранслированной смеси сигнала с шумом. Отношение сигнал/шум на выходе когерентного накопителя и мощность излучения ретранслятора, обусловленная усилением внутренних шумов

$$\rho = \frac{P_{нс} G_{нс} G_{pr} G_{ptr} G_r \lambda_1^2 \lambda_p^2 T_{кн} K_p \gamma_{аф} \gamma_{обр}}{(4\pi)^4 r_1^2 r_2^2 \left(N_0 + \frac{N_{p0} K_p G_{ptr} G_r \lambda_p^2}{(4\pi)^4 r_2^2} \right)}; \quad (18)$$

$$P_p = N_{p0} \Delta F_p K_p, \quad (19)$$

где $P_{нс}, G_{нс}$ - мощность излучаемого навигационного сигнала и коэффициент усиления антенны НИСЗ; G_{pr}, G_{ptr} - коэффициент усиления приемной (на частоте 1575,42 МГц) и передающей антенны ретранслятора; G_r - коэффициент усиления приемной антенны НПП; K_p - коэффициент ретрансляции; $\gamma_{аф}, \gamma_{обр}$ - суммарный коэффициент потерь полезного сигнала в антенно-фидерных трактах ретранслятора и приемника НПП; $N_{p0}, \Delta F_p$ - спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника ретранслятора и полоса пропускания ретранслятора; N_0 - спектральная плотность мощности внутренних шумов приемника НПП.

Среднеквадратическая ошибка измерения дальности составит

$$\sigma_r = \frac{c}{\Delta f_0 \sqrt{4\pi\rho}}, \quad (20)$$

где $\Delta f_0 \approx 1$ МГц – ширина спектра навигационного сигнала.

Результаты расчетов для $P_{нс} G_{нс} = 27$ дБВт; $G_{pr} = G_{ptr} = 1$; $G_r = 10$; $\gamma_{аф} = 0,25$; $\gamma_{обр} = 0,5$; $N_0 = N_{p0} = -200$ дБВт/Гц, $\Delta F_p = 2$ МГц; $r_1 = 21000$ км; $r_2 = 10$ км; $T_{кн} = 0,1$ приведены на рисунке 2.

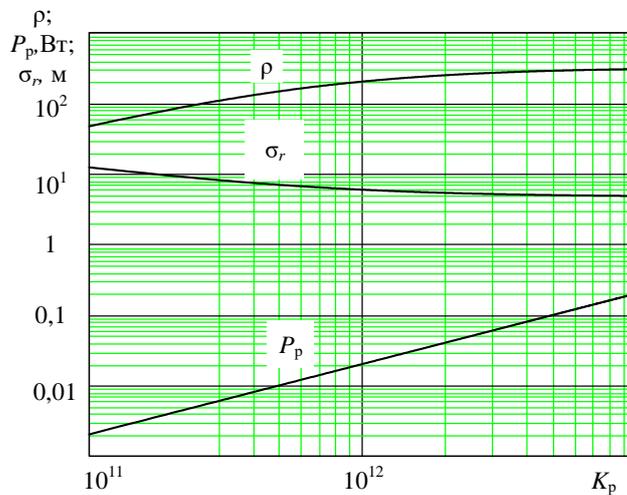


Рис. 2. Зависимости отношения сигнал/шум,

Как следует из расчетов, при $K_p=127$ дБ выходная мощность шумов на выходе ретранслятора составит 100 мВт при отношении сигнал/шум 26 дБ и СКО измерения дальности 5...6 м. Увеличение коэффициента ретрансляции сверх указанного значения нерационально из-за того, что зависимость

$\rho(K_p)$ входит в насыщение. При ретрансляции в длинноволновый диапазон (например, 400...500 МГц) и использовании на передачу и прием вибраторных или штыревых антенн мощность излучения может быть снижена до ~10 мВт.

Для данного способа геометрический фактор при определении дальности будет таким же, как и для определения координат объекта по прямому навигационному сигналу. Для стандартных условий наблюдения геометрический фактор HDOP для системы GPS составляет HDOP=1,5...2 [6]. Следовательно, ориентировочная СКО местоопределения в горизонтальной плоскости составит 7,5...12 м.

Оценка точности сопровождения мобильного объекта, проведенная по методике [5] для мобильного объекта с максимальным ускорением 1 м/с^2 , $p_1=0,1$; $p_2=0,5$ при постоянной времени маневра объекта 1...10 с свидетельствует о том, что СКО сопровождения будет примерно в 2,5...3 раза меньше, чем ошибки единичных измерений. Таким образом, СКО оценивания координат мобильного объекта составит 2,5...4 м при исключении систематических (в частности, ионосферных) ошибок.

Список использованных источников

1. Liu, Y.; Ma, X.; Shu, L.; Hancke, G.P.; Abu-Mahfouz, A.M. From Industry 4.0 to Agriculture 4.0: Current Status, Enabling Technologies, and Research Challenges. *IEEE Trans. Ind. Inform.* 2021, 17, 4322–4334.
2. Chen, P.; Ouyang, F.; Zhang, Y.; Lan, Y. Preliminary Evaluation of Spraying Quality of Multi-Unmanned Aerial Vehicle (UAV) Close Formation Spraying. *Agriculture* 2022, 12, 1149.
3. Киевский А.М. Облик бортового радиолокатора с синтезированием апертуры на беспилотном летательном аппарате для гуманитарного разминирования / А.М. Киевский, Д.Н. Понедько, Х.Х. Нгуен, С.В. Козлов// в наст. сборнике.
4. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // *Информатика*. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
5. Singer, R.A. Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью / Singer, R.A / *Зарубежная радиоэлектроника*. – М.: Сов. радио, № 8, 1971.
6. Global Positioning System: Theory and Applications, Vol. 1, edited by B.W. Parkinson and J.J. Spilker Jr., *Progress in Astronautics and Aeronautics*, Vol. 163. American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington, D.C., 1996, pp.177– 208 and 469 – 483.

ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ БПЛА

Л. В. ЛИТЮК, Х. Т. ГАЛАБАЕВ, В. В. ГОРБУНОВ, О. Г. ЕСАЕВА, А. Д. ЩЕРБАКОВ

ИРТСУ ЮФУ, (г. Таганрог, Российская Федерация)

E-mail: lvlityuk@sfedu.ru

Аннотация. Рассматривается алгоритм компенсации помеховой составляющей в принимаемой аддитивной смеси сигнала и шума.

Abstract. An algorithm for compensating the interference component in the received additive mixture of signal and noise is considered.

Для повышения помехоустойчивости и скрытности при передаче сигналов управления используют различные виды сложных сигналов (СС), наиболее эффективными из которых являются сложные сигналы второго порядка (ССВП) [1, 2].

Целью данной работы является моделирование помехозащищенного алгоритма обработки ССВП при управлении БПЛА.

Моделирование осуществлялось следующим образом. Генерировались отсчеты дополнительных кодовых последовательностей (ДКП) сигнала и такое же количество отсчетов шумовых реализаций в каждом из каналов. Обработка реализуется суммой отсчетов ДКП и шума. Были промоделированы отсчеты импульсных характеристик (ИХ) согласованных (СФ A и C) и сжимающих (СЖФ B и D) фильтров. Согласно алгоритму, на приемной части по каждому из каналов установлено корреляционно-фильтровое устройство, «открывающее» приемный тракт в момент прохождения аддитивной смеси полезного сигнала и шума. Таким образом, отсчеты принимаемой реализации обнуляются в моменты времени, когда в ней присутствуют только шумовые составляющие. Сформированные реализации подаются на соответствующие СЖФ и СФ. Отклики соответствующих СЖФ и СФ подаются на сумматоры, на выходах которых получают суммарные автокорреляционные (АКФ) и взаимокорреляционные функции (ВКФ) ДКП. Далее суммарные АКФ (сигнальный канал) и ВКФ (помеховый канал) подвергаются обработке, целью которой является нахождение отсчетов шумовых реализаций по соседним частотным каналам принятого ССВП и вычитания их из принятой зашумленной реализации, а также последующей дополнительной согласованной обработке принятого ССВП.

В результате получается выходной отклик, описываемый суммарной АКФ, с компенсацией помеховой составляющей.

В качестве моделируемого ССВП был выбран сигнал, фазовая структура которого описывается \mathbf{D} -матрицы 4-го порядка вида

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для визуальной наглядности при проведении анализа получаемых результатов использовалась завышенная частота дискретизации каждого из квадратурных каналов, которая в 8 раз превышала минимально необходимую, выбираемую из условий выполнения теоремы Котельникова.

Моделировались последовательности, состоящие из $M=32$ отсчетов при длительности обрабатываемой реализации (выборке) $N=2048$ отсчетов. Величина амплитуды принимаемого сигнала a полагалась известной.

Рассмотрен случай, когда отношение сигнал/шум (ОСШ) на входе $q_{вх} = -20$ дБ при длительности обрабатываемой реализации $N = 2048$ отсчетов.

На рис. 1 и рис. 2 изображены суммы сигналов, описываемых 1-й и 3-й строками \mathbf{D} -матрицы, и выборочных шумовых реализаций, при отношении сигнал/шум $q_{вх} = -20$ дБ (пунктиром изображено положение СС при отсутствии шума).

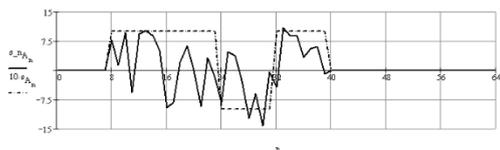


Рис. 1. Сумма ССПП и шума в первом канале

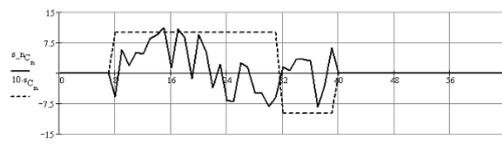


Рис. 2. Сумма ССПП и шума во втором канале

Реализации, изображенные на рис. 1 и рис. 2, обрабатываются в СФ А, СФ С, СЖФ В и СЖФ D. Результаты обработки представлены на рис. 3 – рис. 6.

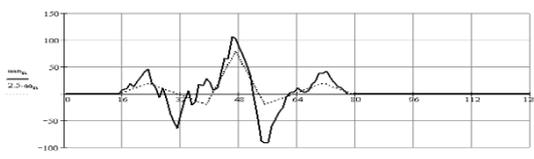


Рис. 3. Реализация на выходе СФ А

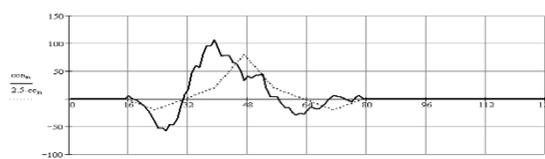


Рис. 4. Реализация на выходе СФ С

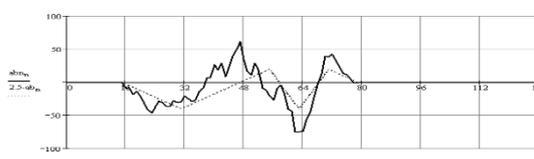


Рис. 5. Реализация на выходе СЖФ В

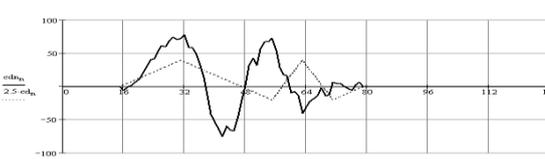


Рис. 6. Реализация на выходе СЖФ D

При ОСШ на входе $q_{\text{вх}} = -20$ дБ и аддитивные смеси ССВП и помеховой реализации показаны на рис. 7 и рис. 8.

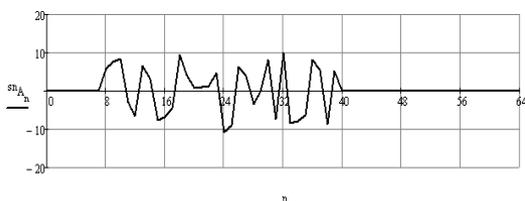


Рис. 7. Сигнал на входе первого канала.

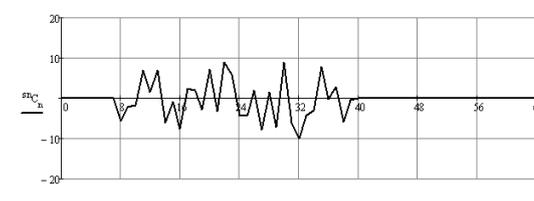


Рис. 8. Сигнал на входе второго канала.

Выходные отклики, описываемые суммарными АКФ, без компенсации и с компенсацией помеховых реализаций при ОСШ на входе $q_{\text{вх}} = -20$ дБ, изображены на рис. 9 и рис. 10 соответственно.

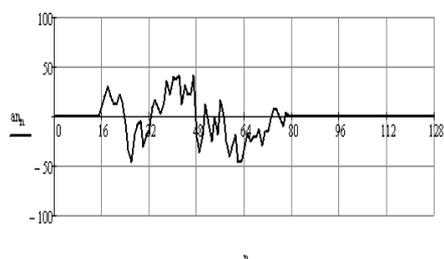


Рис. 9. Выходной отклик без компенсации помеховой реализации.

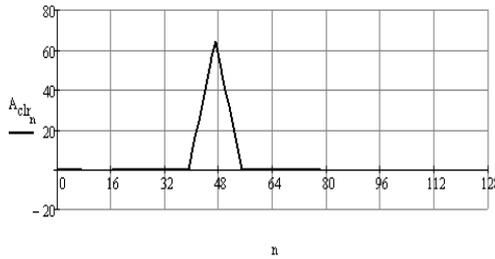


Рис. 10. Выходной отклик с компенсацией помеховой реализации.

Список использованных источников

1. Литюк В.И., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2018. – 590 с.
2. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978. – 304 с.
3. Литюк В.И., Литюк Л.В. Введение в основы теории математического синтеза ансамблей сложных сигналов: Учеб. пособие. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2006. – 80 с.

СОСТАВ, СТРУКТУРА И ЗАДАЧИ СИСТЕМЫ НИЗКООРБИТАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ИОНОСФЕРЫ НАД ТЕРРИТОРИЕЙ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ И ПРИЛЕГАЮЩИМИ РЕГИОНАМИ

Е. А. КАПЛЯРЧУК¹, С. В. КОЗЛОВ¹, А. М. КРОТ², И. Э. САВИНЫХ², А. С. ШАПКИН²

¹ *Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

² *Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. В статье рассматривается проект системы низкоорбитального контроля ионосферы, предназначенной для мониторинга ионосферных процессов над территорией Беларуси и прилегающими регионами с использованием спутников-ретрансляторов формата CubeSat. Система предполагает ретрансляцию сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) GPS на частоты 150/400 МГц, специально выделенные для геофизических исследований. В структуру системы включены модернизированные приемные станции национальной спутниковой системы точного позиционирования, телекоммуникационные каналы общего пользования и серверы обработки данных, что позволяет оценивать полное электронное содержание (ПЭС) в ионосфере и архивировать результаты для дальнейшего использования потребителями. Описаны методы проектирования и структурная схема системы, а также представлен облик системы контроля.

Abstract. The article presents a project for a low Earth orbit ionospheric monitoring system designed to observe ionospheric processes over Belarus and adjacent regions using CubeSat-format relay satellites. The system involves retransmitting signals from the Global Navigation Satellite System (GNSS) GPS to frequencies of 150/400 MHz, allocated specifically for geophysical research. The system architecture includes upgraded receiving stations of the national satellite-based precise positioning system, public telecommunication channels, and a group of data processing servers, allowing for the assessment of the Total Electron Content (TEC) in the ionosphere and archiving the results for further use by consumers. The article describes the design methods, structural scheme, and an overall layout of the proposed monitoring system.

Введение

Разработка методов контроля состояния ионосферы методами радиочастотного зондирования является весьма актуальной [1-5]. В последнее время возрастает интерес к методам получения абсолютных измерения ПЭС в каком-то отдельном регионе и близком к реальному масштабу времени [2]. Это связано с требованием независимости работы систем обнаружения опасных природных явлений и обеспечения средств радиосвязи и радионавигации от глобальных ионосферных карт, большая часть которых выходит с запаздыванием в несколько дней.

В [6] приведено обоснование различных вариантов перспективного способа оценивания ПЭС в ионосфере на основе ретрансляции сигналов ГНСС GPS на выделенные для геофизических исследований частоты 150/400 МГц с наноспутника-ретранслятора. Наиболее простым является вариант способа, предполагающий ретрансляцию сигналов GPS на частоте L_1 1575,42 МГц, что позволяет оценивать ПЭС на трассе НР-наземный приемный пункт с точностью не хуже 0,1 ТЕСу по разности задержек огибающих когерентных ретранслированных сигналов без необходимости устранения фазовой неоднозначности, характерной для случая излучения с малого космического аппарата немодулированных гармонических сигналов. В [7] приведены алгоритмы цифровой обработки ретранслированных сигналов и оценивания ПЭС.

Для практической реализации предложенного либо аналогичных способов необходимо создание в Республике Беларусь системы НКИ на основе ретрансляции навигационных сигналов GPS. Обоснование состава и структуры такой системы и является целью настоящей статьи.

Состав и структура перспективной системы низкоорбитального контроля ионосферы

Система НКИ над территорией РБ и прилегающими регионами земного шара на основе ретрансляции сигналов GPS с наноспутника-ретранслятора предназначена для решения следующих задач:

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

приема ретранслированных на частоты 150/400 МГц навигационных сигналов ГНСС GPS наземными приемными пунктами ССТП РБ [8] с дополнительными каналами приема; передаче принятых сигналов на сервер обработки и измерения ПЭС на трассах распространения между СР и ИП ССТП;

архивации, хранения и выдачи по соответствующим запросам данных об измеренных значениях ПЭС внешним потребителям;

контроля состояния и измерения орбитальных параметров группировки СР и организации управления ими.

Структура системы НКИ совместно с внешними связями приведена на рис. 1.

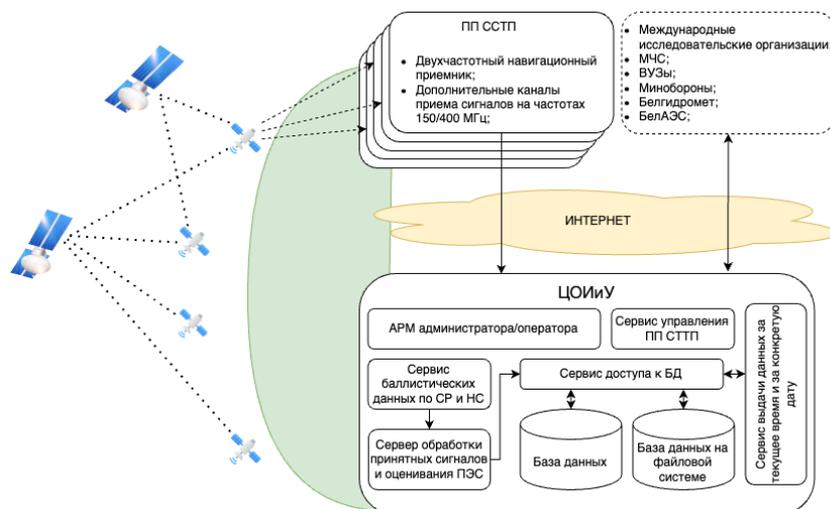


Рис. 1. Структура системы низкоорбитального контроля ионосферы

В состав системы входят:

группировка из 4...48 НР на орбитах высотой 800 -1000 км с бортовой аппаратурой ретрансляции сигналов ГНСС GPS на частоты 150/400 МГц;

сеть наземных приемных пунктов ССТП с дополнительными каналами приема ретранслированных сигналов 150/400 МГц, их преобразования в цифровую форму и передачи на центр обработки информации и управления;

центр обработки информации и управления (ЦОИиУ) в составе сервера обработки принятых сигналов и оценивания ПЭС, сервера архивации результатов измерений и файлового сервера для выдачи данных потребителям;

общедоступные телекоммуникационные каналы передачи данных сети Белтелеком.

Основой для системы НКИ являются приемные пункты (ПП) ССТП, дополненные каналами приема ретранслированных сигналов. В настоящее время общее число ПП ССТП составляет 99, их география (треугольники) приведена на рис. 2 (<https://map.nca.by/layers>).

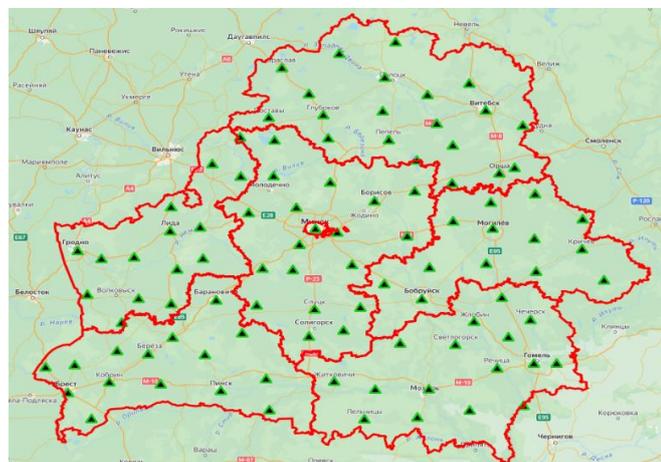


Рис. 2. Размещение приемных пунктов спутниковой системы точного позиционирования

Оснащение всех ПП ССТП дополнительными каналами приема является, очевидно, избыточным. Исходя из необходимости обнаружения локальных флуктуаций электронной концентрации в ионосфере диаметром 30...50 км, расстояние между ПП ССТП с дополнительными каналами приема с учетом высоты ионосфер 300 км и высоты орбиты СР 500...1000 км может быть принято 50...70 км. Это определяет общее число ПП ССТП, оснащаемых дополнительным каналом приема с учетом экономических ограничений, порядка 16...20, то есть примерно 1/5 от имеющихся в составе ССТП.

Функционирование системы НКИ при проведении измерений ПЭС осуществляется следующим образом:

ЦОИиУ на основе накопленных на предыдущих этапах функционирования данных об орбитальных параметрах НР прогнозирует моменты входа НР в зону прямой видимости с ПП ССТП, по каналам связи выдает команду на включение дополнительных каналов приема сигналов 150/400 МГц и задает интервал времени включения;

дополнительные каналы приема осуществляют прием сигналов в заданный временной интервал и с заданным азимута/угла места, перевод принимаемых сигналов в цифровую форму с формированием формализованных файлов отсчетов сигналов и передают их на ЦОИиУ;

ЦОИиУ осуществляют обработку принятых файлов отсчетов сигналов, в ходе которой решаются задачи по обнаружению сигналов от каждого видимого навигационного спутника GPS в составе ретранслированных сигналов, измерению разности времен задержки по каждому НС, оцениванию и усреднению ПЭС на трассе СР-ПП по всем видимым НС; результаты оценивания в составе момента времени получения ПЭС, номера ПП ССТП, координат СР и непосредственно оценки ПЭС на трассе «СР-ПП ССТП» поступают на архивацию;

дополнительно ЦОИиУ в каждом измерении по каждому НС оценивает суммарную дальность «НС-НР-ПП ССТП» с учетом компенсации ионосферной ошибки;

по результатам измерений суммарной дальности по видимым навигационным спутникам решается задача разовой оценки местоположения НР;

по совокупности разовых оценок координат НР на интервале наблюдения решается задача оценивания (уточнения) орбитальных параметров НР; результаты оценивания используются для прогнозирования последующего момента наблюдения НР с ПП ССТП.

Функционирование ЦОИиУ системы НКИ при выдаче информации потребителям заключается в приеме формализованного запроса, содержащего начальный и конечный момент времени выдачи данных о ПЭС, поиска соответствующей информации в базе данных и формировании выходного файла с результатами.

Список использованных источников

1. Куницын, В. Е. Радиотомография ионосферы / В. Е. Куницын, Е. Д. Терещенко, Е. С. Андреева. – М.: Физматлит, 2007. – 336 с.
2. Ясюкевич, Ю.В. Развитие диагностических возможностей приемников сигналов глобальных навигационных спутниковых систем для мониторинга состояния ионосферы и коррекции ионосферной ошибки в радиотехнических системах Дисс. доктора физико-математических наук. Институт солнечно-земной физики Сибирского отделения Российской академии наук, 2023. – 300 с.
3. Семейство наноспутников изучения ионосферы на базе платформы SamSat разработки Самарского университета / И. В. Белоконов [и др.] // Восьмой Белорусский космический конгресс: материалы конгресса: в 2 т., Минск, 25–27 окт. 2022 г. – Минск: ОИПИ НАН Беларуси, 2022. – Т. 1. – С. 167–170.
4. Determination of total electron content in the ionosphere over the territory of the Republic of Belarus based on global navigation satellite systems data / А. О. Naumov [et al.] // Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series. – 2024. – Vol. 69, № 1. – P. 53–64.
5. Naumov, A., Khmarskiy, P., Byshnev, N., & Piatrouski, M. (2023). Methods and software for estimation of total electron content in ionosphere using GNSS observations. *Engineering Applications*, 2(3), 243–25310.
6. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.
7. Обработка ретранслированных навигационных сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS в задаче оценивания полного электронного содержания в ионосфере / Е. А. Каплярчук [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 3. – С. 21–36. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-3-21-36>
8. Руководство по использованию глобальных навигационных спутниковых систем при выполнении работ по технической инвентаризации и проверке характеристик недвижимого имущества, версия 1.0 / Научно-производственное государственное республиканское предприятие «Национальное кадастровое агентство». – Минск, 2018. – 41 с.

ХАРАКТЕРИСТИКИ АППАРАТУРНОГО И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ НИЗКООРБИТАЛЬНОГО КОНТРОЛЯ ИОНОСФЕРЫ НАД ТЕРРИТОРИЕЙ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ И ПРИЛЕГАЮЩИМИ РЕГИОНАМИ

Е. А. КАПЛЯРЧУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: ek.genia13@gmail.com

Аннотация. Приведены требуемые характеристики бортового ретранслятора, аппаратуры наземных приемных пунктов, каналов связи и сервера обработки данных системы низкоорбитального контроля ионосферы над территорией Республик Беларусь и прилегающими регионами при определении полного электронного содержания в ионосфере на основе перекрестной ретрансляции навигационных сигналов GPS.

Abstract. The required characteristics of the on-board repeater, equipment of ground receiving stations, communication channels and data processing server of the low-orbit ionosphere monitoring system over the territory of the Republic of Belarus and adjacent regions are given when determining the total electron content in the ionosphere based on cross-relay of GPS navigation signals.

Введение

Разработка методов контроля состояния ионосферы с использованием радиочастотного зондирования является актуальной задачей, особенно в условиях увеличения потребности в получении абсолютных измерений ПЭС в реальном времени [1-4]. Повышенный интерес к таким методам обусловлен необходимостью повышения автономности систем обнаружения опасных природных явлений и обеспечения средств радиосвязи и радионавигации, которые не должны зависеть от глобальных ионосферных карт, имеющих задержку обновления до нескольких дней [2].

В [5] на основе перспективного метода оценивания ПЭС при ретрансляции навигационных сигналов ГНСС GPS с использованием наноспутников-ретрансляторов [6] предложены состав и структура системы низкоорбитального контроля ионосферы над территорией РБ и прилегающими регионами.

Цель настоящей статьи заключается в обосновании характеристик аппаратурного и программного обеспечения системы низкоорбитального контроля ионосферы (НКИ), предназначенной для мониторинга над территорией Республики Беларусь и прилегающими регионами.

Характеристики бортового ретранслятора

Требуемые характеристики бортового ретранслятора наноспутника приведены в таблице 1. Характеристики определены расчетным путем исходя из необходимости достижения заданной точности измерения ПЭС (не хуже 0,1 TECu) и с учетом конструктивных ограничения по размещению приемных и передающих антенн.

Таблица 1. Требуемые характеристики бортового ретранслятора

Наименование характеристики	Значение характеристики
Выходная мощность в линейном режиме по 3 дБ компрессии, дБм	23±1
Коэффициент усиления K_p тракта ретрансляции по мощности, дБ	127±1
Коэффициент шума $k_{ш}$ входного малошумящего усилителя, дБ	1...2
Диапазон рабочих частот, МГц	1575,42±1 – по входу 150±1 и 400±1 – по выходу
Приемная антенна сигнала L ₁ GPS	микроразомкнутая антенна диаметром 70...80 мм с коэффициентом усиления в зените 4...4,5 дБ
Передающие антенны каналов 150/400 МГц	Четвертьволновый штыврь (в транспортном состоянии – свернутый), вибраторная антенна (для 400 МГц) или микроразомкнутая антенна с коэффициентом усиления в секторе ±60° относительно максимума не менее 1 дБ

Характеристики приемных каналов ретранслированных сигналов

В [5] приемные каналы ретранслированных сигналов предложено рассматривать как дополнительные приемные каналы приемных пунктов (ПП) спутниковой системы точного позиционирования (ССТП). Эти приемные каналы совместно с аппаратурой передачи данных должны обеспечить прием сигналов на частотах 150/400 МГц с произвольной эллиптической поляризацией в секторе 360° по азимуту и (5...90)° по углу места на двух ортогональных поляризациях и преобразование принятых сигналов в цифровую форму с последующей передачей принятых сигналов на центр обработки информации и управления (ЦОИиУ) системы НКИ. Направление приема полезного сигнала является известным с высокой точностью, а его поляризационные характеристики – случайными из-за Фарадеевского вращения плоскости поляризации в ионосфере.

Анализ возможных вариантов построения дополнительных приемных каналов показывает, что наиболее экономным из них является использование антенной системы в виде шестиэлементной кольцевой антенной решетки (КАР) из горизонтально и вертикально ориентированных антенных элементов (АЭ) - полуволновых вибраторов. Геометрия КАР на частоту 150 МГц приведена в левой части рис.1 (вид сверху), где выколотым кружком показаны вертикальные вибраторы. Геометрия КАР на частоту 400 МГц аналогична при пропорционально меньших размерах, причем КАР на частоту 400 МГц «встраивается» в КАР на частоту 150 МГц с разнесом по высотам фазовых центров порядка 1 м для исключения взаимного влияния АЭ.

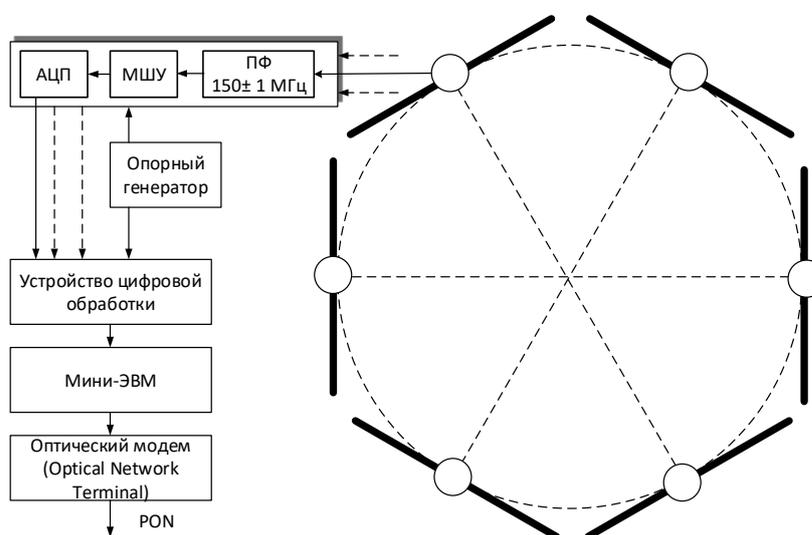


Рис. 1. Структура дополнительной аппаратуры приемных пунктов ССТП

Такие КАР требует фокусировки в направлении на НС на каждой из поляризаций с последующей подстройкой суммарного сигнала в соответствии с поляризацией полезного сигнала. Выполнение этих операций непосредственно в дополнительной аппаратуре ПП ССТП сопряжено с существенными аппаратными затратами. Поэтому для системы НКИ предлагается вариант передачи цифровых сигналов, принятых всеми 12-ю приемными каналами на каждой из частот, на ЦОИиУ с реализацией цифрового диаграммообразования (ЦДО) и поляризационной адаптации (ПА) в программном виде на ЦОИиУ. Требуемые характеристики дополнительных приемных каналов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Требуемые характеристики дополнительных приемных каналов приемной станции

Наименование характеристики	Значение характеристики
Число приемных каналов для вертикальной/горизонтальной поляризаций	6/6 – для частоты 150 МГц 6/6– для частоты 400 МГц
Радиус кольцевой антенной решетки	1 метр – для частоты 150 МГц 0,375 м – для частоты 400 МГц
Коэффициент шума входного малошумящего усилителя, дБ	1...2
Диапазон рабочих частот, МГц	150,0±1; 400,0±1
Частота дискретизации (после преобразования в квадратуры), МГц	1,5
Число разрядов АЦП (со знаковым) для каждой квадратурной составляющей	4

Структура одного приемного канала показана в правой части рис. 1. Для частоты 150 МГц он содержит входной полосно-пропускающий фильтр $150 \text{ МГц} \pm 2 \text{ МГц}$, МШУ, бесквадратурный АЦП с частотой дискретизации десятки МГц с преобразованием сигналов в соответствующей зоне Найквиста и устройства цифровой обработки. Устройство цифровой обработки выполняет функции преобразование действительного цифрового сигнала в квадратурный с одновременной фильтрацией квадратурных составляющих, децимации, усечения разрядности и упаковки отсчетов квадратурных составляющих сигнала в один байт. Сформированный цифровой поток по Ethernet поступает на управляющую мини-ЭВМ для буферизации и передаче по каналам связи на ЦОИиУ.

Оценим требуемую пропускную способность каналов связи между приемной станцией ССТП и ЦОИиУ, и требуемый объем памяти для хранения цифровых сигналов при невозможности обеспечения передачи данных в реальном масштабе времени или при нарушениях связи. При указанных в табл. 3 параметрах общий цифровой поток от приемной станции ССТП составит за 1 секунду приема сигналов $6 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 1,5 \cdot 10^6 = 3,6 \cdot 10^7$ байт=34,33 Мбайт. Для сокращения объема передаваемых сигналов будем полагать, что относительное время приема составляет величину порядка 0,5, например, 1 с – прием и 1 с – пауза. Тогда общий объем записываемых сигналов за время видимости спутника (в среднем – около 12 минут) составит около 12 Гбайт. Передача такого объема данных в масштабе времени, близком к реальному, потребует скорости передачи данных на уровне 120 Мбит/с, что является стандартным для каналов связи по стандарту PON.

Требования к аппаратным и программным средствам центра обработки информации и управления

ЦОИиУ состоит из телекоммуникационного оборудования, сервера обработки сигналов и почтового сервера. ЦОИиУ в алгоритмическом виде решает следующие задачи:

запрос и прием данных от центра контроля и управления ГНСС GPS по эфемеридам навигационных спутников GPS и прогнозирование местоположения навигационных спутников для произвольного момента времени;

вычисление (уточнение) орбитальных параметров наноспутников-ретрансляторов, вычисление их текущих координат, дальности, азимута и угла места наблюдения с приемных станций ССТП;

определение моментов начала и окончания приема сигналов от НР на ССТП и номеров спутников GPS, видимых одновременно с НР и ССТП; расчет доплеровских сдвигов частот принимаемых сигналов;

выдачу информации о моментах вхождения НР в зону приема сигналов на ССТП и продолжительности сеанса связи;

прием данных (отсчетов сигналов), поступающих по каналам Интернет от приемных станций ССТП, и их буферизация на SSD;

внутрипериодную обработку принятых на частотах 150/400 МГц сигналов по всем приемным станциям ССТП, приемным каналам, видимым навигационным спутникам и каналам по доплеровскому сдвигу частоты с учетом неконтролируемых сдвигов частоты гетеродинов аппаратуры ретрансляции и дополнительного приемного канала ССТП;

оценивание весовых коэффициентов приемных каналов, максимизирующих отношение сигнал/шум на выходе системы обработки;

цифровое диаграммообразование сигнала суммарного канала из результатов внутрипериодной обработки по всем приемным станциям ССТП и всем видимым НС;

компенсацию миграции дальности и частоты, когерентное и некогерентное накопление принятого сигнала по всем ССТП и всем навигационным спутникам;

оценивание разности времени задержки сигналов 150/400 МГц, пересчет в оценку ПЭС на трассах СР-ССТП и усреднение оценок по всем видимым НС [7];

оценивание координат СР в разовых измерениях и уточнение на этой основе его орбитальных параметров.

Требуемые характеристики аппаратных и программных средств ЦОИиУ приведены в таблице 4.

Таблица 4. Требуемые характеристики вычислительных и программных средств ЦОИиУ

Наименование характеристики	Значение характеристики
Входящие каналы	до 12 каналов xPON с пропускной способностью не менее 1 Гбит/с
Исходящие каналы	1 канал с пропускной способностью 1 Гбит/с
Сервер обработки принятых сигналов и оценивания ПЭС	Процессор Intel Core i9-14900KS (24 ядра, 32 потока) или аналоги от Ryzen + внешняя GPU серии 4080/4090 + RAM 32ГБ DDR5 и выше + NVMe SSD от 2ТБ
Сервер выдачи данных за текущее время и за конкретную дату	Процессор Intel Core i7-13700K (16 ядер, 24 потока) или аналоги от Ryzen + RAM 32ГБ DDR4/DDR5 + NVMe SSD от 2ТБ
База данных	PostgreSQL, 16-ядерный процессор (например, Intel Xeon или AMD EPYC), 4x NVMe SSD в RAID 10(для повышения скорости чтения/записи и отказоустойчивости), ОЗУ от 16ГБ
База данных на файловой системе	Процессор Intel Core i7 или AMD Ryzen 7, 16ГБ RAM, SQLite

Список использованных источников

1. Куницын, В. Е. Радиотомография ионосферы / В. Е. Куницын, Е. Д. Терещенко, Е. С. Андреева. – М.: Физматлит, 2007. – 336 с.
2. Ясюкевич, Ю.В. Развитие диагностических возможностей приемников сигналов глобальных навигационных спутниковых систем для мониторинга состояния ионосферы и коррекции ионосферной ошибки в радиотехнических системах Дисс. доктора физико-математических наук. Институт солнечно-земной физики Сибирского отделения Российской академии наук, 2023. – 300 с.
3. Determination of total electron content in the ionosphere over the territory of the Republic of Belarus based on global navigation satellite systems data / A. O. Naumov [et al.] // Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-technical series. – 2024. – Vol. 69, № 1. – P. 53–64.
4. Naumov, A., Khmarskiy, P., Byshnev, N., & Piatrouski, M. (2023). Methods and software for estimation of total electron content in ionosphere using GNSS observations. *Engineering Applications*, 2(3), 243–25310.
5. Каплярчук, Е.А. Состав, структура и задачи системы низкоорбитального контроля ионосферы над территорией Республики Беларусь и прилегающими регионами / Е. А. Каплярчук, С. В. Козлов, А.М. Крот, И.Э. Савиных, А.С. Шапкин// в наст. сборнике.
6. Семейство наноспутников изучения ионосферы на базе платформы SamSat разработки Самарского университета / И. В. Белоконов [и др.] // Восьмой Белорусский космический конгресс : материалы конгресса : в 2 т., Минск, 25–27 окт. 2022 г. – Минск : ОИПИ НАН Беларуси, 2022. – Т. 1. – С. 167–170.
7. Способ оценивания полного электронного содержания в ионосфере на основе ретрансляции сигналов глобальной навигационной спутниковой системы GPS / И. В. Белоконов [и др.] // Информатика. – 2023. – Т. 20, № 2. – С. 7–27. <https://doi.org/10.37661/1816-0301-2023-20-2-7-27>.

АДАПТАЦИЯ КАМЕР ОБЩЕГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ИДЕНТИФИКАЦИИ АВТОМОБИЛЬНЫХ НОМЕРОВ

Н. О. КАЛБАЕВА¹, Г. М. ГИМАЛЕТДИНОВА¹, Д. В. ШАЯХМЕТОВ¹, Р. Р. ИСАЕВ¹

¹Международный университет Ала-Тоо (МУА)
(г. Бишкек, Киргизия)

E-mail: nuriza.kalbaeva@alatoos.edu.kg

Аннотация. В этой статье представлен алгоритм для распознавания автомобильных номерных знаков для камер общего видеонаблюдения. Такие камеры изначально устанавливаются для иных целей и не предназначаются для распознавания автомобильных номеров. Более того, высота и угол их установки могут значительно превышать рекомендованные нормы для считывания номерных знаков, что делает их адаптацию для этой цели еще более сложной. Для решения данной задачи были использованы различные методы и техники обработки кадров с камеры. Результаты показали высокую степень распознавания даже на искаженных изображениях, что делает данный алгоритм перспективным решением для систем общего видеонаблюдения, позволяя оснастить их возможностью распознавания автомобильных номеров.

Abstract. This article presents an algorithm for recognizing vehicle license plates using general surveillance cameras. These cameras are primarily installed for other purposes and are not designed for license plate recognition. Moreover, the height and angle at which they are installed often exceed the recommended standards for plate reading, making their adaptation for this task even more challenging. To address this task, various methods and techniques for processing images from the camera were employed. The results demonstrated a high recognition rate even on distorted images, making this algorithm a promising solution for general surveillance systems, enabling them to be equipped with vehicle license plate recognition capabilities.

Введение

Современные системы видеонаблюдения играют важную роль в обеспечении безопасности и мониторинге транспортных потоков. Одной из важных составляющих мониторинга является опознание и регистрация автомобилей по их номерам. Однако большинство стандартных камер общего видеонаблюдения не оснащены специализированными функциями для распознавания автомобильных номерных знаков, что ограничивает их использование в задачах автоматической идентификации транспортных средств. Кроме этого, обычные камеры видеонаблюдения в большинстве случаев не соответствуют рекомендуемым нормам установки и техническим требованиям, которые необходимы для систем распознавания автомобильных номерных знаков. Традиционно такие системы требуют применения специализированных камер с высокой разрешающей способностью и оптимальными углами установки для считывания номеров.

Тем не менее, в некоторых случаях использование специализированных камер может быть нецелесообразным или экономически неоправданным, особенно когда видеонаблюдение осуществляется с нестандартных ракурсов или углов, что приводит к искажению изображения и, как следствие, значительно усложняет задачу распознавания автомобильных номеров. В данной статье представлен алгоритм, который позволяет превратить стандартную видеоканеру общего видеонаблюдения в систему, способную эффективно распознавать автомобильные номерные знаки, даже если камера установлена под большим углом по отношению к автомобилю.

Разработка и тестирование алгоритма распознавания номеров

Данное исследование было направлено на то, чтобы превратить обычную камеру видеонаблюдения, установленную на предприятии в городе Бишкек (которое пожелало не раскрывать свое название), в систему распознавания автомобильных номерных знаков.

В качестве первого шага была проведена оценка соответствия нормам установки и техническим требованиям для камер распознавания номеров [1]. Обычно камеры, установленные для автоматического распознавания номерных знаков, имеют разрешение от 2 до 12 мегапикселей (МП). Камера, на которой проводились эксперименты, имеет разрешение 1920 на 1080 пикселей, что составляет примерно 2.07 МП. Это является допустимым значением для поставленной задачи.

Рекомендуемый угол установки камеры составляет от 15 до 30 градусов по горизонтали (относительно направления движения) и от 10 до 15 градусов по вертикали. Отклонения углов по

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

вертикали не критичны, в то время как отклонения по горизонтали играют существенную роль, так как они искажают прямоугольную форму номерного знака. В данном эксперименте углы установки камеры как по вертикали, так и по горизонтали превышают рекомендуемые значения на 15 градусов. Это в совокупности приводит к искажению изображения. Так, прямоугольная форма номерного знака превращается в трапецию, что затрудняет его определение [2] и распознавание.

После оценки камеры на соответствие нормам установки и техническим требованиям была проведена работа над созданием алгоритма, которая включает в себя две стадии:

- 1) Определение местонахождения номерного знака;
- 2) Распознавание номерного знака.

Для первой стадии была использована техника обнаружения краев [3, 4], которая позволяет выявлять контуры различных объектов на изображениях. Автомобильный номерной знак представляет собой прямоугольник, поэтому работа алгоритма обнаружения краев была направлена на выявление замкнутых контуров с четырьмя вершинами.

Были опробованы несколько техник обнаружения краев, из которых метод Canny показал наилучшие результаты. Экспериментальным путем были определены оптимальные параметры данной техники: минимальный порог для определения границ контуров — 200 единиц, максимальный — 770. Эти настройки позволили исключить мелкие детали на кадре. Затем был установлен диапазон возможных площадей номерных знаков, чтобы метод Canny не выявлял лишние замкнутые контуры, за исключением тех, которые принадлежат номерным знакам. В результате алгоритм начал точно определять местоположение номерных знаков. Достигнутая точность позволила перейти ко второй стадии — распознавания.

Для второй стадии была выбрана библиотека EasyOCR, которая способна распознавать тексты на изображениях. При попытке распознать номерной знак в найденном прямоугольном контуре, были получены ошибочные результаты, поскольку размер картинка с номерным знаком оказался слишком мал. Для решения этой проблемы изображение номерного знака было увеличено в 6 раз, что улучшило результаты распознавания, но не в достаточной степени. В связи с этим была изменена резкость кадров камеры. В результате проведенных операций [5], автомобильные номерные знаки стали достаточно хорошо распознаваться. Так, количество ошибочно распознанных номерных знаков в каждой секунде видеопотока составило от 5 до 10 процентов, что является допустимой погрешностью, поскольку одна секунда состоит из 32 кадров. На рисунке 1 представлен процесс обработки кадров, а также результат распознавания номера из открытого набора данных [6].

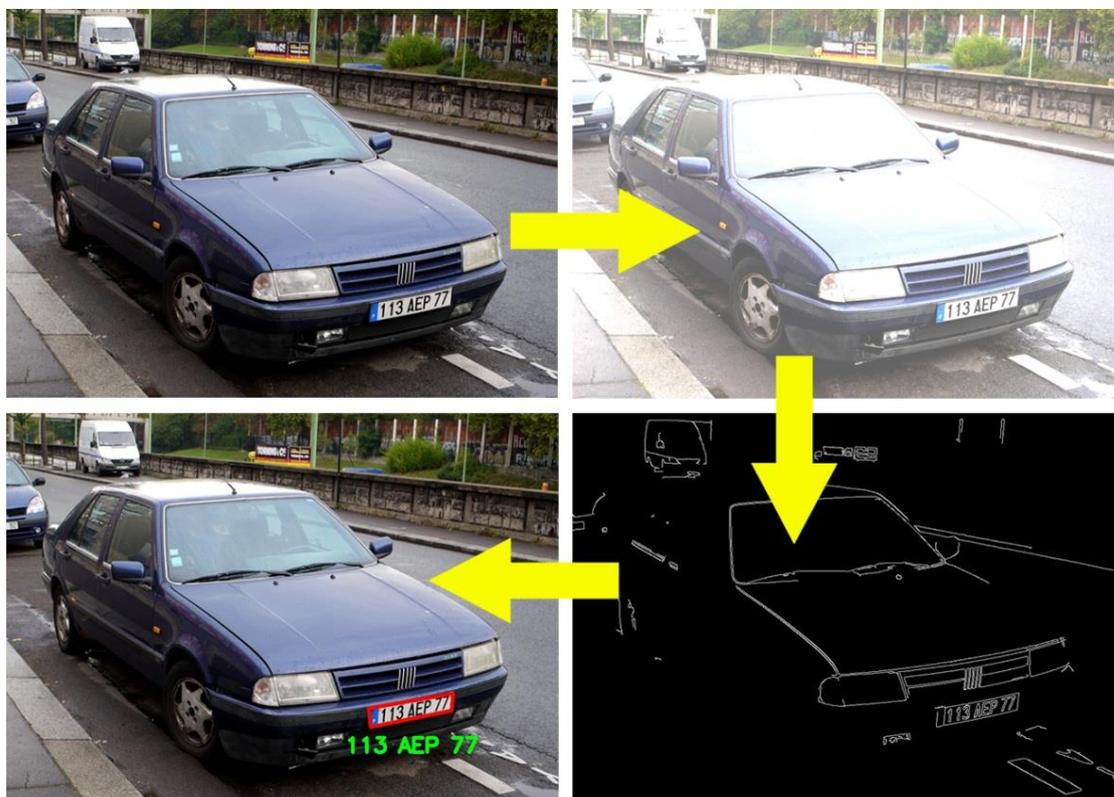


Рис. 1. Этапы обработки кадров с камеры и результат распознавания автомобильного номера

Заключение

Представленный в статье алгоритм эффективно решает задачу распознавания номерных знаков на камерах общего видеонаблюдения, изначально не предназначенных для этой цели. Преодоление искажений, вызванных углом съёмки, обеспечило высокую точность распознавания, что делает метод перспективным для использования в существующих системах. Алгоритм позволяет интегрировать функцию распознавания номерных знаков без необходимости установки дополнительных камер, требуя лишь установки необходимого программного обеспечения. В будущем планируется адаптация алгоритма для работы при низком освещении.

Список использованных источников

1. Зитцер, Д. К., Хатамов, А. Я. Автоматизированная система управления доступом транспортных средств на парковку // Тюменский государственный университет. — 2023. — С. 723–743.
2. Jawale, M. A. et al. Implementation of number plate detection system for vehicle registration using IoT and CNN // Measurement: Sensors. — 2023. — Vol. 27. — Article 100761.
3. Shambetova, B., Gaso, M. Shigute. Analysis of edge detection methods in image processing // Alatoo Academic Studies. — 2023. — Vol. 23, No. 2. — P. 519–526. — DOI: 10.17015/aas.2023.232.50.
4. Shaiakhmetov, D., Khan, M. Tauheed, Gimaletdinova, G. Comparison and selection of edge detection filters for ECG applications // Alatoo Academic Studies. — 2023. — Vol. 23, No. 1. — P. 509–519. — DOI: 10.17015/aas.2023.231.48.
5. Islam, D., Mahmud, T., Chowdhury, T. An efficient automated vehicle license plate recognition system under image processing // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. — 2023. — Vol. 29, No. 2. — P. 1055–1062. — URL: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v29.i2.pp1055-1062>.
6. License Plate Detection Dataset. URL: <https://www.kaggle.com/datasets/fareselmenshawii/license-plate-dataset>.

ВИРТУАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ
УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОСИГНАЛОВ В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

А. Е. КУРОЧКИН, ВУННА ЧЖО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kurochkin@bsuir.by

Аннотация. Представлены результаты разработки компьютерного аналога физического лабораторного стенда в LabVIEW.

Annotation. The results of developing a computer analogue of a physical laboratory bench in LabVIEW are presented.

Введение

Поставлена задача разработать компьютерную модель физического лабораторного модуля, схема которого представлена на рисунке 1, в программной среде LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) [1]. Модуль предназначен для исследования основных характеристик резонансного и резистивного (апериодического) каскадов усилителя радиосигналов (УРС) [2].

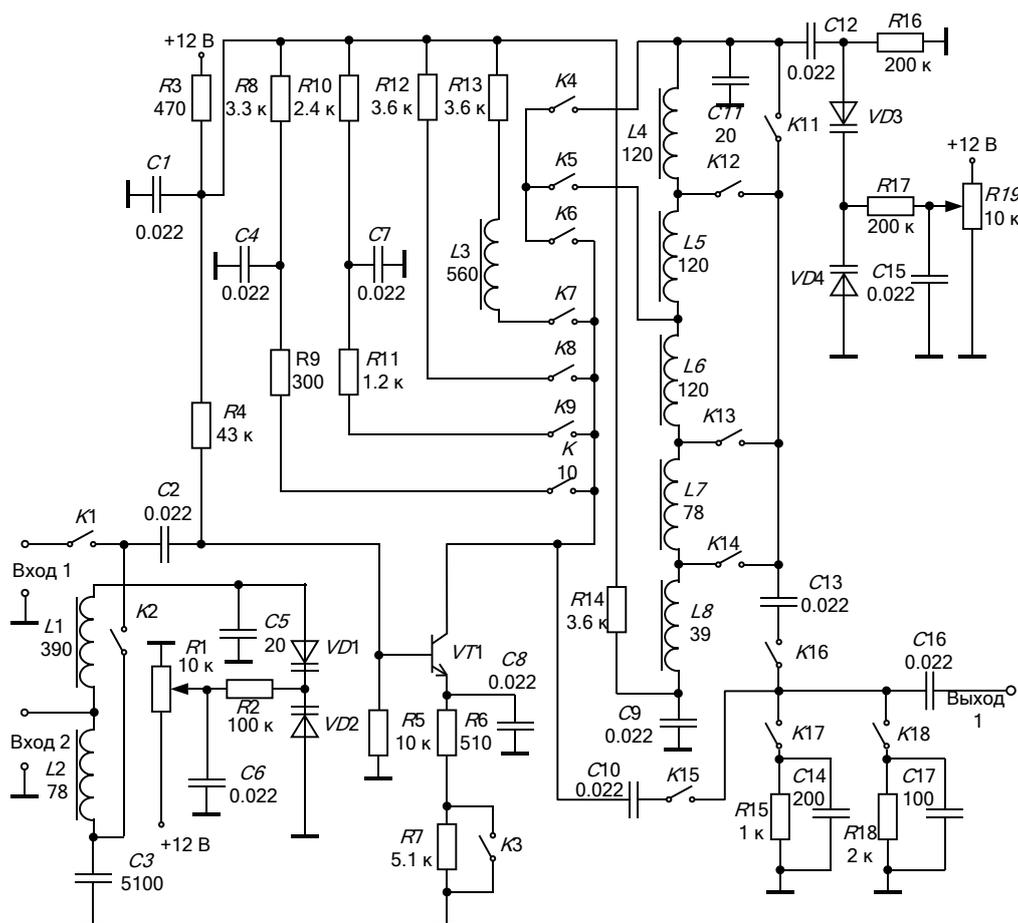


Рис. 1. Принципиальная схема физического модуля для исследования УРС

При исследовании резонансного УРС на биполярном транзисторе VT1 входной сигнал в диапазоне частот примерно от 525 до 1605 кГц поступает от генератора сигналов высокой частоты (ГВЧ) на входной разъём «Вход 1». Переключение различных режимов работы модуля осуществляется с помощью герконовых реле K1-K18. Реле K1 и K2 обеспечивают исследование УРС в режиме одиночного

резонансного или аperiodического усиления и преселектора, т.е. резистивного и резонансного каскадов совместно с ВЦ, соответственно. С помощью реле К3 изменяется режим работы транзистора VT1 по постоянному току. Связь выходного контура УРС с транзистором изменяется с помощью реле К4 и К5. Реле К6 предназначено для подключения выходного колебательного контура к коллекторной цепи VT1. Реле К7-К10 подключают к коллекторной цепи VT1 резистивную нагрузку в виде резисторов R9, R11, R12 и R13 с корректирующей индуктивностью L3. Реле К11-К14 предназначены для изменения степени связи выходного контура и нагрузки. Реле К15 и К16 подключают нагрузку через разделительные конденсаторы C10 и C13 к выходу УРС в режиме резонансного или аperiodического усиления, соответственно. С помощью реле К17, К18 изменяются параметры нагрузки каскада.

Разработка лицевых панелей виртуального лабораторного модуля

При проведении физического эксперимента проводятся следующие исследования:

- изучение влияния режима работы транзистора по постоянному току на значение резонансной частоты выходного контура, на величину резонансного коэффициента передачи и его зависимость от частоты настройки УРС;
- измерение нормированной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонансного УРС при различной степени связи выходного контура с коллекторной цепью транзистора и нагрузкой;
- оценка влияния величины нагрузки и внутренних параметров транзистора на полосу пропускания и частоту настройки выходного контура;
- оценка влияния степени связи выходного контура с нагрузкой и коллекторной цепью транзистора на величину резонансного коэффициента передачи;
- измерение односигнальной селективности по зеркальному каналу в режиме одиночного резонансного УРС и в режиме преселектора;
- измерение АЧХ резистивного УРС с различными типами коллекторной нагрузки.

Руководствуясь схемой физического модуля для исследования УРС и перечисленными выше видами исследований разработана модель виртуального лабораторного модуля в программной среде LabVIEW.

Интерфейс модуля содержит две вкладки “Измерение” и “Схема”. На вкладке “Измерение” (рисунок 2) размещены ГВЧ, обеспечивающий работу с амплитудной (АМ) и частотной модуляцией (ЧМ), и измерительные приборы.

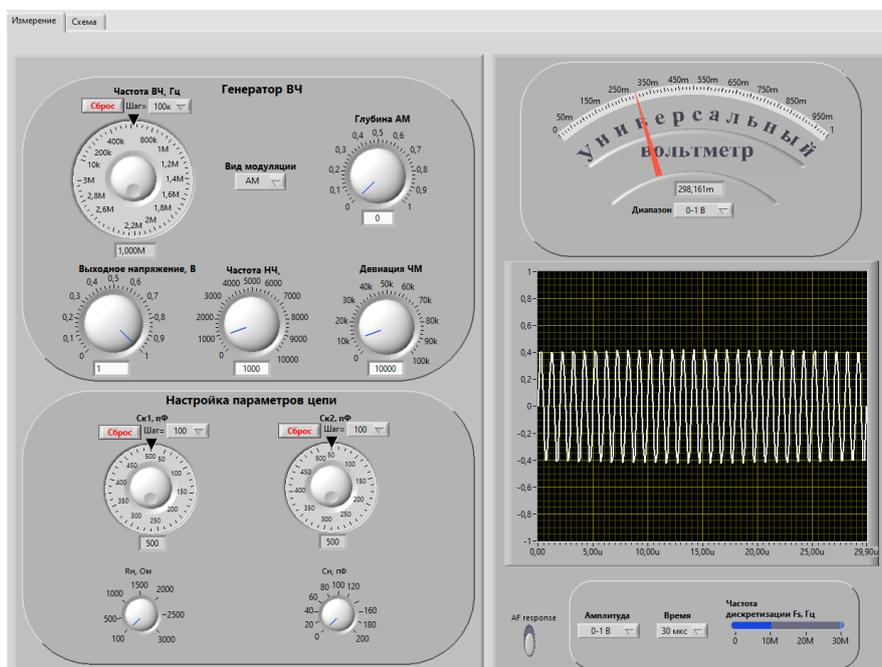


Рис. 2. Лицевая панель измерительных приборов виртуального модуля

Оциллограф выполнен на основе элемента “Waveform Chart”, анализатор АЧХ на основе элемента “Waveform Graph” палитры Graph, универсальный вольтметр на основе элемента Meter палитры Numeric. На вкладке также предусмотрены регулировки для компонентов, параметры которых должны изменяться в процессе исследований:

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

- регулировки частот несущего и модулирующего колебаний ГВЧ на основе доработанного элемента Knob и элемента Dial палитры Numeric;
- регулировка уровня выходного сигнала ГВЧ на основе элемента Dial палитры Numeric;
- регулировки глубины амплитудной модуляции и девиации частотной модуляции на основе элемента Dial палитры Numeric;
- независимые регулировки ёмкости переменных конденсаторов ВЦ и выходной СЦ на основе доработанных элементов Knob палитры Numeric;
- регулировки сопротивления и ёмкости конденсатора нагрузки UPC на основе элемента Dial палитры Numeric;
- переключатель видов модуляции на основе элемента “Menu Ring” палитры Ring&Enum;
- переключатель режимов работы ”осциллограф-анализатор АЧХ” на основе элемента “Vertical Slide Switch” палитры Boolean.

На вкладке “Схема” (рисунок 3) размещены: графическое изображение электрической принципиальной схемы модуля, на которой в соответствующих местах размещены графические изображения реле на основе элементов “Vertical Toggle Switch”, “Horizontal Toggle Switch” и “Round LED” палитры Boolean для коммутации режимов работы модуля, элементы управления реле (тумблеры) на основе элементов “Vertical Toggle Switch” в количестве 20 штук, элемент установки всех тумблеров в исходное состояние на основе “Ok Button” палитры Boolean, а также текстовое окно с описанием назначения всех реле и вариантов режимов работы модуля. Предусмотрен режим работы модуля как в режиме поточечного снятия АЧХ, так и в режиме анализатора АЧХ, т.е. режим свип-генератора.

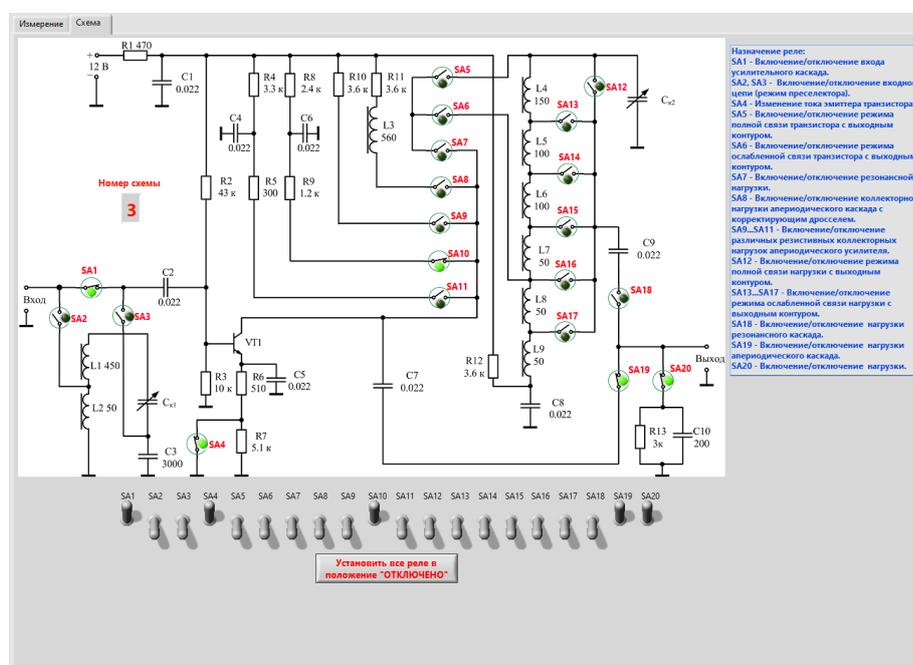


Рис. 3. Лицевая панель элементов коммутации и схемы виртуального модуля

Разработка блок-схемы виртуального лабораторного модуля

Разработка блок-схемы модуля основана на структурах “Formula Node” и “Case Structure” палитры Structure. В структуре “Formula Node” размещается вся подготовительная математика и описание моделей пассивных и активных компонентов цепи.

Входными переменными для “Formula Node” являются:

- текущие значения ёмкостей переменных конденсаторов (варикапов) входного и выходного контуров (C_{k1} , C_{k2});
- параметры нагрузки R_n , C_n ;
- состояния реле SA1-SA20 (вкл. – 1, выкл. - 0);
- выходное напряжение и частота несущего колебания ГВЧ (U , f).

Выходными переменными (результатами расчёта) для “Formula Node” являются:

- рассчитанные действительная и мнимая части Y-параметров транзистора $Y_{11}=\text{Re}Y_{11}+\text{Im}Y_{11}$, $Y_{12}=\text{Re}Y_{12}+\text{Im}Y_{12}$, $Y_{21}=\text{Re}Y_{21}+\text{Im}Y_{21}$, $Y_{22}=\text{Re}Y_{22}+\text{Im}Y_{22}$;
- действительная и мнимая части импеданса антенны $Z_a=\text{Re}Z_a+\text{Im}Z_a$;

- состояния реле SA5-SA7, SA12-SA17, SA19 (вкл. – 1, выкл. - 0);
- выходное напряжение генератора сигналов (U);
- действительная и мнимая части импедансов переменных конденсаторов ВЦ и выходного контура $Z_{Ck1} = \text{Re}Z_{Ck1} + \text{Im}Z_{Ck1}$ и $Z_{Ck2} = \text{Re}Z_{Ck2} + \text{Im}Z_{Ck2}$;
- действительная и мнимая части импеданса конденсатора связи ВЦ $Z_{Csv} = \text{Re}Z_{Csv} + \text{Im}Z_{Csv}$;
- действительная и мнимая части импедансов катушек индуктивности ВЦ $Z_{K1L1} = \text{Re}Z_{K1L1} + \text{Im}Z_{K1L1}$ и $Z_{K1L2} = \text{Re}Z_{K1L2} + \text{Im}Z_{K1L2}$;
- действительная и мнимая части импедансов катушек индуктивности выходного контура $Z_{K2L1} = \text{Re}Z_{K2L1} + \text{Im}Z_{K2L1}$, $Z_{K2L2} = \text{Re}Z_{K2L2} + \text{Im}Z_{K2L2}$, $Z_{K2L3} = \text{Re}Z_{K2L3} + \text{Im}Z_{K2L3}$;
- действительная и мнимая части адмиттанса нагрузки $Y_n = \text{Re}Y_n + \text{Im}Y_n$;
- действительная и мнимая части импеданса коллекторной нагрузки аperiodического каскада $Z_k = \text{Re}Z_k + \text{Im}Z_k$;
- номер исследуемой схемы Schema.

В зависимости от состояний реле структура выбора “Case Structure” содержит четыре поддиаграммы с графическими описаниями расчётов четырёх основных схем УРС [3]:

- схема 1: резонансный УРС без ВЦ SA1=1, SA7=1, SA18=1 (рисунок 4);
- схема 2: резонансный УРС с ВЦ SA2=1, SA3=1, SA7=1, SA18=1 (рисунок 5);

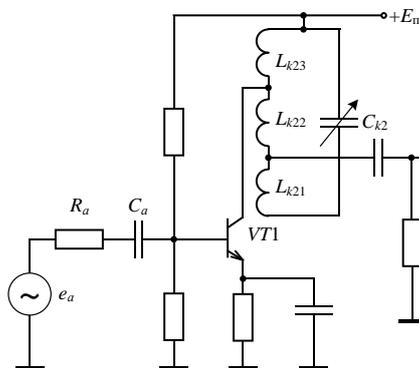


Рис. 4. Резонансный УРС (схема 1)

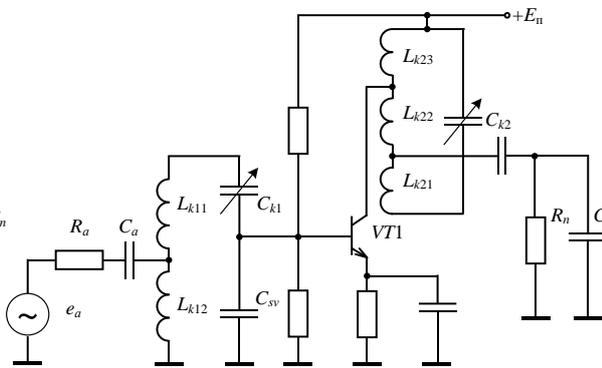


Рис. 5. Резонансный УРС с ВЦ (схема 2)

- схема 3: резистивный (аperiodический) УРС с без ВЦ SA1=1, SA19=1 (рисунок 6);
- схема 4: резистивный УРС с ВЦ SA2=1, SA3=1, SA19=1 (рисунок 7).

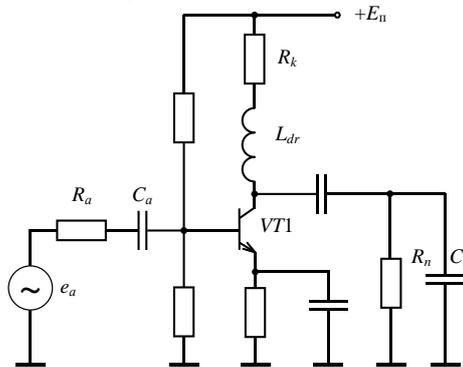


Рис. 6. Резистивный УРС (схема 3)

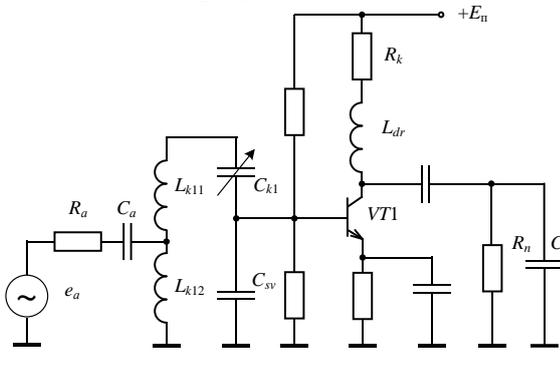


Рис. 7. Резистивный УРС с ВЦ (схема 4)

Каждая поддиаграмма в свою очередь в зависимости от состояний реле SA5-SA7, SA12-SA17, SA19 содержит свои варианты блок-схем (подсхем УРС) для расчётов, связанных с изменением коэффициентов связи выходного контура с нагрузкой и коллекторной цепью транзистора. Все расчёты выполняются с помощью функций палитры Complex. LabVIEW автоматически подстраивает все математические операции и константы на комплексные вычисления.

Разработка математических моделей подсхем УРС

Модели всех подсхем УРС основаны на расчёте значений коэффициентов передачи отдельных ветвей сигнальных графов и коэффициентов передачи всего графа (подсхемы) в целом. Расчёт индивидуален для каждой подсхемы и зависит от режима работы выходной ЦС, определяемого

состояниями реле SA5...SA7 и SA12...SA17. Расчёт коэффициентов передачи производится по формуле Мезона в соответствии с сигнальными графами. и обозначениями переменных: $Y_a=1/R_a+j\omega C_a$; $Y_n=1/R_n+j\omega C_n$; $Y_{CK1}=j\omega C_{K1}$; $Y_{CK2}=j\omega C_{K2}$; $Z_{CK1}=1/Y_{CK1}$; $Z_{CK2}=1/Y_{CK2}$; $Y_{sv}=j\omega C_{sv}$; $Y_{k1L1}=1/R_p-j1/\omega L_{k11}$; $Z_{k1L1}=1/Y_{k1L1}$; $Y_{k1L2}=1/R_p-j1/\omega L_{k12}$; $Y_{k2L1}=1/R_p-j1/\omega L_{k21}$; $Z_{k2L1}=1/Y_{k2L1}$; $Y_{k2L2}=1/R_p-j1/\omega L_{k22}$; $Y_{k2L3}=1/R_p-j1/\omega L_{k23}$; R_p – сопротивление потерь в катушках индуктивности. На рисунке 8 представлена эквивалентная схема резонансного УРС с ВЦ.

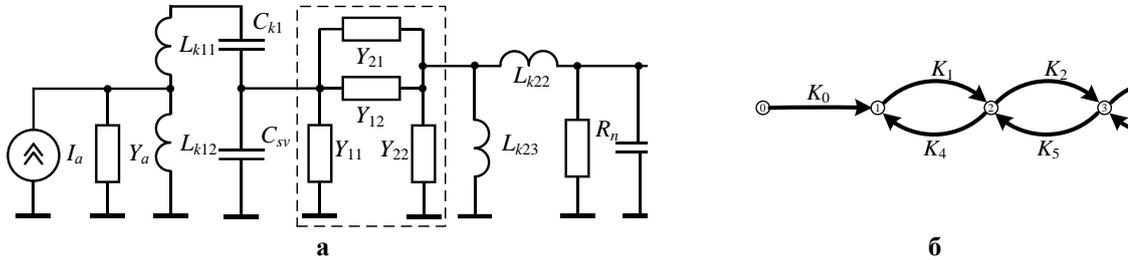


Рис. 8. Схема 2 (а) и сигнальный граф (б)

Блок-схема расчёта передаточной функции в соответствии с рисунком 8, б представлена на рисунке 9.

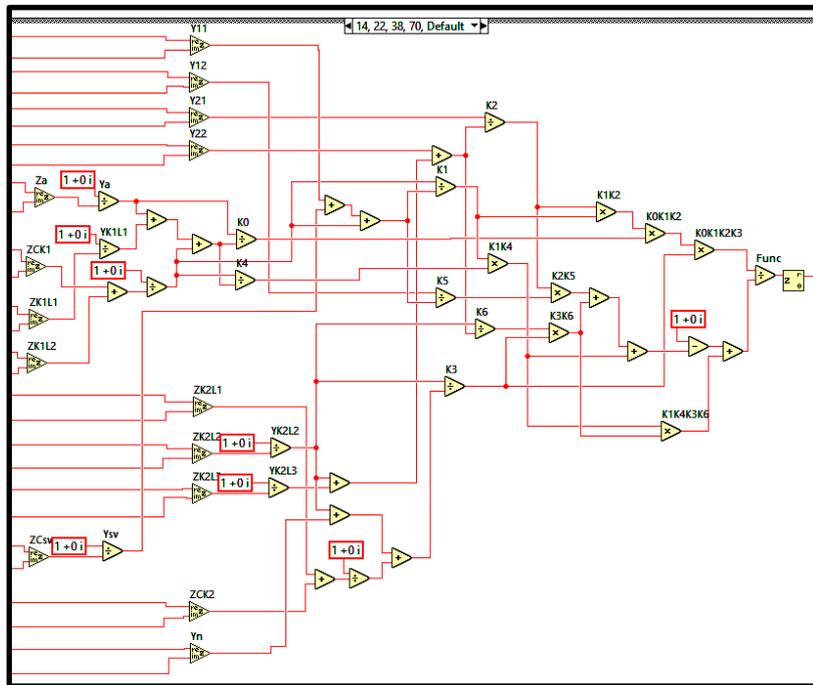


Рис. 9. Блок-схема расчёта передаточной функции схемы 2 в LabVIEW

Заключение

Разработанный виртуальный стенд позволяет выполнять исследования УРС в программной среде языка графического программирования высокого уровня LabVIEW, обеспечивая возможность студентам предварительно подготовиться к физическому эксперименту вне предназначенной для этого лаборатории. Результаты виртуального исследования хорошо согласуются с физическим экспериментом на реальном рабочем месте.

Список использованных источников

1. Евдокимов, Ю.К. LabVIEW для радионинженера: от виртуальной модели до реального прибора / Ю. Евдокимов, В.Р. Линдваль, Г.И. Щербаков. - Москва : ДМК Пресс, 2009. - 400 с.
2. Здоровцев, С.В. Функциональные блоки радиоприёмных устройств. Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие / С. В. Здоровцев, А. Е. Курочкин. – Минск : БГУИР, 2017. –162 с.
3. Курочкин, А. Е. Конспект лекций. Радиоприёмные устройства. HTML5 версия [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://libeldoc.bsuir.by/handle/123456789/49483>.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЦЕЛЯХ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИЗУЧЕНИЯ ИТ-ДИСЦИПЛИН

П. И. БОНДАРЕНКО, Т. А. ПАРАФИЯНОВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: pashenka.bondarenko.2003@mail.ru; pta@bsuir.by

Аннотация. В тезисах рассмотрены возможности использования искусственного интеллекта (ИИ) обучающимися в освоении ИТ-дисциплин; проанализированы основные направления применения ИИ в программировании, анализе данных, изучении теоретического материала и работе с технической документацией; выделены ключевые преимущества ИИ-инструментов, которые позволяют автоматизировать решение шаблонных задач, ускорить процесс понимания и освоения учебного материала; обоснована необходимость осознанного и умеренного применения ИИ, чтобы избежать зависимости от автоматизированных решений и поддерживать развитие критического мышления.

Abstract. The theses consider the possibilities of using artificial intelligence (AI) by students in mastering IT disciplines; analyze the main areas of AI application in programming, data analysis, studying theoretical material and working with technical documentation; highlight the key advantages of AI tools that allow automating the solution of standard problems, accelerating the process of understanding and mastering educational material; substantiate the need for conscious and moderate use of AI in order to avoid dependence on automated solutions and support the development of critical thinking.

Введение

Искусственный интеллект – это имитация процессов человеческого интеллекта машинами, особенно компьютерными системами [1]. Современные технологии ИИ находят все более широкое применение в различных областях, включая образование, в частности, для обучения в сфере информационных технологий (ИТ) ИИ предлагает уникальные возможности для повышения эффективности образовательного процесса, облегчая освоение сложных технических дисциплин и делая его более доступным для обучающихся с различными уровнями подготовки.

Основная часть

Освоение программирования является одной из основных и наиболее сложных задач в изучении ИТ-дисциплин. Программирование требует от обучающихся не только понимания синтаксиса и структуры языков, но и развития навыков логического, критического мышления. Классические подходы к обучению зачастую не позволяют в полной мере удовлетворить потребности начинающих программистов, испытывающих трудности с пониманием логики программного кода и решением возникающих ошибок. Современные ИИ-инструменты, такие как GitHub Copilot, ChatGPT и Amazon CodeWhisperer, помогают преодолевать эти трудности, предоставляя обучающимся поддержку на каждом этапе написания кода. Прежде всего, ИИ может существенно ускорить процесс разработки кода, например, по текстовому описанию задачи ИИ может предложить готовый шаблон кода или конкретный фрагмент, который обучающийся может адаптировать для своей задачи. Это особенно полезно на начальном этапе, когда студенты еще не уверенно ориентируются в языке и не знают, как именно структурировать решение задачи. Более того, ИИ помогает обучающимся разобраться в назначении различных элементов кода, объясняя его структуру и синтаксис. Благодаря использованию ИИ-технологий, программирование становится более доступным для обучающихся, что позволяет им быстрее переходить от теории к практике.

В освоении программирования особенно важна функция поиска ошибок. Справится с этой задачей позволяет использование ИИ-инструментов для анализа кода, выявления багов и предлагает решения, объясняя причины возникновения ошибок. Обнаружение ошибок в коде с помощью ИИ-инструментов позволяет обучающимся не только исправлять ошибки, но и учиться избегать их в будущем, что значительно сокращает временные затраты на написание кода. Таким образом, данные возможности превращают ИИ в незаменимого технического помощника на начальных этапах обучения программированию и устраняют разочарования от множественных попыток самостоятельно разобраться в причинах неполадок решаемой задачи.

Ключевой областью применения ИИ так же является поддержка в изучении работы с данными. Учебные дисциплины, такие как «Статистический анализ данных», «Технологии обработки больших данных», требуют от обучающихся понимания методов обработки, визуализации и интерпретации больших наборов данных. Однако для освоения этих навыков необходимы временные затраты и базовая подготовка в

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,

21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

статистике и математике, что может затруднять процесс обучения. Современные ИИ-инструменты позволяют обучающимся легче и быстрее осваивать основы анализа данных, выполняя за них шаблонные задачи и помогая сосредоточиться на интерпретации результатов. Инструменты обработки и визуализации данных на базе ИИ (например, DataRobot) могут генерировать графики, таблицы и другие формы представления данных, которые облегчают восприятие информации. Это помогает обучающимся понять структуру и закономерности в наборах данных, без необходимости ручной обработки. В результате, обучающиеся получают возможность сосредоточиться на смысловой интерпретации и анализе данных, что является одной из ключевых целей изучения учебных дисциплин, связанных с анализом данных. Для построения моделей анализа данных и их применения существуют ИИ-инструменты автоматизированного машинного обучения, такие как Google AutoML. Эти платформы позволяют обучающимся разрабатывать и тестировать простейшие модели, несмотря на то что у них нет глубоких знаний в машинном обучении. ИИ берет на себя многие технологические процессы, освобождая обучающихся от необходимости понимания каждой детали алгоритма процесса и позволяя им заниматься критическим анализом результатов и осваивать общие принципы машинного обучения.

Для успешного освоения IT-дисциплин важны не только практические умения, но и понимание теоретических основ. Концепции в программировании, анализе данных и других учебных дисциплинах базируются на сложных понятиях, которые не всегда воспринимаются с первого раза. ИИ-инструменты могут существенно облегчить восприятие теории, превращаясь в гибкого «наставника», способного объяснять сложные темы простым и доступным языком. Обучающийся может задать ИИ вопрос о сложной технической теме и получить ответ, в форме пошаговых объяснений с помощью аналогий и примеров, адаптированный под его уровень подготовки. Это делает ИИ альтернативой традиционным учебникам и пособиям, обеспечивая более устойчивое понимание и погружение в материал.

В процессе изучения IT-дисциплин обучающимся приходится работать с большим объемом текстовой информации, включая техническую документацию, описание алгоритмов и учебные материалы, и в таких ситуациях ИИ также становится полезным инструментом. Использование ИИ-инструментов повышает эффективность освоения знаний путем перевода сложных технических текстов, что важно для студентов, не владеющих иностранным языком на профессиональном уровне. Также ИИ способен создавать краткие конспекты и выдержки, что позволяет выделить ключевую информацию и быстрее ориентироваться в тексте.

Практические проекты занимают центральное место в процессе изучения IT-дисциплин. Они позволяют обучающимся применять теоретические знания на практике, развивать навыки планирования и реализации реальных задач. В этой области ИИ может предложить обучающимся значительную помощь, направленную на повышение качества их проектов и оптимизацию их работы, упрощает процесс проектирования и позволяет избежать ошибок при выборе инструментов. Так, ИИ помогает в выборе оптимальных инструментов и библиотек для конкретных задач, например, обучающимся, создающим веб-приложение, ИИ может подсказать, какие фреймворки или технологии лучше подходят для их цели. Когда проект требует интеграции с API или работы с внешними системами, ИИ может объяснить, как именно следует подключаться к необходимым сервисам, предоставляя примерный код или инструкцию по взаимодействию с API, что снижает порог сложности и позволяет обучающимся быстрее интегрировать внешние компоненты. Кроме того, ИИ может оценивать структуру кода и производительность проекта, предлагая рекомендации по его улучшению, позволяющие повысить качество программного обеспечения и научиться применять лучшие практики разработки.

Несмотря на значительные преимущества, которые искусственный интеллект предлагает обучающимся в изучении IT-дисциплин, технологии обучения не всегда позволяют широко использовать искусственный интеллект. Использование ИИ имеет в себе ряд рисков: ограничение социального взаимодействия обучающихся; снижение темпов развития критического мышления; получение и усвоение недостоверной информации; формирование зависимости от ИИ при решении технических задач. Поэтому важно найти баланс между использованием технологий и самостоятельным изучением IT-дисциплин.

Заключение

Для того чтобы искусственный интеллект стал действительно полезным инструментом, его необходимо использовать осознанно и сбалансированно, что будет способствовать развитию логического и критического мышления. Обучающимся важно сочетать помощь ИИ с личными усилиями, критическим анализом и самостоятельным поиском необходимой информации. Только в этом случае ИИ станет не просто источником готовых ответов, а настоящим техническим помощником в образовательном процессе, который будет способствовать глубокому и качественному освоению IT-дисциплин.

Список использованных источников

1. Шкор, О. Н. Искусственный интеллект в образовании: вызов или возможность / О. Н. Шкор, В. В. Верняховская // *Фундаментальные и прикладные исследования в области управления, экономики и торговли* : сборник трудов Всероссийской научно-практ. и учебно-метод. конференции, Санкт-Петербург, 15–19 мая 2023 года. в 8 ч. Ч. 3 / Институт промышленного менеджмента, экономики и торговли. – Санкт-Петербург. – 2023. – С. 280–290.

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛЕЙ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ СЕТЕВЫХ АТАК

К. Н. БОРОДИН¹, А. Р. ШЕДОВА¹, М. В. ГАЛИЦКИЙ¹

¹Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ)
(г. Москва, Россия)

E-mail: kirbor2014@yandex.ru

Аннотация. В данной статье представлен сравнительный анализ различных алгоритмов машинного обучения для задачи обнаружения сетевых атак. В работе демонстрируется эффективность использования глубоких нейронных сетей, а также впервые применяются сети Колмогорова-Арнольда для обнаружения сетевых атак. В ходе исследования применялись датасеты, характеризующие различные типы атак, что позволило нам оценить производительность моделей в разных сетевых доменах. Полученные результаты подтверждают актуальность использования современных подходов к детектированию угроз в условиях растущего объема данных.

Abstract. This paper presents a comparative analysis of different machine learning algorithms for the task of network attack detection. The paper demonstrates the effectiveness of using deep neural networks and for the first time applies Kolmogorov-Arnold networks to detect network attacks. In the course of the study, datasets characterizing different types of attacks were used, which allowed us to evaluate the performance of the models in different network domains. The obtained results confirm the relevance of using modern approaches to threat detection in conditions of growing data volume.

Введение

На сегодняшний день одним из самых ценных ресурсов является информация в различных её проявлениях. Благодаря интернету экспоненциально растёт обмен данными между пользователями [1]. Сетевые атаки — это действия, направленные на нарушение работы сетей передачи данных, кражу или порчу информации. В условиях роста обмена данными также повышается количество угроз и модификаций методов атак [2], и задача их обнаружения становится сложнее.

Создание и внедрение эффективных систем для автоматического детектирования уязвимостей, обеспечение безопасности и предотвращение утечки данных внутри инфраструктуры, постоянное обновление и адаптация защитных механизмов имеют первоочередное значение.

Целью нашего исследования является проведение сравнительного анализа различных алгоритмов машинного обучения для задачи обнаружения сетевых атак. В качестве выбранных алгоритмов мы использовали: K-ближайших соседей (KNN) [3], метод опорных векторов (SVM) [4], градиентный бустинг [5], полносвязный перцептрон (MLP) [6], сети Колмогорова-Арнольда (KAN) [7], двунаправленные сети с долгосрочной краткосрочной памятью (BiLSTM) [8], трансформер [9].

Для проведения экспериментов мы использовали следующие датасеты: UNSW-NB15 [10], CIC-IDS-2018 [11] и NSL-KDD [12]. Для оценки моделей мы применяли следующие метрики: precision, recall, accuracy, F1-score.

Основной вклад нашего исследования заключается в унифицированном сравнении производительности различных моделей машинного обучения для детектирования сетевых атак в разных доменах. Кроме того, впервые в данной области применяются сети Колмогорова-Арнольда, что делает наш подход инновационным.

Описание данных и методов исследования

Мы выбрали для сравнения перформанса моделей 3 различных датасета, чтобы иметь более полное представление о генерализации, робастности и валидности наших моделей в разных средах при разных видах атак. Далее приведём краткое описание датасетов.

UNSW-NB15 – популярный датасет, созданный для оценки моделей обнаружения сетевых атак. Он был разработан австралийским центром Информационной безопасности (ACCS) для устранения более старого датасета KDDCup99[13]. Трафик в базе данных синтезирован таким образом, чтобы симулировать настоящие сценарии, включая нормальные и злокачественные. Датасет включает в себя такие атаки, как фаззеры, сканеры, backdoor, DoS, exploits, универсальные атаки, shellcode, worms и другие.

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

NSL-KDD – улучшенная версия датасета KDDCup99, которая состоит из 41 признака для каждой записи о подключении и 1 лейбла, отражающего нормальный ли это трафик или какая-то атака. Датасет является одним из важнейших бенчмарков в сфере обнаружения сетевых угроз. Датасет включает в себя следующие типы атак: DoS, R2I, U2R, Probe.

CIC-IDS-2018 – датасет, созданный канадским институтом информационной безопасности (CIC) и широко используемый для исследования обнаружения сетевых атак. Датасеты предоставляют гигантское количество реалистичных данных в сетевом трафике для обучения моделей машинного обучения. Датасет включает в себя такие типы атак, как BruteForce, SSH, DoS, Heartbleed, Botnet, SQLinjection, XSS, infiltration и другие.

Перед подачей в каждую из моделей числовые признаки нормализовывались – выборочные среднее и среднеквадратичное отклонение приводилось к 1 и 0 соответственно. Для формирования целевой переменной вредоносные строки помечались «1», нормальные «0». Категориальные признаки кодировались с помощью one-hot -кодирования перед подачей в следующие модели: SVM, KNN, MLP, KAN, BiLSTM. Алгоритмы CatBoost и признаковый трансформер используют иные способы обработки таких признаков.

При наличии пропущенных значений, или чрезмерно больших, не входящих в диапазон числового типа, мы заменяли их на среднее значение по признаку. Для обучения мы использовали все возможные признаки, удаление каких-либо строк или столбцов не осуществлялось.

Несмотря на то что в датасетах представлены разные виды атак и даже есть соответствующая разметка, мы не обучали наши модели на задачу классификации типов атак, поскольку нашей целью является разработка автономного детектора.

Каждый из выбранных нами датасетов имеет ярко-выраженный дисбаланс классов. Для корректной оценки, а также возможности иметь сравнение с другими работами мы решили использовать метрики, позволяющие более тонко оценивать модели. Будем считать положительным классом наличие вредоносного трафика, а негативным классом его отсутствие. После обучения модели мы можем рассчитать количество истинно положительных (TP), ложно отрицательных (FN), ложно положительных (FP), истинно отрицательных (TN) результатов. Тогда метрики *accuracy*, *precision*, *recall*, *f1* могут быть определены следующим образом (1-4):

$$accuracy = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN} \quad (1)$$

$$precision = \frac{TP}{TP + FP} \quad (2)$$

$$recall = \frac{TP}{TP + FN} \quad (3)$$

$$f1 = 2 \frac{precision * recall}{precision + recall} \quad (4)$$

Эксперименты и обсуждение

В таблице 1 показаны результаты моделей на датасете UNSWNB-15. Метрики *precision* и *recall* достаточно высокие, что говорит о способности модели эффективно обнаруживать атаки в сетевом трафике, минимизировать ложно положительные и ложно негативные ошибки.

BiLSTM модель имеет хорошие метрики, что говорит об эффективности моделей, имеющих в своей основе рекуррентную природу. Стоит также отметить, что сети Калмогорова-Арнольда продемонстрировали лучший перфоманс, чем многослойный персептрон, что позволяет их считать интересной альтернативой для дальнейших исследований.

Таблица 1. Результаты на датасете UNSWNB-15

	Accuracy	precision	recall	f1
SVM	0.7808	0.7553	0.7944	0.7742
KNN	0.7708	0.7085	0.8376	0.7672

MLP	0.8170	0.8151	0.8095	0.8127
KAN	0.8353	0.8272	0.8481	0.8375
CatBoost	0.7944	0.7596	0.8215	0.7894
BiLSTM	0.8885	0.8561	0.9217	0.8877
Pheature transformer	0.9235	0.9170	0.9432	0.9303
RF	0.7346	0.8084	0.7364	0.7707
AlexNet	0.7389	0.7961	0.7273	0.7601
LeNet-5	0.7111	0.7887	0.7113	0.7480
CNN	0.7461	0.8101	0.7565	0.7824
BiLSTM	0.7224	0.7952	0.7243	0.7581
CNN-BiLSTM	0.7716	0.8263	0.7991	0.8125
RNN	0.883	0.876	0.965	0.918
LSTM	0.899	0.889	0.973	0.929
GRU	0.897	0.886	0.973	0.928

В таблице 2 представлены результаты для датасета NSL-KDD. На этот раз результаты не настолько однозначны. Во-первых, лидера сразу по всем метрикам нет. Во-вторых, нельзя сказать о явном преимуществе рекуррентных моделей над обычными.

Прежде всего, хотелось бы отметить, что применение сверточных нейронных сетей[14] не подходит для данной задачи. Мы полагаем, что это связано с тем, что такие сети ориентированы на обработку локальных зависимостей, тогда как для обнаружения атак требуется анализировать глобальные.

Следующий фактор, на который стоит обратить внимание, — это успешный опыт использования BiLSTM: наша модель показала наилучшие результаты. Кроме того, KAN снова продемонстрировала более высокую производительность по сравнению с MLP. Наконец, наш обучающий пайплайн с CatBoost не только достигает наивысшей ассурасы, но и обеспечивает наилучший баланс между precision и recall среди всех рассмотренных моделей.

Почему в данном датасете алгоритм для работы с табличными данными оказался лучше рекуррентных моделей? Мы считаем, что такая ситуация обусловлена природой датасета – он создавался в первую очередь для обработки проблем устаревшего датасета KDD99, а не для изучения новых атак. Строго говоря, этот набор данных можно считать не актуальным для исследований, и результаты CatBoost являются одним из аргументов в эту сторону.

Таблица 2. Результаты на датасете NSL-KDD

	accuracy	precision	recall	f1
SVM	0.8168	0.7406	0.9295	0.8215
KNN	0.8589	0.7861	0.9586	0.8638
MLP	0.8522	0.8011	0.9296	0.8605
KAN	0.8397	0.7459	0.9205	0.8241
CatBoost	0.8634	0.7871	0.9693	0.8688

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,

21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

BiLSTM	0.8594	0.7851	0.9608	0.8641
Pheature transformer	0.8390	0.7741	0.9315	0.8456
RF	0.7471	0.8133	0.7549	0.783
AlexNet	0.7702	0.7854	0.7724	0.7788
LeNet-5	0.7991	0.8295	0.8001	0.8045
CNN	0.8175	0.8243	0.8271	0.8257
BiLSTM	0.7943	0.8114	0.7965	0.8039
CNN-BiLSTM	0.8358	0.8582	0.8449	0.8514
RNN-IDS	0.8328	0.7295	0.9692	0.8324

В таблице 3 представлены результаты для датасета CIC-IDS 2018. Хочется отметить: разброс ложноположительных результатов очень большой, об этом говорят результаты по метрике precision. В действительности, данный датасет является самым не сбалансированным среди всех рассмотренных. Так, например, KNN почти свёлся к наивному классификатору, о чём говорит низкий precision и довольно высокий accuracy.

Несмотря на несбалансированный характер данных, MLP и BiLSTM продемонстрировали отличный результат по ложноположительным срабатываниям — модели научились на данном датасете не помечать обычный трафик вредоносным. Однако, для этих моделей вредоносный трафик всё ещё может оставаться замаскированным, что является для нас проблемой. С точки зрения баланса между ложноположительными и ложнонегативными результатами лучший результат в наших экспериментах показала модель табличного трансформера с f1-метрикой 97.89%, уступая по accuracy всего 1%.

Таблица 3. Результаты на датасете CIC-IDS-2018

	accuracy	precision	recall	f1
SVM	0.769	0.1574	0.1146	0.1327
KNN	0.8881	0.0038	0.8387	0.0075
MLP	0.8878	1	0.8878	0.9406
KAN	0.9135	0.4877	0.7975	0.6053
CatBoost	0.8886	0.0102	0.7778	0.0201
BiLSTM	0.9205	1	0.9178	0.9571
Pheature transformer	0.9624	0.9916	0.9666	0.9789
LG	-	0.781	0.801	0.791
XGB	-	0.845	0.834	0.839
DT	-	0.8733	0.885	0.879
HCRNN	0.9725	0.9633	0.9712	0.976

Заключение

Прежде всего, в заключении хотелось бы обсудить ограничения. Обучение проводилось на отдельных, не связанных друг с другом датасетах, каждый из которых был собран в лабораторных условиях, что затрудняет оценку способности моделей к генерализации в реальных условиях. Ещё одна проблема, выявленная для всех рассмотренных моделей, — это компромисс между precision и recall: в большинстве случаев высокая доля ложных срабатываний приводит к чрезмерному количеству ошибочных предсказаний, что в реальных системах может стать критичным. Наконец, большинство лучших моделей являются ресурсозатратными. Это вызывает сложности, так как не всегда возможно развернуть такие модели в режиме реального времени, что приводит к новому компромиссу между качеством и скоростью отклика.

Далее хочется выделить новизну нашего исследования. Результаты на основе всех трёх датасетов показывают сравнение между различными моделями, включающими машинное обучение и глубокое обучение к задаче обнаружения аномалий в сетевом трафике. Модели традиционного ML показывают себя хуже в рамках этого домена в отличие от рекуррентных моделей, которые демонстрируют лучший перформанс. Относительно трёх рассмотренных датасетов трансформерная архитектура продемонстрировала хорошее качество, что говорит о робастности к различным сложным сценариям обнаружения сетевых атак. Архитектура Калмогорова-Арнольда, менее изученная из-за её недавнего создания, добавляет новизны в наше исследование, поскольку никто не исследовал её применение к данной задаче до этого. Наши выводы релевантны не только в академических, но и в промышленных условиях, где сетевая безопасность занимает критически важное место, благодаря чему открывает путь к внедрению более умных моделей в системы информационной безопасности.

В заключение хотелось бы отметить, что данное исследование подчеркивает значимость применения алгоритмов глубокого обучения для обнаружения атак на сетевой трафик. Однако будущие исследования должны уделять внимание ограничениям моделей в плане генерализации, работе с несбалансированными данными и возможности практического развёртывания.

Список использованных источников

1. ИСИЭЗ: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://issek.hse.ru/news/810217750.html> (дата обращения: 10.09.2024).
2. Positive Technologies: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytcs/cybersecurity-threatscape-2024-q1/> (дата обращения: 12.09.2024).
3. *Consistency Properties of Nonparametric Discrimination*. In: *Discriminatory Analysis: Nonparametric Discrimination: Consistency Properties*, pp. 201-210, 1985.
4. Support-vector networks: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://link.springer.com/article/10.1007/BF00994018> (дата обращения: 17.09.2024).
5. ArXiv CatBoost: Unbiased Boosting with Categorical Features: [Электронный ресурс] Доступ: <https://arxiv.org/abs/1706.09516> (дата обращения 18.09.24)
6. Carnegie Mellon University: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://web.archive.org/web/20151010204407/http://deeplearning.cs.cmu.edu/pdfs/Cybenko.pdf> (дата обращения: 24.09.2024).
7. ArXiv KAN: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://arxiv.org/abs/2404.19756> (дата обращения: 25.10.2024).
8. BiLSTM: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0893608005001206> (дата обращения: 17.09.2024).
9. Transformer: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://arxiv.org/abs/2106.11959v2> (дата обращения: 08.10.2024).
10. UNSW-NB15: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7348942> (дата обращения: 18.09.2024).
11. IDS-2018: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9947235> (дата обращения: 22.09.2024).
12. NSL-KDD: [Электронный ресурс]. Доступ: https://e-tarjome.com/storage/btn_uploaded/2019-07-13/1563006133_9702-etarjome-English.pdf (дата обращения: 30.09.2024).
13. KDDCup99: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://arxiv.org/pdf/1706.03762> (дата обращения: 09.10.2024).
14. IEEE Xplore: [Электронный ресурс]. Доступ: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8998253> (дата обращения: 10.10.2024).

К ВОПРОСУ О ПРОГНОЗИРОВАНИИ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ
ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ОБЛАСТИ
МЕТОДИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА

О. В. СЛАВИНСКАЯ, К. А. РАДКЕВИЧ, Н. С. РЯБИНИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: slavinskaja@bsuir.by

Аннотация. Интернет-технологии, основанные на искусственном интеллекте, находятся в процессе интенсивного развития и уже произвели существенные изменения в методиках преподавания и обучения, что повысило эффективность образовательного процесса. Технологии Web 3.0, опирающаяся на искусственный интеллект и машинное обучение, дают возможность развитию средств обучения и средств контроля, освобождая педагога от рутинной работы. Прогнозируя перспективы их дальнейшего развития, полагаем, что они позволят совершить прорыв в создании учебных источников (учебников) на концептуальной новой основе.

Annotation. Internet technologies based on artificial intelligence are undergoing intensive development and have already made significant changes to teaching and learning methods. This has increased the efficiency of the educational process, and web 3.0 technology, which is based on AI and machine learning, enables the development of new learning tools and control systems, freeing teachers from routine tasks. Predicting future developments, we believe these technologies will allow for a breakthrough in creating educational materials (textbooks) based on a conceptually new approach.

Искусственный интеллект (ИИ) стал неотъемлемой частью всех современных передовых онлайн-ресурсов, связанных с обучением и образованием, сбором и обработкой информации. Об этом свидетельствуют развивающиеся возможности популярных онлайн-платформ и ресурсов, поддерживаемых такими известными успешными корпорациями и компаниями, как OpenAI, Microsoft, Яндекс, Google и другими. Буквально вся обучающаяся молодежь осведомлена о том, что такое нейросети GPT-4, ChatGPT, Gemini, LeoGPT, Copyla и Jasper, а также что они могут делать. Открытие исходных кодов разработок ИИ с машинным обучением ряда организаций-авангардистов в создании ИИ и программного обеспечения для него, позволила использовать ИИ в своих разработках рядовым компаниям и отдельным программистам для решения различных задач.

При появлении мощных поисковых онлайн-систем и продвинутых библиотек встал вопрос сохранения авторства текста, произведений, различных видов работ. Популярными и необходимыми для сохранения авторства стали ресурсы по определению степени авторства и плагиата. И сразу же ответом на спрос, в основном, образовательной сферы (обучающихся и педагогов), т.е. образовательной сферы, появились синонимайзеры, копирайтеры, онлайн-диктофоны, ресурсы, переводящие речь в текст и наоборот (цифровая озвучка), различные электронные помощники и боты. Отдельно стоит отметить сервисы для генерации по запросу текстового контента различного вида, музыки и графики [1].

С одной стороны, это прогресс, отражающий то, как цифровое общество обрабатывает информацию и пользуется ею. И плюсы для образовательных систем очевидны: и обучающийся, и педагог могут получить сгенерированный контент за считанные секунды. Для этого не требуется долгая и кропотливая работа для поиска подходящих источников, оценка их достоверности и качества, реферирование информации. Однако заметен и очевидный минус: вместо развития ума путем оценки и изучения различных авторских источников, т.е. непосредственного обучения, обучающиеся в некоторых случаях пользуются сгенерированной информацией. Следовательно, результата обучения в запланированном педагогом виде, не будет и наличие даже малой его доли в этом случае сомнительно. Но еще один несомненный плюс этой ситуации – освобождение времени у обучающихся и педагогов, которое они могут потратить более рационально, в т.ч. на укрепление здоровья и отдых. Однако этот положительный момент не перекрывает глобального недостатка. И поэтому многие ученые, педагоги, так или иначе связанные с системой образования, полагают ИИ огромной помехой в обучении.

Не радует их и тот момент, что все современные крупные нейросети имеют машинное обучение, т.е. автоматически улучшаются, используя свой опыт и результаты анализа информации. Пугает то, что ИИ может полностью заменить обучающегося в образовательном процессе, «обманув» или обойдя те методические приемы и техники, которые предлагает педагог для освоения курса. Тогда результаты обучения станут профанацией.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

*Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь*

Однако это только этап прогресса информационных технологий. И хотя имеются или заметны негативные последствия развития данных технологий, они являются ступенькой к их изменению, следующему развитию. Элементом такого развития стали опции нахождения в текстах перефразирования, перевода с другого языка программными средствами антиплагиата, определение степени использования автором машинного языка, генераций. Это останавливает мошенничество.

Но есть и еще один важный вопрос, который связан с подготовкой текстовой информации – написание учебной литературы, подготовки текстовых средств обучения. С появлением программных средств проверки на плагиат и своеобразной «модой» на них в системе образования при рассмотрении вопросов авторства текста учебников, подготовка печатных или электронных текстовых средств обучения стало неблагоприятной задачей. Автор не столько работает над решением задач, связанных с обеспечением качественного обучения: выполнением целей и задач учебной программы курса, полнотой и качеством, доступностью содержания, системностью его изложения, достаточностью для достижения запланированных результатов, сколько его беспокоит вопрос ссылок на авторские источники, чтобы не получилось плагиата. Ведь даже на текст своих учебников прошлых лет надо давать ссылку для того, чтобы их использование попало в разряд самоцитирования, а не плагиата. По сути, выполнение требований по сохранению авторского права в создании учебной литературы не дает возможности создать хороший, последовательный, полноценный текст учебника. Еще сложнее ситуация с подготовкой учебных текстов для технического содержания, где учебная информация не изменяется на протяжении многих лет и веков (физические законы, химические реакции, математические формулы и т.п.). И, конечно же, ответственные педагоги не хотят писать учебники, т.к. это занятие сложное и неблагоприятное. Ведь самым волнительным моментом является тот, когда ты получаешь справку на плагиат.

Но развитие не будет стоять на месте. Так и в данной сфере. Современные учебники стали более сжатыми, имеют активные ссылки, QR-коды для перехода в другие ресурсы, чтобы не получилось дублирования текста, заимствования видео, графики или музыки. Они становятся структурно сложнее. По своей сути становятся средством систематизации ресурсов. Однако это затрудняет изучение вопросов для обучающихся [2].

Как выход из создавшегося положения появились новшества в этой области.

Одним из них является технология «гибкого» учебника, которую предлагают издательства. Например, издательство «Юрайт», используя для этого свою образовательную платформу [3]. На платформе издательство за деньги или бесплатно предоставляет тексты выпущенных им учебников. За много лет существования их накопилось у издательства достаточно много. Педагогам предлагается на основе программы «собрать» свой учебник на основе собственной программы, включив в него части текста из изданных книг. При этом использовать можно только книги данного издательства. И созданный «гибкий» учебник должен быть сохранен на платформе и использоваться учащимися с нее. При этом авторства такой учебник не имеет. Использовать собственный текст или материалы, опубликованные в другом месте, не разрешается.

Такое новшество не единственное. Имеется ряд сайтов для создания электронных учебников. Проблемой их использования является жесткая структура предлагаемых шаблонов и «потеря» авторства, так как сохраняется созданный ресурс только на этой платформе, официальной публикацией не являясь.

Какие перспективы развития ИИ в этой области прогнозируются в соответствии с имеющимися проблемными вопросами – разработка ИИ для подготовки учебных средств (электронных учебников, электронных образовательных ресурсов) вместо педагога, но под его контролем или под контролем специально организованной группы экспертов в отдельных областях. В этом случае ИИ должен генерировать учебные материалы на основе задачи, поставленной в виде учебной программы по дисциплине (предмету). Эксперту необходимо будет внести данные в задачу об учете возраста обучающихся, ступенчато отслеживать подготовку контента, уточняя содержание учебной программы при необходимости. За счет машинного обучения при неоднократном выполнении алгоритма подготовки учебных средств ИИ сможет совершенствоваться в системности изложения материала, его объеме, сложности языка изложения, других параметрах. По сути, ИИ будет отбирать актуальную информацию, систематизировать ее, видоизменять для понятного изложения. Предполагаем, что авторства у таких учебных средств не будет. Это во многом упростит задачу использования любого материала и текста в учебных целях без коммерческой выгоды.

В зависимости от требуемого результата он может подбирать интерактивные задания, проводить контроль. При этом нам видится, что алгоритм создания заданий для тестового контроля по сгенерированному содержанию курса может быть легко освоен ИИ и постоянно совершенствоваться. Это значительно упростит задачи педагога. Тот, кто готовил по курсу 200-400 заданий итогового теста с заданными параметрами для различных видов проверок хорошо это понимает. Тем более, что существование в настоящее время большого количества онлайн-платформ для создания тестов, викторин, логических игр может быть осмыслен, оценен и переработан.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

*Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь*

Постепенное развитие таких учебных средств и их постоянное отслеживание ИИ даст ряд неоспоримых преимуществ. Во-первых, это индивидуализация и персонификация обучения, как реализация одной из тенденций развития мирового образования, путем использования адаптивного обучения. Оно с помощью ИИ будет отслеживать потребности и возможности конкретного обучающегося и подстраивать учебный процесс, содержание под него. Это может быть и подбор дополнительных материалов по непонятным вопросам, и создание безбарьерной среды, когда необходимо подстроить размер шрифта учебного материала, освещенность экрана в соответствии с теми проблемами, которые имеет обучающийся. В том числе это может быть и предложение прочесть информацию вслух, записать ответ с голоса и т.п. Частично такие механизмы апробированы в современных онлайн-ресурсах. Например, такие платформы, как Coursera, Udacity, Khan Academy, используют адаптивные алгоритмы, чтобы предлагать материалы и задания, соответствующие уровню знаний учащихся. Если студент затрудняется с определенной темой, система может предложить дополнительные ресурсы или более простые объяснения.

Во-вторых, это массив статистических данных об обучающемся, его результатах и особенностях, который может формировать ИИ. Заданный ему алгоритм анализа данной информации позволит дать рекомендации педагогу о том, как правильно вести процесс обучения с этим конкретным учеником. Здесь сразу встает вопрос о конфиденциальности данных, но нам кажется он решаемым. Ведь и в обычном процессе обучения педагог такими данными обладает. Другое дело, что вопрос должен стоять о сохранности и неразглашении личных данных.

В-третьих, в такие ресурсы могут быть внедрены системы управления обучением. Такие системы как Moodle или Edmodo, и сейчас используются его, предлагают для выбора педагога функции для отслеживания успехов учащихся и предоставления индивидуальных рекомендаций на основе их достижений и активности в обучении.

В-четвертых, ИИ может в данных средствах создавать различные логические игры. С их помощью педагог будет стимулировать интерес учащихся к обучению. Это может делать и ИИ, причем адаптированно – в зависимости от заинтересованности учащегося, его результатов и возможностей.

В-пятых, ИИ сможет легко и быстро вносить изменения в учебный ресурс, если информация будет обновляться. Такое отслеживание изменений будет нацелено на машинное обучение ИИ. Однако здесь есть один вопрос, который придется решать – качество материалов, верификация содержания. Возможно, алгоритм машинного обучения сможет преодолеть тот недостаток, что ИИ нужно подобрать актуальную и достоверную информацию.

Однако необходимо учесть и то, что педагогов придется обучить работе с ИИ, а также отследить вопрос изменения нормативной базы.

Обеспечение средствами обучения относится к методическому обеспечению учебного процесса. Это одна из областей деятельности педагога, на которую он тратит большое количество времени, по сути занимаясь рутинной. Если высвободить это время, то оно может быть потрачено с большей пользой – на контакты с обучающимися, на самообучение и коллаборативное обучение педагогов.

Искусственный интеллект революционизирует различные сферы нашей жизни, и образование не остается в стороне.

Использование ИИ в создании и использовании средств обучения намного облегчило бы труд педагогов, устранив из него «бумажную» рутину, «сократило бы количество методических работников, выполняющих экспертно-контролирующие функции и являющихся редкими специалистами со специфическими знаниями и опытом [1]».

Конечно же возможны какие-то негативные последствия использования искусственного интеллекта и машинного обучения в системе образования для создания средств обучения, но это даст несомненно возросший ожидаемый результат. С их применением эффективность обучения возрастет. А недостатки так или иначе будут устраняться путем развития технологий дальше.

Список использованных источников

1. Славинская, О. В. К вопросу о прогнозировании направлений развития машинного обучения в области образования / Славинская О. В., Лагутина А. А. // Информационные радиосистемы и радиотехнологии 2022 : материалы научно-технической конференции, Минск, 29–30 ноября 2022 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. А. Богуш [и др.]. – Минск : БГУИР, 2022. – С. 178–181.

2. Славинская, О. В. К вопросу о современном состоянии и перспективах развития учебных изданий = To the question of the current state and prospects development of educational publications / О. В. Славинская, А. Н. Валодчинко, А. С. Платоненко // Высшее техническое образование : проблемы и пути развития = Engineering education: challenges and developments : материалы XI Международной научно-методической конференции, Минск, 24 ноября 2022 года / Министерство образования Республики Беларусь, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники. – Минск : БГУИР, 2022. – С. 160–163.

3. Образовательная платформа // Юрайт [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://urait.ru>.

КЛАССИФИКАЦИЯ ПАЛАТОК НА УЛИЧНЫХ БАЗАРАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ CNN

А. ИБРАГИМОВ¹, Р. ИСАЕВ¹

¹Международный университет «Ала-Тоо»
(г. Бишкек, Кыргызстан)

E-mail: ruslan.isaev@alatoe.edu.kg

Аннотация. В этом исследовании представлена модель сверточной нейронной сети для классификации палаток на уличных базарах, особенно в Центральной Азии, где продавцы используют различные конструкции палаток для продажи таких товаров, как продукты питания, сухофрукты и чистящие средства. Разнообразие типов палаток создает проблемы для эффективной организации и анализа рыночной конъюнктуры, а традиционные методы каталогизации вручную оказываются трудоемкими и неэффективными. Чтобы решить эту проблему, был создан пользовательский набор данных из 130 уникальных изображений палаток, каждое из которых было сделано с разных ракурсов, который был расширен до 2000 изображений за счет увеличения объема данных. Этот набор данных позволил нам обучить модель сверточной нейронной сети, способную разделить палатки на шесть различных типов, достигнув точности 90-95%. За пределами Центральной Азии этот подход может быть адаптирован к аналогичным рынкам в других развивающихся регионах. В этой статье подробно описывается разработка набора данных, архитектура сверточной нейронной сети, результаты экспериментов и потенциальные приложения, направленные на то, чтобы заложить основу для более широкого применения искусственного интеллекта в анализе региональных рынков и экономического развития.

Abstract. This study presents a convolutional neural network model for classifying tents in street bazaars, especially in Central Asia, where vendors use various tent designs to sell goods such as groceries, dried fruits and cleaning products. The variety of tent types creates problems for effective organization and analysis of market conditions, and traditional manual cataloging methods turn out to be time-consuming and inefficient. To solve this problem, a custom dataset of 130 unique images of tents was created, each of which was taken from different angles, which was expanded to 2,000 images by increasing the amount of data. This data set allowed us to train a convolutional neural network model capable of dividing tents into six different types, achieving an accuracy of 90-95%. Outside of Central Asia, this approach can be adapted to similar markets in other developing regions. This article describes in detail the development of the dataset, the architecture of convolutional neural network, experimental results and potential applications aimed at laying the foundation for the wider application of artificial intelligence in the analysis of regional markets and economic development.

Введение

Уличные базары, особенно в Центральной Азии - это оживленные рынки, где продавцы продают товары в палатках. Такие рынки, которые часто встречаются в развивающихся регионах где размещается множество палаток с товарами, такие как сухофрукты, мясо, овощи и фрукты, продукты питания и чистящие средства. Палатки, используемые продавцами, сильно различаются по структуре, размеру и планировке в зависимости от продаваемых товаров, что приводит к разнообразию и динамичности обстановки. Однако это разнообразие также создает уникальную проблему, когда речь заходит о категоризации и организации рыночной планировки.

Эффективная классификация палаток на основе их визуальных характеристик может дать ценную информацию о динамике рынка, помогая понять распределение поставщиков и размещение продуктов. Традиционные методы каталогизации и категоризации палаток в основном выполнялись вручную, с опорой на наблюдения человека, что может быть трудоемким. Автоматизация процесса классификации может привести к лучшему пониманию рыночных операций, предоставлению данных для управления рынком и позволит поставщикам и организаторам принимать решения, основанные на данных.

В этом исследовании рассматривается задача классификации палаток на уличных базарах с использованием модели сверточной нейронной сети (CNN), специально обученной распознавать шесть различных типов палаток. Отсутствие общедоступного набора данных для таких палаток привело к разработке пользовательского набора данных, палатки снятые под разными углами, чтобы максимально разнообразить характеристики. Для дальнейшего расширения набора данных для эффективного обучения модели были применены методы увеличения объема данных, которые позволили расширить набор данных до 2000 изображений.

Целью данной работы является разработка и оценка классификатора уличных палаток на базе CNN.

Благодаря возможности быстрой и автоматизированной классификации палаток, модель может быть использована для создания цифровых классификационных карт базаров. Эти карты, основанные на данных, поступающих от таких устройств, как камеры с обзором на 360 градусов, могут позволить администраторам рынка отслеживать расположение палаток и распределение продукции с минимальным ручным вмешательством. Кроме того, эта модель может помочь предприятиям в организации и структурировании крупномасштабных рынков, а ее применение распространится за пределы Центральной Азии на другие развивающиеся регионы с аналогичными рынками сбыта.

Методология. Сбор данных

Для создания набора данных, необходимого для классификации палаток на уличных базарах, были сделаны фотографии палаток в одном из базаров Кыргызстана. Было собрано 126 фотографий различных палаток, каждая из которых была заснята с трех различных ракурсов, чтобы обеспечить разнообразие углов съемки. Эти ракурсы включали виды спереди и сбоку, что позволило захватить особенности каждой палатки. Примеры фотографий вы можете наблюдать ниже (Рис. 1, Рис. 2, Рис. 3, Рис. 4, Рис. 5, Рис. 6).



Рис. 1. dried_fruits



Рис. 2. dried_fruits



Рис. 3. dried_fruits



Рис. 4. household_goods



Рис. 5. household_goods



Рис. 6. household_goods

Обработка

Для подготовки данных к обучению модели были предприняты следующие шаги:

1. Увеличение объема данных: Методы аугментации с помощью библиотеки Augmentor, такие как случайные искажения, повороты и отражения, применялись для увеличения объема данных и повышения устойчивости модели. Эти техники подробно рассмотрены в обзоре методов глубокого обучения для распознавания категорий еды [3]. Были выполнены следующие операции:

- Случайная дисторсия: Применена с вероятностью 100% для изменения формы изображений и создания более разнообразных примеров.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

- Вращение: С вероятностью 70% изображения поворачивались влево или вправо на случайный угол до 25 градусов.
 - Генерация новых изображений: было создано 335 новых изображений для каждого типа палаток, чтобы обеспечить баланс и увеличение набора данных.
 -
- 2. Изменение размера изображений: После аугментации все изображения были изменены до размера 256x256 пикселей с использованием библиотеки PIL и метода интерполяции LANCZOS. Это обеспечило единообразие входных данных для модели CNN.
В окончательном итоге пример фотографий вы можете наблюдать ниже (Рис. 7, Рис. 8, Рис. 9, Рис. 10, Рис. 11, Рис. 12).



Рис. 7. dried_fruits



Рис. 8. dried_fruits



Рис. 9. dried_fruits



Рис. 10. household_goods



Рис. 11. household_goods



Рис. 12. household_goods

Построение модели

Для классификации палаток на уличных базарах была разработана сверточная нейронная сеть (CNN), используя библиотеки TensorFlow и Keras. Модель прошла несколько этапов подготовки и обучения, как описано ниже:

1. **Импорт библиотек и подготовка данных:**
 - Импортированы необходимые библиотеки, такие как PIL для обработки изображений, matplotlib для визуализации, numpy для работы с массивами, и инструменты из библиотеки scikit-learn для разбиения данных и кодирования меток.
 - Данные были загружены из директории с аугментированными изображениями, организованными по классам: мясо, сухофрукты, специи, бытовые товары, фрукты и овощи, продукты питания. Каждый класс был представлен в формате массива изображений X, а метки классов были сохранены в y.
 - Изображения были нормализованы путем деления на 255.0 для масштабирования значений пикселей в диапазон [0, 1].
2. **Разделение данных на тренировочные и тестовые:**
 - Данные были случайно разделены на тренировочные и тестовые наборы в соотношении 80/20.
 - Метки классов были закодированы в числовой формат с помощью LabelEncoder.

3. Архитектура модели CNN:

Архитектура модели включает несколько сверточных и полносвязных слоев с функциями активации ReLU и слоями Dropout для регуляризации. Подобные архитектурные решения обсуждаются в исследовании по обучению глубоких признаков для распознавания сцен с использованием базы данных Places [1]

- **Входной слой:** Модель использует сверточный слой с 32 фильтрами размером (3, 3) и функцией активации ReLU, принимающий изображения размером 256x256 с тремя каналами (RGB).
- **Скрытые слои:**
 - Второй сверточный слой с 64 фильтрами и функцией активации ReLU.
 - Первый слой подвыборки (MaxPooling) с размером ядра (2, 2), за которым следует слой Dropout с вероятностью 0.25 для предотвращения переобучения.
 - Третий сверточный слой с 128 фильтрами и функцией активации ReLU, за которым следует еще один слой MaxPooling.
 - Четвертый сверточный слой с 256 фильтрами и функцией активации ReLU, с последующим слоем MaxPooling.
- **Полносвязные слои:**
 - Слой Flatten для преобразования данных в одномерный массив.
 - Полносвязный слой с 512 нейронами и функцией активации ReLU.
 - Слой Dropout с вероятностью 0.5 для регуляризации.
 - Выходной слой с 6 нейронами и функцией активации softmax для многоклассовой классификации.

4. Компиляция и обучение модели:

- Модель была скомпилирована с использованием оптимизатора Adam, функции потерь sparse_categorical_crossentropy, и метрики точности.
- Модель обучалась на тренировочном наборе в течение 20 эпох с размером пакета 64. 20% тренировочных данных были использованы для проверки на каждом этапе обучения.

5. Оценка производительности модели:

- Точность модели оценивалась на тестовом наборе данных, что соответствует стандартным практикам в области распознавания изображений, как описано в исследовании по обучению глубоких признаков для распознавания сцен [1].

Заключение

Наша модель достигла точности (1) классификации 92%. Эти результаты подчеркивают потенциал использования глубокого обучения для автоматизации анализа рыночных условий, что может значительно упростить управление рыночными операциями и повысить их эффективность.

$$\text{Точность} = \frac{\text{количество правильно предсказанных классов}}{\text{общее количество предсказаний}} \quad (1)$$

Возможности применения разработанной модели выходят за пределы рынка в Центральной Азии и могут быть адаптированы к аналогичным рынкам в других развивающихся регионах. Разработанная система также.

В дальнейшем планируется расширить исследование путем интеграции более сложных архитектур нейронных сетей и применения методов для улучшения обобщающей способности модели, а также рассмотреть возможность использования дополнительных данных с различных рынков для повышения точности классификации и устойчивости модели к изменениям условий.

Список использованных источников

1. Zhou B. et al. Learning deep features for scene recognition using places database //Advances in neural information processing systems. – 2014. – Т. 27.
2. Kim D. et al. Understanding tourists' urban images with geotagged photos using convolutional neural networks //Spatial Information Research. – 2020. – Т. 28. – С. 241-255.
3. Zhang Y. et al. Deep learning in food category recognition //Information Fusion. – 2023. – Т. 98. – С. 101859.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ФОСВИЧ-ДЕТЕКТОРА ПРИ
СОВМЕСТНОЙ РЕГИСТРАЦИИ АЛЬФА- И БЕТА-ЧАСТИЦ

Д. А. ЗАЙЦЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: dima.za2013@mail.ru

Аннотация. Рассмотрен метод регистрации совместного альфа-бета излучения. Проведена аппроксимация импульсов с целью оценки возможности разделения видов излучения. Рассмотрены причины ухудшения разделения видов излучения.

Abstract. The method of registration of joint alpha-beta radiation is considered. The pulses were approximated in order to assess the possibility of separating the types of radiation. The reasons for the deterioration of the separation of types of radiation are considered.

Введение

Развитие инструментов регистрации и детектирования ионизирующего излучения в настоящее время имеет актуальность. Потребность в данных приборах ставит задачу производителям в минимизации форм-фактора, увеличению автономности приборов и улучшению характеристик.

Основная часть

Одним из методов регистрации альфа-бета-излучения является фосвич-детектор, состоящий из тонкой пластины поливинилтолуол и нанесённым на него сульфида цинка, активированного серебром.

На рисунке 1 и 2 представлен сигнал и аппроксимация углерода (С-14) выступающий как бета-источник и плутоний (Pu-238) выступающий как альфа-источник, соответственно. Аппроксимация сигналов происходит по формуле 1:

$$f(t) = \sum_{i=1}^N (A_i \cdot \exp(-t/\tau_i)) \cdot (1 - A_i \cdot \exp(-t/\tau_i)), \quad (1)$$

где A_i – амплитуда сигнала.

τ_i – временные коэффициенты.

Коэффициенты были получены методом наименьших квадратов на основе обработки выходных сигналов.

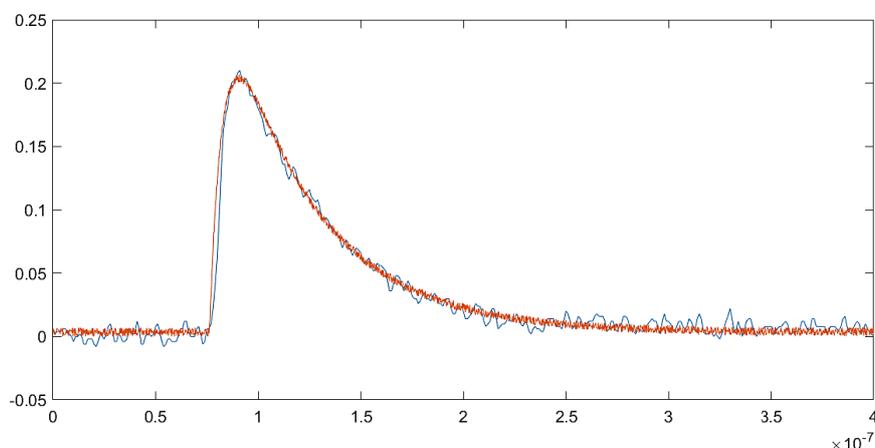


Рис. 1. Сигнал от источника С-14

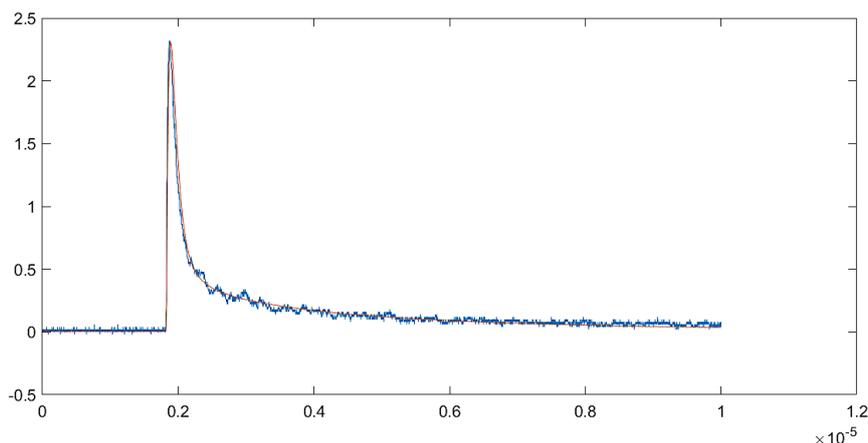


Рис. 2. Сигнал от источник Pu-238

На рисунках представлены аппроксимации сигналов, где график синего цвета выступает исходным сигналом детектора, график красного цвета – непосредственно аппроксимированный сигнал. Исходя из аппроксимаций можем сделать вывод, что сигналы от разных видов ионизирующего излучения могут быть разделены по форме импульса, вследствие разных временных характеристик материалов, регистрирующих разные виды излучения.

Разделение сигналов ухудшается из-за не идеальности структуры неорганического кристалла ZnS(Ag). Данный сцинтиллятор имеет ряд дефектов в структуре решётки, которые могут выступать как электронные и дырочные ловушки и приводить к эффекту послесвечения (afterglow)[1]. Данный эффект может наблюдаться в течении десятков микросекунд после основной сцинтилляции кристалла.

Выходная реализация имеет вид:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K V_k \cdot f_1(t - \tau_k) + \sum_{m=1}^M V_m \cdot f_2(t - \tau_m) + n(t), \quad (2)$$

где V_k, V_m – амплитуды сигнала.

f_1, f_2 – функции сигналов с детекторов.

τ_k, τ_m – время поступления частицы.

τ_i – временные коэффициенты.

$n(t)$ – шум с детектора.

Дополнительным фактором затрудняющий разделения импульсов может быть не идеальность фотоэлектронного умножителя (ФЭУ), который преобразует сцинтилляция детектора в электрический сигнал. ФЭУ имеет темновые токи, а также паразитные эффекты, вызывающие искажение либо образования дополнительного импульса после полезного сигнала.

Заключение

Использование фосвич-детектора является перспективным методом регистрации двух видов излучения. Проблемой разделение сигналов двух видов ионизирующего излучения является не идеальность материалов и инструментов необходимых для регистрации. Исходя из всего выше сказанного, появляется задача по созданию алгоритмов обработки сигнала для последующего разделения между импульсами разных видов излучения.

Список использованных источников

1. Sarah E Mann, Erik M Schooneveld, Nigel J Rhodes, Giacomo Mauri, Dong Liu, G Jeff Sykora. Nanoparticle ZnS:Ag/6LiF—a new high count rate neutron scintillator with pulse shape discrimination. Journal of Physics D: Applied Physics, 2024; 13, 4-9. DOI 10.1088/1361-6463/ad5021.
2. U. Akgun, A. S. Ayan, G Aydin, F Duru, J. Olson and Y. Onel. Afterpulse timing and rate investigation of three different Hamamatsu Photomultiplier Tubes. Journal of Instrumentation, 2008. DOI 10.1088/1748-0221/3/01/T01001.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА

А. В. ГРИНКЕВИЧ, Е ЙИИТ КО КО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)**E-mail: grinkevich@bsuir.by*

Abstract. This paper presents a method for assessing the technical level of radar transceiver systems, focusing on performance evaluation, data handling, and decision-making. The approach combines key performance indicators (KPIs) such as range, sensitivity, resolution, signal-to-noise ratio (SNR), and power efficiency. For incomplete or uncertain data, probabilistic methods and simulations are employed. The method also assesses the system's Technology Readiness Level (TRL) and innovation potential, providing a comprehensive evaluation framework to guide design, production, and operational decisions.

Введение

Целью оценки технического уровня радиолокационного приемопередатчика (РЛПП) является оценка общей производительности, технологического прогресса и эффективности радиолокационной приемопередающей системы. Этот процесс использует специальную метрику, называемую коэффициентом технического уровня или коэффициентом технического уровня (КТУ). Этот коэффициент представляет собой количественную меру, помогающую определить, насколько хорошо система соответствует текущим техническим стандартам, а также ее конкурентоспособность по сравнению с другими системами.

Методика оценки ТУ РЛПП

Радиолокационный приемопередатчик является ключевым элементом любой радиолокационной системы, так как обеспечивает передачу и прием радиолокационных сигналов, на основе которых система осуществляет обнаружение, слежение и классификацию целей. Оценка технического уровня радиолокационного приемопередатчика (РЛПП) представляет собой сложный процесс, включающий анализ его характеристик, таких как мощность передатчика, чувствительность приемника, частотные возможности, качество обработки сигналов, устойчивость к помехам и другие параметры, которые непосредственно влияют на его работу. Технический уровень (ТУ) образца действительно является относительной характеристикой, которая отражает качество изделия или системы на основе сравнения с эталонными показателями. Для оценки технического уровня используется **коэффициент технического уровня (КТУ)**. Он позволяет выразить степень отклонения качества оцениваемого образца от эталона.

Основные этапы работы программы:

1. **Ввод данных:** Пользователь вводит значения ключевых технических характеристик разрабатываемого РЛПП (например, мощность передатчика, чувствительность приемника, частотный диапазон, коэффициент шума и другие параметры). Пользователь также вводит эталонные значения этих характеристик, которые соответствуют базовому, идеальному или конкурентному образцу.

2. **Расчет коэффициентов технического уровня (КТУ):** Для каждой введенной характеристики программа рассчитывает КТУ по следующей формуле:

3.

$$КТУ_i = \frac{П_0}{П_3}$$

где:

$П_0$ – значение показателя качества оцениваемого РЛПП;

$П_3$ – значение эталонного показателя.

4. **Агрегирование результатов:** Программа вычисляет средний коэффициент технического уровня (суммарный КТУ), чтобы получить общую оценку технического уровня РЛПП:

5.

$$КТУ_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n КТУ_i}{n}$$

где:

n - количество параметров;

$КТУ_i$ – коэффициент технического уровня для i -го параметра.

6. **Вывод результатов:** Программа выводит КТУ для каждого параметра, а также итоговый КТУ. Это помогает пользователю оценить, по каким характеристикам разрабатываемое устройство превосходит или уступает эталонному образцу.

Расчет коэффициента технического уровня радиолокационного приемопередатчика (РЛП), позволяющего оценить качество разрабатываемого или модернизируемого устройства в сравнении с эталонными образцами.

1. Определение ключевых показателей качества РЛПП

первым этапом является выбор и определение ключевых показателей качества, которые будут использоваться для сравнения. эти показатели должны наиболее полно характеризовать технические возможности и эксплуатационные характеристики рлпп. обычно для таких систем выбираются следующие параметры:

- выходная мощность передатчика (вт),
- чувствительность приемника (дбм),
- коэффициент шума (дб),
- частотный диапазон работы (ггц),
- полоса пропускания сигнала (мгц),
- энергопотребление (вт),
- надежность (среднее время наработки на отказ, mtbf),
- масса и габариты устройства.

Выбор этих показателей зависит от назначения конкретного рлпп и требований к его техническим характеристикам.

На рис.1 показан один из возможных вариантов реализации программы расчета оценки технического уровня РЛПП.

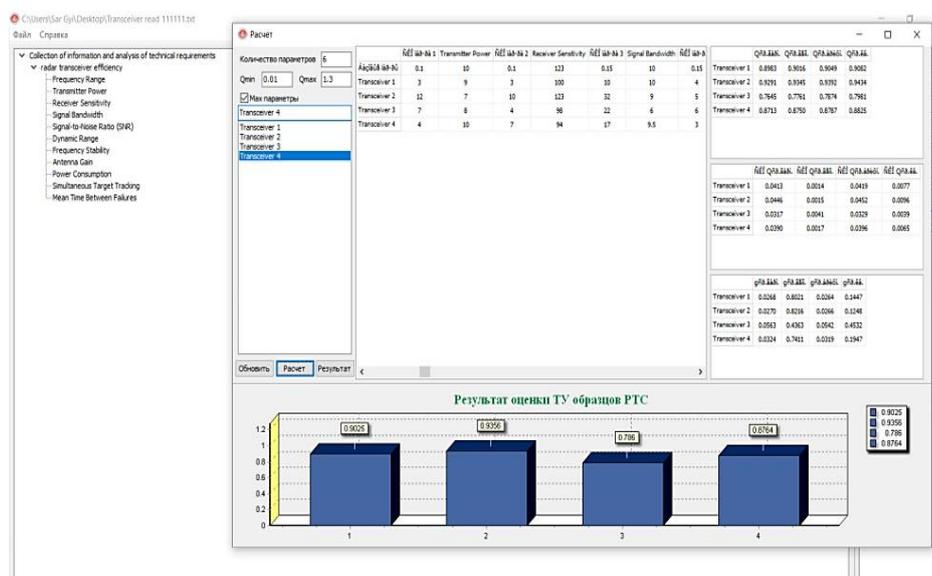


Рис. 1. Вариант реализации программы расчета оценки технического уровня РЛПП

В заключение, методический подход к сравнительной оценке радиотехнических систем, основанный на расчете коэффициента технического уровня (КТУ), позволяет объективно и эффективно определить соизмеримость различных образцов радиолокационных приемопередатчиков (РЛПП). Этот подход обеспечивает системный и количественный анализ ключевых параметров, что упрощает процесс оценки, выявляет сильные и слабые стороны образцов, а также способствует принятию обоснованных решений в процессе разработки и модернизации устройств. Таким образом, использование данного метода позволяет повысить качество разрабатываемых систем и их конкурентоспособность на рынке.

Список использованных источников

1. Брызгин Е.Ю., Гринкевич А.В. // Наука и военная безопасность. 2012. № 4. С. 41–44.
2. Брызгин Е.Ю., Гринкевич А.В., Савенко С.А. // Наука и военная безопасность. 2012. № 3.
3. Шишкин И.Ф. Теоретическая метрология. Часть 1. Общая теория измерений. СПб, 2010.

**МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОБОСНОВАНИЮ ТРЕБОВАНИЙ К ЭЛЕМЕНТАМ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Н. Н. ЛАВРИНЧИК, ЯН МЬО АУНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: kabanrtv@mail.ru

Аннотация. В статье рассматривается методический подход к обоснованию требований к элементам радиотехнических систем

Ключевые слова: методический подход, требования к радиотехническим системам, оценка параметров радиотехнических систем, методический подход при обосновании требований.

Современные радиотехнические системы играют ключевую роль в обеспечении надежной связи и передачи информации в различных сферах, от гражданской авиации до военных технологий. Качество работы этих систем напрямую зависит от множества факторов, включая технические характеристики, условия эксплуатации и уровень внешних воздействий. В условиях стремительного развития технологий и увеличения требований к производительности становится особенно актуальным прогнозирование показателей радиотехнических систем.

С увеличением сложности и многообразия этих систем возрастает необходимость в четком и обоснованном подходе к формированию требований к их элементам. Правильное определение требований является ключевым этапом в процессе проектирования, разработки и эксплуатации радиотехнических систем, так как оно напрямую влияет на их эффективность, надежность и соответствие современным стандартам. Методический подход к обоснованию требований включает в себя системный анализ, оценку функциональных задач и условий эксплуатации, а также учет современных тенденций в области радиотехники. Такой подход позволяет не только определить критически важные характеристики элементов системы, но и обеспечить их гармоничное взаимодействие в рамках общего функционала.

Что можно понимать под техническим обликом радиотехнической системы (РТС) – концептуальное представление объекта проектирования, отображающее его целевое предназначение, состав, структуру, общие технические требования, алгоритмы функционирования, которые определяют его технический уровень и соответствие возложенным на него задачам. Под состав понимается совокупность частей, элементов, образующих разрабатываемый образец РТС. Под структурой понимается совокупность устойчивых связей объекта РТС, обеспечивающих сохранение его основных свойств при различных внешних и внутренних изменениях, основная характеристика системы, её инвариантный аспект.

Рассматриваемый методологический подход обоснования облика образца позволяет определить состав, структуру, требования и алгоритмы его функционирования. Методика включает несколько этапов, которые схематично представлены на рисунке 1.

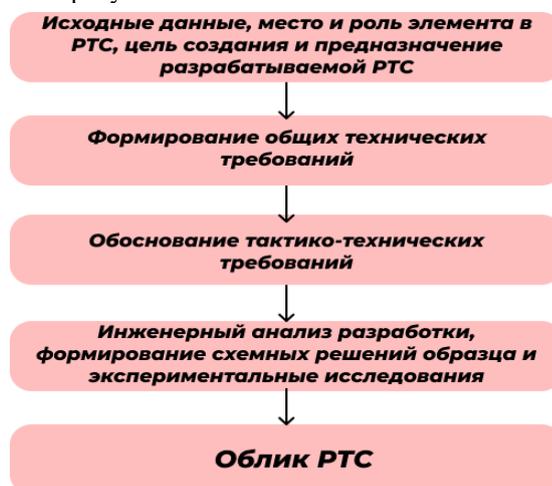


Рис. 1. Последовательность обоснования облика РТС

Одним из эффективных методов прогнозирования является экстраполяция, позволяющая на основе имеющихся данных предсказывать будущие значения показателей. Этот подход может значительно упростить процесс оценки надежности и эффективности систем, а также помочь в принятии обоснованных решений на этапе проектирования и эксплуатации. Использование метода экстраполяции для прогнозирования требований к элементам РТС один из простейших методов статического прогнозирования.

Экстраполяция основывается на следующих принципах:

Сбор данных: для начала необходимо собрать данные о показателях работы системы за определенный период. Это могут быть как экспериментальные данные, так и результаты полевых испытаний.

Анализ данных: Проведение статистического анализа собранных данных для выявления закономерностей и трендов. Это может включать в себя использование методов регрессионного анализа, временных рядов и других статистических методов.

Моделирование: на основе анализа создается математическая модель, которая описывает поведение системы. Модель может быть линейной или нелинейной в зависимости от характера данных.

Экстраполяция: Используя созданную модель, производятся прогнозы значений показателей на будущие временные интервалы. Важно учитывать возможные изменения условий эксплуатации, которые могут повлиять на точность прогнозов.

В данной статье рассматривается методический подход к обоснованию требований к элементам радиотехнических систем с использованием метода экстраполяции. Мы проанализируем основные принципы экстраполяции, ее преимущества и ограничения, а также предложим рекомендации по внедрению данного метода в практику проектирования радиотехнических систем. Методика экстраполяции позволяет не только оценивать будущие характеристики радиотехнических средств, но и оптимизировать процессы их проектирования и модернизации. Она дает возможность заранее выявлять потенциальные проблемы и принимать обоснованные решения, что, в свою очередь, способствует повышению эффективности и надежности устройств.

В конечном итоге, цель нашего исследования заключается в создании надежной методологии, которая позволит повысить качество и эффективность радиотехнических систем, соответствующих современным требованиям.

Список использованных источников

1. Гринкевич, А. В. Прогнозирование характеристик перспективной корабельной радиотехнической системы методом экстраполяции / А.В. Гринкевич // Проблемы развития корабельного вооружения и бортового радиоэлектронного оборудования. – 2016. – N 3(8). – С. 11–14.
2. Теория прогнозирования и принятия решений / Учеб. пособие. Под общ. ред. С. А.Саркисяна. – М., «Высшая школа», 1977. – 351 с.
3. Уемов А.И. Системный подход и общая теория систем / А.И. Уемов. – М., 2008. – 324 с

МОДЕЛЬ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СЛЕПОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ СРЕДСТВ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

САИ ТУН ТУН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: saihtun53785@gmail.com

Аннотация. Выполнен анализ алгоритмов «слепой» обработки сигналов в многоканальных адаптивных приемных системах средств цифровой радиосвязи при приеме сигналов с постоянной амплитудой и показано, что для стохастического нормализованного алгоритма наименьшего квадрата ошибки (SNLMS) нормировка сигнала ошибки должна проводиться к квадрату нормы вектора отсчетов сигналов на выходах приемных каналов. Приведена структура математической модели для исследования эффективности этих алгоритмов. С использованием модели получены результаты исследования эффективности алгоритмов «слепой» обработки. Показано, что для стохастического NLMS-алгоритма требуемое значение отношения мощности сигнала на выходе приемного канала -6-ти элементной антенной системы к мощности внутреннего шума должно составлять величину порядка 17 дБ при длительности процесса адаптации 1000...1500 отсчетов. Для алгоритма наименьших квадратов ошибок (LMS) минимальное отношение сигнал/шум составит порядка 10...13 дБ при числе отсчетов для адаптации около 50.

Abstract. The analysis of algorithms of "blind" signal processing in multichannel adaptive receiving systems of digital radio communication facilities when receiving signals with constant amplitude is performed and it is shown that for the stochastic normalized algorithm of the least error square (SNLMS) the error signal normalization should be carried out to the square of the norm of the vector of signal samples at the outputs of the receiving channels. The structure of the mathematical model for studying the efficiency of these algorithms is given. Using the model, the results of the study of the efficiency of the algorithms of "blind" processing are obtained. It is shown that for the stochastic NLMS algorithm the required value of the ratio of the signal power at the output of the receiving channel of a 6-element antenna system to the internal noise power should be about 17 dB with an adaptation process duration of 1000 ... 1500 samples. For the algorithm of least error squares (LMS) the minimum signal-to-noise ratio will be about 10 ... 13 dB with the number of samples for adaptation of about 50.

Введение

В цифровой радиосвязи широко используются сигналы с постоянным модулем огибающей (Constant module – CM-сигналы). К ним относятся BPSK, QPSK, M-PSK и FSK-сигналы. Основные преимущества этих сигналов заключаются в низких требованиях к линейности усилительного тракта передатчика.

Помехоустойчивость линий цифровой радиосвязи в условиях внешних помех, например, за при нарушении требований электромагнитной совместимости, может быть достигнута за счет использования многоканальных приемных систем. Такие приемные системы обеспечивают компенсацию внешних помех за счет формирования «нулей» диаграммы направленности адаптированного приемного канала в направлении на источник или источники помехи. Для этого требуется наличие опорного сигнала или априорная информация о параметрах диаграмм направленности приемных каналов и угловых координатах передатчика радиолинии. Получение такой информации представляет проблему. Это определяет интерес к алгоритмам обработки, для которых объем априорной информации минимальный, в частности, к CM-алгоритмам.

Цель статьи – обобщение алгоритмов слепой обработки и их исследование методом математического моделирования.

Алгоритмы «слепой» обработки сигналов в адаптивных антенных системах

Рассматривается многоканальная приемная система из $\ell = \overline{1, L}$ приемных каналов (рисунок 1).

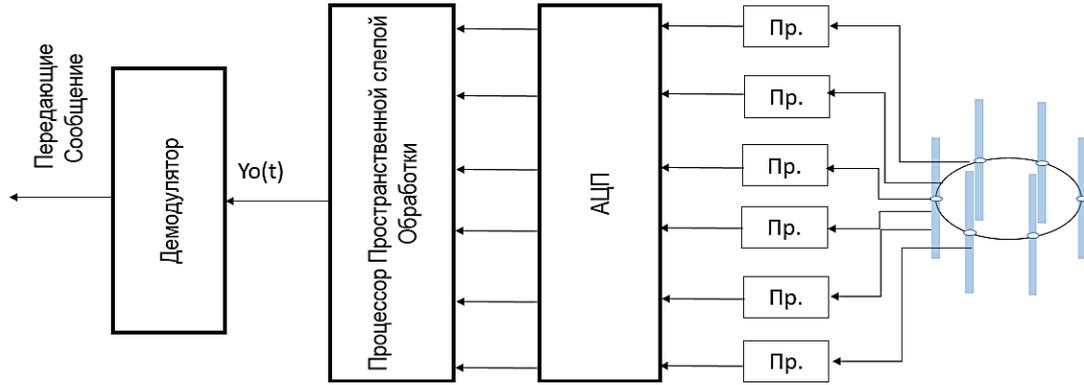


Рис. 1. Структура многоканальной приемной системы средства цифровой радиосвязи

Сигналы с выходов приемных антенн поступают на идентичные приемники (ПР), где они фильтруются, преобразуются по частоте и усиливаются. Далее происходит их преобразование в цифровую форму с использованием многоканального аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В процессоре пространственной «слепой» обработки происходит формирование сигнала адаптированного приемного канала. Отметим, что процессор пространственной «слепой» обработки может работать без априорной информации, такой как опорный сигнал, тип модуляции и т. д.. Затем сигнал адаптированного приемного канала отправляется на демодулятор, который извлекает исходную информацию (такую как аудио, данные или видео), которая была закодирована в сигнале во время передачи.

При «слепой» обработке используется априорная информация о том, что сигнал имеет постоянный модуль огибающей. Поэтому, необходимо за счет выбора вектора весовых коэффициентов приемных каналов \mathbf{w} минимизировать квадрат модуля отклонения сигналов на выходе системы обработки от некоторой заданной величины B :

$$\mathbf{w}_{\text{опт}} = \arg \min_{\mathbf{w}} \Psi(\mathbf{w}) \quad (1)$$

где

$$\Psi(\mathbf{w}) = \overline{(B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(t)|^2)^2}; \quad (2)$$

$\mathbf{y}(t) = (\dot{Y}_1(t), \dots, \dot{Y}_L(t))^T$ - вектор выходных сигналов приемных каналов; H - знак комплексного сопряжения и транспонирования; L - число приемных каналов.

При вычислении $\Psi(\mathbf{w})$ по K отсчетам запишем:

$$\Psi(\mathbf{w}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(t_k)|^2)^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)|^2)^2. \quad (3)$$

Вычислим градиент (3):

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi(\mathbf{w})}{d\mathbf{w}} &= \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)|^2) \frac{d|\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)|^2}{d\mathbf{w}} = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)|^2) \frac{d(\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = \\ &= \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)|^2) \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \mathbf{w} = -\frac{2}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\dot{Y}_a(k)|^2) \mathbf{y}(k) Y_a^*(k). \end{aligned} \quad (4)$$

где $\dot{Y}_a(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}(k)$ - выходной сигнал системы обработки в k -й момент времени.

Оптимальный весовой вектор можно найти градиентным методом с использованием рекурсивной процедуры

$$\mathbf{w}(m) = \mathbf{w}(m-1) - \mu \frac{d\Psi(\mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = \mathbf{w}(m-1) + \frac{2\mu}{K} \sum_{k=1}^K (B^2 - |\dot{Y}_a(k)|^2) \mathbf{y}(k) Y_a^*(k), \quad (5)$$

где μ - шаг сходимости, определяющий скорость сходимости. Выражения (1), (3), (5) определяют алгоритм наименьших квадратов ошибок (LMS).

При использовании для адаптации только одного, текущего отсчета получим:

$$\Psi(k, \mathbf{w}) = (B^2 - |\mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{y}(k)|^2)^2;$$

$$\frac{d\Psi(k, \mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = -(B^2 - |\dot{Y}_a(k)|^2)\mathbf{y}(k)Y_a^*(k); Y_a^*(k) = \mathbf{w}^H(k-1)\mathbf{y}(k);$$

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) - \mu \frac{d\Psi(k, \mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = \mathbf{w}(k-1) + \mu(B^2 - |\dot{Y}_a(k)|^2)\mathbf{y}(k)Y_a^*(k)$$

Это стохастических LMS-алгоритм. Если потребовать, чтобы градиент на текущем шаге не зависел от амплитуды входных сигналов, то получим стохастический нормализованный алгоритм вида

$$\mathbf{w}(k) = \mathbf{w}(k-1) - \mu \frac{d\Psi(k, \mathbf{w})}{d\mathbf{w}} = \mathbf{w}(k-1) + \mu \frac{(B^2 - |\dot{Y}_a(k)|^2)\mathbf{y}(k)Y_a^*(k)}{(\mathbf{y}^H(k)\mathbf{y}(k))^2 + \delta^2},$$

где δ - параметр регуляризации.

Выражение (7) представляет собой стохастический нормализованный алгоритм наименьшего квадрата ошибки (SNLMS). Сравнение (7) с классическим стохастическим LMS-алгоритмом [1,2,6] заключается в том, что в знаменателе используется норма вектора входных сигналов в четвертой степени, так как аналогичная степень характерна и для числителя ($|\dot{Y}_a(k)|^2 = |\mathbf{w}^H \mathbf{y}|^2, Y_a^*(k)$ и непосредственно $\mathbf{y}(k)$). Регуляризация в виде δ^2 приводит к уменьшению флуктуаций вектора весовых коэффициентов при малых значениях $\mathbf{y}^H(k)\mathbf{y}(k)$.

Математическая модель для исследования «слепой» обработки сигналов

Структурная схема математической модели для исследования алгоритмов слепой обработки сигналов приведена на рисунке 2.



Рис. 2. Структура математической модели для исследования эффективности способов слепой обработки сигналов в адаптивных антенных системах средств цифровой радиосвязи

В блоке исходных данных задаются исходные данные по антенной системе, алгоритмам обработки, полезным сигналами и помехам, такие, как: радиус приемной решетки, число и координаты фазовых центров приемных антенн; число и мощности источников полезных сигналов и помех; угловые координаты источника полезного сигнала и источников помех.

В блоке расчета многоканальной принимаемой реализации проводится расчет цифровых сигналов на выходах приемных каналов с учетом их пространственного расположения, угловых координат и мощностей источников, внутренних шумов приемных каналов, частоты дискретизации и разрядности АЦП.

ДН приемных каналов для случая приемной антенной системы в виде кольцевой антенной решетки из вертикально ориентированных вибраторов рассчитываются в соответствии с выражением:

$$\dot{F}_\ell(\alpha, \beta) = e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (x_\ell \cos \alpha \cos \beta + y_\ell \sin \alpha \cos \beta)},$$

где λ - длина волны принимаемого сигнала; x_ℓ, y_ℓ - координаты фазового центра антенны ℓ -го приемного канала.

Полезный сигнал воспроизводится для заданного вида модуляции с постоянной амплитудой (BPSK, QPSK, M-PSK, FSK с минимальным сдвигом) для априорно заданного или стохастически формируемого информационного сообщения. Это сообщение запоминается и используется для сравнения с его оценкой на выходе блока демодуляции. Формирование помех и внутренних шумов проводится по стандартным алгоритмам в виде последовательности комплексных нормально-распределенных случайных чисел с нулевым математическим ожиданием и заданной мощностью.

В блоке адаптивной пространственной обработки воспроизводятся «слепой» адаптации - вычисления вектора весовых коэффициентов и формирования сигнала на выходе адаптированного приемного канала.

Блок демодуляции воспроизводит процессы оценивания передаваемого информационного сообщения и позволяет оценить наиболее важные параметры системы цифровой радиосвязи: отношение сигнал/шум, вероятность битовой ошибки, кратности ошибок и т.д. Это обеспечивает наиболее объективную оценку системы цифровой радиосвязи в условиях помех.

Результаты исследований эффективности слепой обработки

При исследовании эффективности слепой обработки сигналов принимались следующие исходные данные: число элементов решетки 6; длина волны 0,3 м; радиус кольцевой решетки 0,3 м; мощность сигнала по отношению к мощности шумов на выходе приемного канала 17 дБ; разность азимутов источника помех и сигнала 30°; мощность помехи по отношению к мощности шумов на выходе приемного канала 40 дБ.

В качестве полезного сигнала моделировался BPSK-сигнал, который начинался с 2048 отсчета при длине реализации 4096 отсчетов.

Результаты моделирования приведены на рисунке 3, где последовательно показаны: 1) сигнал на выходе при фокусировке антенной решетки в направлении полезного сигнала без компенсации; 2) сигнал на выходе для нормализованного стохастического алгоритма (7); 3) сигнал на выходе при финальном значении вектора весовых коэффициентов для алгоритма (7); сигнал на выходе для алгоритма (1) с учетом (2) и (5). На рисунке 4 приведены диаграммы направленности приемной системы после слепой адаптации.

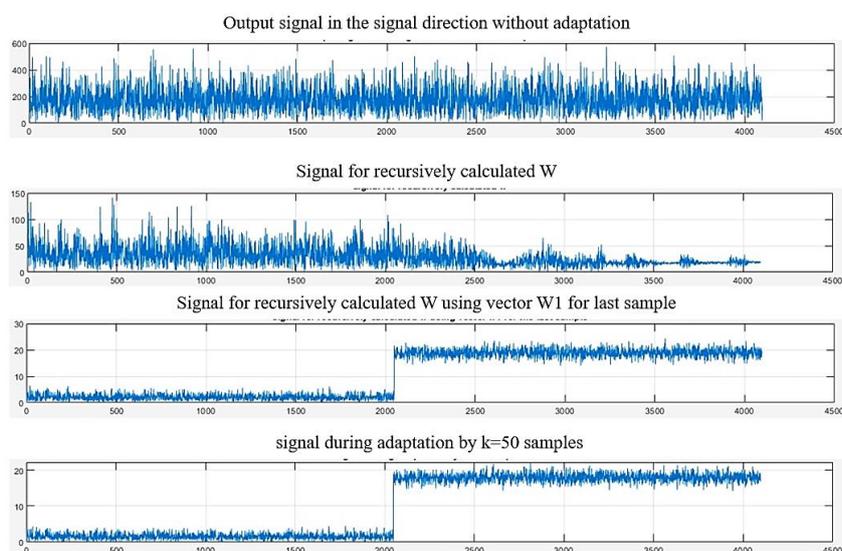


Рис. 3. Выходной сигнал для различных вариантов обработки

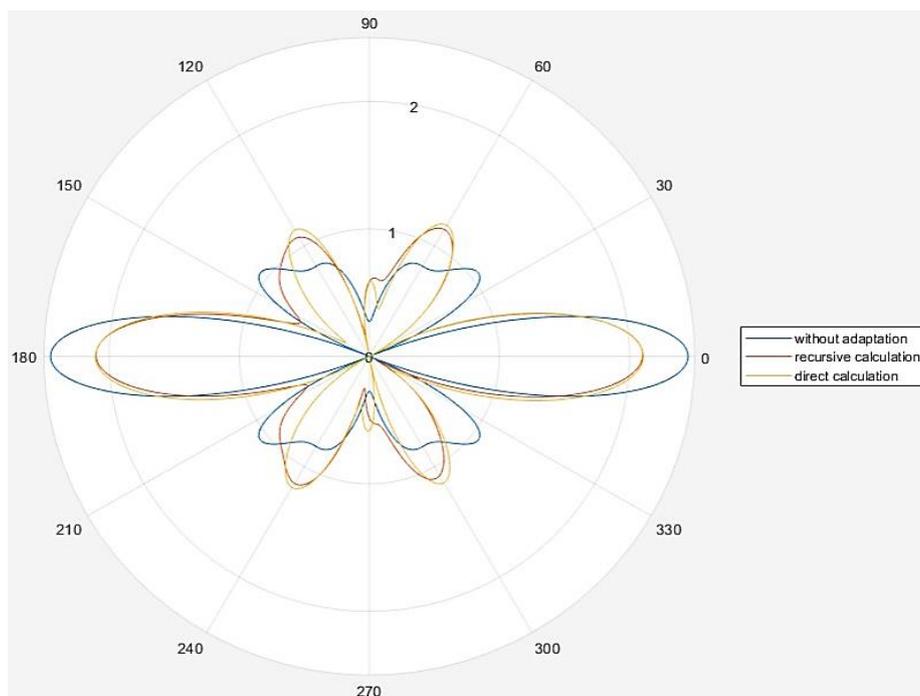


Рис. 4. Диаграммы направленности после адаптации для слепого алгоритма

Как следует из результатов моделирования, без адаптивной обработки выделение полезного сигнала невозможно. При использовании стохастического LMS-алгоритма весовые коэффициенты системы обработки, обеспечивающие компенсацию помех и выделение сигнала с постоянной огибающей, формируются примерно за 1000...1500 отсчетов. Финальные весовые коэффициенты обеспечивают достаточно хорошую компенсацию помехи и выделение сигнала с постоянной огибающей.

LMS-алгоритм обеспечивает примерно такое же качество компенсации, но необходимо использовать 50 отсчетов участка реализации, где присутствует полезный сигнал

Из рис. 4 видно, что в направлении на источник полезного сигнала ($\alpha=0$) оба алгоритма сформировали максимум, а в направлении помехи – близкое к нулю значение.

Таким образом, с использованием разработанной математической модели может быть исследована эффективность и обоснованы рациональные параметры «слепой» обработки сигналов в средствах цифровой радиосвязи.

Список использованных источников

1. Монзинго, Р. А. Адаптивные Антенные Решетки, введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. Уидроу, Б. Адаптивная Обработка Сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз ; пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
3. Джиган, В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
4. Alan J. Fenn. Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications. 2008. – 114 p.

ОБУЧЕНИЕ НЕЙРОСЕТИ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДОРОЖНЫХ ЗНАКОВ В КОНТЕКСТЕ АВТОНОМНЫХ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ

М. А. АКПАЕВА¹, Г. М. ГИМАЛЕТДИНОВА¹

¹Международный университет Ала-Тоо (МУА),
(г. Бишкек, Киргизия)

E-mail: madinaakpaeva000@gmail.com

Аннотация. Рост числа автономных автомобилей и стремительное развитие технологий компьютерного зрения делают крайне важным проведение исследований по точности распознавания дорожных знаков. Это исследование важно, так как автономные машины в скором времени станут массовыми. Настоящая работа — начальный этап серии исследований, посвященных распознаванию городских дорожных знаков в различных условиях. Поскольку это первое исследование, в качестве начальной точки рассматривались только три типа знаков, а датасет для обучения был собран вручную и доступен в открытом доступе по ссылке [1]. После обучения модели была достигнута точность распознавания в 97%. Полученные результаты позволяют продолжить эксперименты с более широким спектром знаков в условиях повышенной сложности, включая ситуации с плохой видимостью, недостаточной освещенностью и другими факторами окружающей среды.

Abstract. The growing number of autonomous vehicles and the rapid development of computer vision technologies highlight the critical importance of research on the accuracy of road sign recognition. This study is significant as autonomous vehicles are expected to become mainstream in the near future. The present work represents the initial phase of a series of studies dedicated to the recognition of urban road signs under various conditions. Since this is a preliminary study, only three types of signs were considered as a starting point, and the dataset for training was manually collected and made publicly available at the provided link [1]. After training the model, an accuracy of 97% was achieved. The results obtained enable further experimentation with a broader range of signs in more challenging conditions, including scenarios with poor visibility, insufficient lighting, and other environmental factors.

Введение

Распознавание дорожных знаков напрямую влияет на безопасность и эффективность транспорта будущего. Эта область науки и технологий приближается к практическому применению, требуя высокой надежности и точности. С развитием автономных транспортных средств, способность точно и быстро распознавать дорожные знаки становится критически важной для предотвращения аварий и обеспечения безопасного движения. Технологии компьютерного зрения, такие как автоматическое распознавание знаков, помогают снизить влияние человеческого фактора и улучшить взаимодействие автомобилей с окружающей средой, повышая эффективность транспортных систем и безопасность на дорогах. В рамках данного проекта, посвященного классификации дорожных знаков, был применен искусственный интеллект (ИИ), который показывает хорошие результаты не только в распознавании знаков, но и находит успешное применение в других сферах [2, 3, 4, 5]. Разработанная на основе ИИ модель способна извлекать и обрабатывать ключевые признаки из изображений. В данной статье будут рассмотрены процессы обработки данных и методы, используемые для обучения данной модели.

Обработка данных

Эффективная обработка данных играет решающую роль в успешном обучении нейронных сетей, особенно в задачах распознавания изображений [6]. Одним из этапов предобработки является изменение размера изображений, что помогает сократить объем вычислений и ускорить процесс обучения. После ручного сбора датасета я обрезала изображения, чтобы на них оставались только дорожные знаки, убрав лишние элементы фона. Это позволило модели сосредоточиться на характеристиках знаков во время обучения. Для дальнейшего уменьшения нагрузки на вычислительные ресурсы все изображения были предварительно приведены к размеру 128x128 пикселей, что также позволило унифицировать их, так как изначально изображения имели разные размеры. Уменьшение размера изображений помогло снизить

нагрузку на вычислительные ресурсы и улучшило производительность модели, не теряя при этом значимых деталей, необходимых для точной классификации.

Далее было выполнено нормализация данных, преобразовав значения пикселей из диапазона [0, 255] в диапазон [0, 1] так как нейронные сети обучаются более стабильно и быстрее сходятся, когда входные данные находятся в диапазоне от 0 до 1 или от -1 до 1.

Аугментация данных

Аугментация данных — это процесс увеличения объема данных путем внесения случайных изменений в изображения. Этот метод помогает модели лучше обобщать данные и быть устойчивой к различным условиям, таким как изменение масштаба, яркости и положения объектов.

В этом проекте была интегрирована аугментация данных непосредственно в архитектуру модели, используя возможности библиотеки TensorFlow. Это позволило выполнять аугментацию "на лету" — изображения случайным образом преобразуются при каждом проходе через модель, что делает процесс динамичным и эффективным. Также был добавлен объект data augmentation в качестве первого слоя модели, применяя такие виды аугментации, как масштабирование, изменение контраста и смещение. Благодаря этому подходу, модель адаптировалась к разнообразию условий, что улучшило её способность к обобщению и повысило точность на реальных изображениях.

Обучение модели

В проекте по классификации дорожных знаков была разработана нейронная сеть, использующая структуру, которая позволяет последовательно соединять слои обработки данных.

Модель состоит из 15 слоев, включая 4 слоя свертки (2D Convolutional Layer) с количеством ядер (convolutional kernels) 16, 32, 64 и 128 соответственно, каждый из которых использует активацию ReLU и регуляризацию L2, а также 4 слоя подвыборки (Max Pooling 2D) с размером окна 2x2, которые помогают уменьшить размерность изображений.

На начальных этапах обработки изображения, сверточные слои (2D Convolutional Layer) извлекают ключевые визуальные признаки, такие как контуры и края дорожных знаков. Эти слои анализируют изображения и выделяют важные элементы, что позволяет разработанной модели более точно классифицировать знаки.

После каждого слоя свертки идет слой подвыборки, который способствует извлечению важных признаков и снижению вычислительных затрат. После слоев свертки и подвыборки идет слой выпрямления (Flatten), который преобразует данные в одномерный вектор, передаваемый в полносвязные слои. Модель включает два слоя с полными связями (Dense layer) с 256 и 128 нейронами. Последний слой — это выходной слой с 3 нейронами и активацией Softmax, который предназначен для классификации изображений на три класса (рисунок 1).

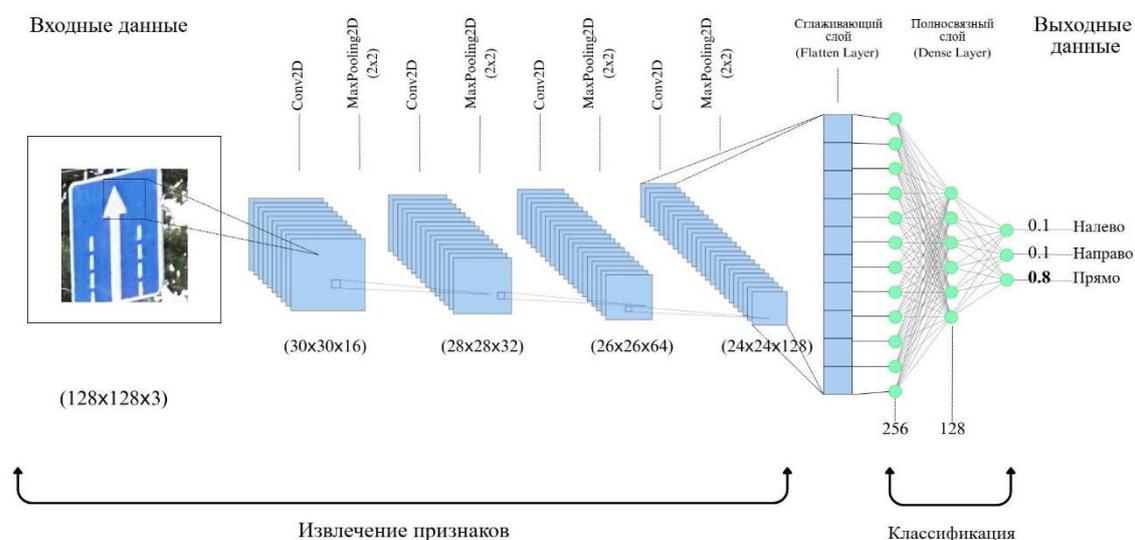


Рис. 1. Архитектура нейронной сети для классификации дорожных знаков
Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

Сначала при обучении модели использовались полносвязные слои (Dense layer), но валидационная точность модели не поднималась выше 90%. Использование только Dense-слоёв без добавления 2D Convolutional Layer приводит к упущению важных пространственных особенностей изображения, так как такие слои не учитывают связи между соседними пикселями. После добавления 2D Convolutional Layer, точность повысилась до 94%.

В рамках проекта был применён механизм Dropout для улучшения обобщающей способности модели. Изначально точность сети составляла 94%, однако возникла проблема переобучения (overfitting): нейроны слишком точно подстраивались под конкретные детали изображений, такие как отдельные линии или контуры, что снижало способность модели к обобщению и ограничивало её эффективность в распознавании новых знаков. Чтобы устранить это, было внедрено случайное отключение части нейронов, побуждая модель искать общие признаки изображений, а не запоминать их отдельные детали. Благодаря этому точность сети увеличилась до 97%, и её устойчивость к новым изображениям значительно возросла.

В данном проекте по классификации дорожных знаков был использован метод оптимизации Adam (Adaptive Moment Estimation) Это оказалось особенно полезным при работе с разнообразными данными, где модель должна была учитывать множество признаков, таких как формы и цветовые различия знаков. Применение Adam помогло избежать застревания модели в локальных минимумах, позволяя ей более плавно и точно улучшить свои предсказания, что, в конечном итоге, повысило точность классификации.

Была использована функция потерь `sparse_categorical_crossentropy`, которая позволила эффективно оценивать точность модели, сравнивая её предсказания с фактическими метками. Для улучшения процесса обучения также был применен механизм Early Stopping. Он позволил контролировать производительность на проверочных данных и автоматически останавливать обучение, если улучшений не наблюдалось в течение 50 итераций. Механизмы Early Stopping и Dropout помогли предотвратить переобучение модели, улучшив её способность обобщать на новых данных [7].

Благодаря этим настройкам, модель смогла сохранить оптимальные параметры, что повысило её точность и устойчивость, обеспечив успешную классификацию дорожных знаков в различных условиях.

Заключение

Модель классификации дорожных знаков продемонстрировала точность 97%, благодаря использованию сверточных нейронных сетей и методов предобработки данных. Эти результаты создают надежную основу для дальнейших исследований. В настоящее время продолжается сбор датасета, и в будущем планируется расширение эксперимента с учетом более разнообразных знаков и сложных условий, таких как плохая видимость, низкое освещение и другие факторы окружающей среды. Результаты проекта могут быть применены для разработки систем помощи водителю и в автоматизированных транспортных системах, что подчеркивает актуальность внедрения технологий глубокого обучения в транспортную сферу и повседневную жизнь.

Список использованных источников

1. Traffic Signs Dataset <https://www.kaggle.com/datasets/madinaakpaeva/traffic-signs-dataset/>.
2. Shaiakhmetov D. et al. Morphological classification of galaxies using SpinalNet //2021 16th International Conference on Electronics Computer and Computation (ICECCO). – IEEE, 2021. – С. 1-5.
3. Toktosunova A. et al. Developing an Artificial Intelligence Tool for Image Generation Using a Unique Dataset with Image-to-Image Functionality //Proceedings of the International Conference on Computer Systems and Technologies 2024. – 2024. – С. 132-136.
4. Sadriddin Z., Mekuria R. R., Gaso M. S. Machine Learning Models for Advanced Air Quality Prediction //Proceedings of the International Conference on Computer Systems and Technologies 2024. – 2024. – С. 51-56.
5. Gaso M. S. et al. Utilizing Machine and Deep Learning Techniques for Predicting Re-admission Cases in Diabetes Patients //Proceedings of the International Conference on Computer Systems and Technologies 2024. – 2024. – С. 76-81.
6. Zhu Y., Yan W. Q. Traffic sign recognition based on deep learning //Multimedia Tools and Applications. – 2022. – Т. 81. – №. 13. – С. 17779-17791.
7. Lim X. R. et al. Recent advances in traffic sign recognition: approaches and datasets //Sensors. – 2023. – Т. 23. – №. 10. – С. 4674.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПЫТАНИЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

С. И. КЛЕВЦОВ

Федеральное автономное государственное учреждение высшего образования
«Южный федеральный университет» (ЮФУ),
(г. Таганрог, Российская Федерация)

E-mail: siklevcov@sfnu.ru

Аннотация. Для оценки качества результатов испытаний датчика давления предложено использовать метод нормированного размаха. На основе результаты нескольких циклов испытаний, полученных при фиксированной температуре окружающей среды, формируется ряд, подобный временному ряду. После дополнительной обработки для полученного ряда определяется показатель Херста. Значение показателя Херста определяет возможность использования результатов испытаний для формирования характеристики преобразования датчика.

Abstract. To evaluate the quality of the pressure sensor test results, it is proposed to use the normalized spread method. Based on the results of several test cycles obtained at a fixed ambient temperature, a series similar to a time series is formed. After additional processing, the Hurst index is determined for the obtained series. The value of the Hurst index determines the possibility of using the test results to form the transformation characteristic of the sensor.

Введение

Качество характеристики преобразования определяет точность измерений, проводимых с помощью микропроцессорного датчика давления [1]. Эта характеристика формируется на основе результатов специальных градуировочных испытаний, которые проводятся по утвержденной программе и методике испытаний. Если в процессе испытаний будут зафиксированы даже незначительные отклонения от методики, они могут привести к снижению качества характеристики преобразования. При этом ухудшаются метрологические характеристики датчика, в частности, увеличивается погрешность измерений.

Для микропроцессорных датчиков актуально построение пространственных характеристик преобразования, в которых наряду с измеряемым фактором важное значение играет основной дестабилизирующий фактор [1]. Для датчиков давления это температура. Характеристика преобразования датчика в этом случае представляет собой функцию, определяющую измеряемое давление на объекте в зависимости от значений электрических сигналов, поступающих с канала температуры и канала давления датчика [3, 4].

Для построения пространственной характеристики обычно прибегают к следующей схеме проведения испытаний. Датчик размещают в климатической камере, дополненной устройством формирования заданного давления на первичном измерительном преобразователе датчика. Устанавливается температура окружающей среды, равная нижней границе диапазона температур. Датчик выдерживается при этой температуре определенное методикой время. Далее на вход датчика подается давление согласно методике, проводятся измерения выходных параметров, сигнала с канала давления и температуры. Иногда, вместо съема сигнала с канала температуры просто фиксируется температура. Давление ступенчато повышается до максимума, затем от максимума до минимума. Выполняется несколько таких циклов измерений. Затем температура ступенчато повышается, и процедура измерений повторяется. Методика определяет условия, при которых эти циклы можно считать независимыми. Любые отклонения от условий, либо неправильные условия, могут привести к тому, что результаты последующих испытаний будут зависеть от предыдущих. Это может привести к формированию некачественной характеристики преобразования и в дальнейшем приведет к искажению показаний датчика.

Таким образом, в рамках ограничений сформулированной выше проблемы для оценки качества результатов испытаний необходимо определить, влияют или нет результаты предыдущих испытаний на последующие результаты, а также насколько велико это влияние и можно ли этим влиянием пренебречь. Если результаты предыдущих испытаний влияют на последующие, то циклы испытаний не являются независимыми. Тогда полученная в результате испытаний характеристика преобразования датчика не

будет в достаточной степени повторять реальную характеристику. Погрешности измерений в этом случае могут быть выше заданных.

Модель оценки

Для оценки качества результатов испытаний датчика давления предложено использовать показатель Херста, который используется в методе нормированного размаха или R/S анализе [5, 6]. Вычисление показателя Херста H позволяет провести классификацию временного ряда. Если $H \sim 0,3 \pm 0,1$, то ряд является антиперсистентным и обладает выраженными фрактальными свойствами [7, 8]. В этом случае можно говорить о независимости отдельных циклов испытаний. Если $H \sim 0,5 \pm 0,1$, то ряд представляет собой белый шум. Если $H > 0,6$, то анализируемый временной ряд является персистентным, обладает долговременной памятью, циклы испытаний зависят друг от друга и можно предполагать, что испытания проведены некорректно.

Определено экспериментальное соотношение для нормированного размаха, которое характерно для многих временных рядов [7, 8, 9, 10]:

$$R/S = (a \cdot \tau)^H, \tag{1}$$

где a – некоторая константа, обычно принимается равной 0.5 [8, 9, 11], τ – текущее значение длины выборки, H – показатель Хёрста, R/S – нормированный размах.

В рамках текущей выборки длины τ величина размаха R равна разности между максимальным и минимальным накопленными отклонениями:

$$R(\tau) = \max_i X(t, \tau) - \min_i X(t, \tau), \quad t = \overline{1, \tau}$$

где $\tau = \overline{3, T}$; T – длина всей выборки.

Накопленное отклонение значений величины $x(t)$ от ее среднего значения $\bar{x}(\tau)$ за время t равно:

$$X(t, \tau) = \sum_{i=1}^t (x(i) - \bar{x}(\tau)), \quad \text{где } \bar{x}(\tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau} x(i).$$

Стандартное отклонение данных $S(\tau)$ предназначено для сравнения различных типов временных рядов:

$$S(\tau) = \sqrt{\frac{1}{\tau} \cdot \sum_{i=1}^{\tau} (x(i) - \bar{x}(\tau))^2}.$$

Из соотношения (1) следует:

$$H(\tau) = \frac{\log(R/S)}{\log(a \cdot \tau)}. \tag{2}$$

Для оценки показателя Хёрста H необходимо определения угла наклона прямой, которая аппроксимирует зависимость значений $\log(R/S)$ от $\log(a\tau)$. Можно использовать метод наименьших квадратов.

Исходные данные представляют собой значения выходного электрического сигнала, снимаемого с канала давления датчика. Изменение давления на входе датчика осуществляется от нижнего значения к верхнему и обратно. Шаг изменения постоянный. Выполняется несколько циклов измерений при зафиксированной температуре окружающей среды. Пример исходных данных для одного значения температуры приведен в табл. 1.

Таблица 1. Результаты испытаний датчика давления

Давление, подаваемое на датчик, МПа	Выходной электрический сигнал, mV				
	T = + 80 °C				
	1 цикл		...	4 цикл	
	вверх	вниз		вверх	вниз
9	7,30	7,30		7,30	7,31
0,060	16,09	16,09		16,10	16,11
0,120	24,88	24,89		24,89	24,90
0,180	33,68	33,69		33,68	33,69
0,240	42,48	42,49		42,48	42,49
0,300	51,29	51,29		51,31	51,31
0,360	60,10	60,11		60,10	60,11
0,420	68,91	68,92		68,91	68,92
0,480	77,73	77,74		77,74	77,75
0,540	86,54	86,55		86,54	86,55
0,600	95,36	95,36		95,37	95,37

Исходные данные результатов испытаний не являются временным рядом. Однако, после предварительной обработки, на основе данных результатов испытаний можно построить ряд значений, параметры которого формально будут соответствовать временному ряду. Для этого разместим циклы испытаний для фиксированной температуры один за другим в порядке фиксации при испытаниях в системе координат, где по оси абсцисс - давление, подаваемое на датчик, а по оси ординат - выходной электрический сигнал. Значения выходного сигнала в этом случае будут располагаться с постоянным шагом 0,06 Мпа.

Вычитая из текущих значений выходного сигнала канала давления среднее квадратичное значение исходного ряда, получим ряд, в котором значения сигнала симметричны относительно оси абсцисс.

Для такого ряда график зависимости значения $\log(R/S)$ от $\log(\tau/2)$ позволяет определить показатель H , как среднее значение тангенса угла наклона графика (рисунок 1).

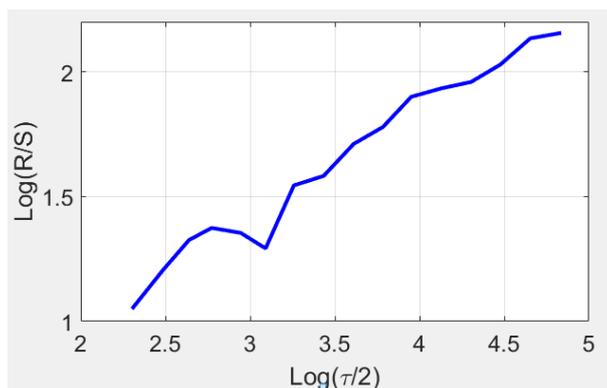


Рис.1. Пример зависимости для оценки показателя Херста

Анализ результатов испытаний с использованием показателя Херста

На первом этапе оценим размеры минимально необходимой выборки ряда для оценки показателя Херста в рассматриваемом случае.

Поведение показателя Херста в зависимости от величины выборки показывает, что при малом количестве значений ряда показатель Херста ведет себя нестабильно [8, 11, 12]. По мере роста величины выборки ряда фиксируется стабилизация значений показателя. Его колебания незначительны, отклонения от среднего значения не превышает 1,1%. Для рассматриваемой задачи оптимальная величина ряда составила величину $\sim 900-1000$ значений. Следует отметить, что это значение будет другим для ряда другого параметра.

Используя выражение (1), рассчитаем показатель Херста для рядов результатов испытаний, полученных при различных температурах окружающей среды. Вычисления будем проводить с учетом оценки величины выборки ряда. На рисунке 2 представлена зависимость показателя Херста от значений температуры.

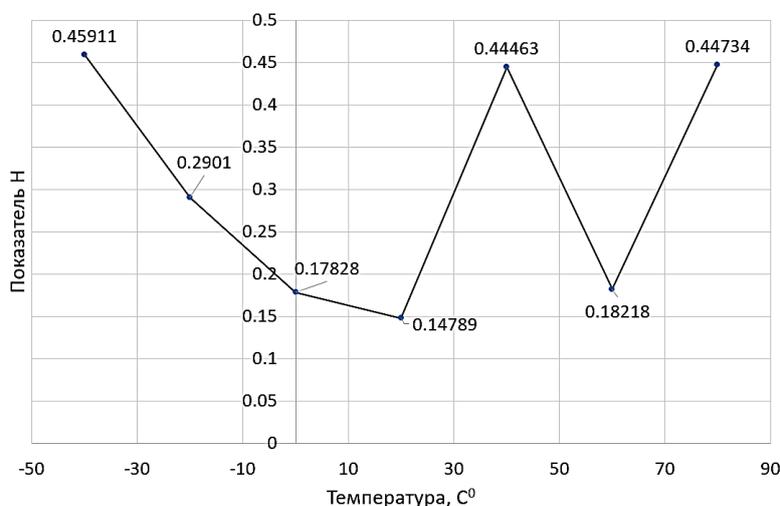


Рис.2. Значения показателя Херста для рядов результатов испытаний, полученных при различных температурах

Поскольку каждый цикл испытаний должен быть независим от ранее проведенных, показатель Херста должен быть $H \sim 0,3 \pm 0,1$. В этом случае ряд обладает признаками фрактала, то есть высокой степенью повторяемости формы. И ряд не обладает памятью, поэтому последующие результаты испытаний не зависят от предыдущих.

Значения в диапазоне $H > 0,6$ определяют наличие зависимости текущих значений ряда от предыдущих. Это означает, что в результате проведения испытаний были нарушены условия получения независимости результатов, либо методика недостаточно отработана или не верна.

В данном случае показатель Херста для температур (в градусах Цельсия) $T = -20, T = 0, T = +20, T = +60$ имеют показатель Херста меньше 0,3. Это означает, что ряд обладает высокой повторяемостью формы, что характерно для качественно выполненных градуировочных испытаний. Следовательно, в данном случае результаты одного отдельного цикла испытаний не зависят от другого цикла.

При температурах $T = -40, T = +40$ и $T = +80$ значения показателя находятся фактически на границе области фрактальности. Но для построения более точной характеристики преобразования испытания при данных температурах целесообразно повторить.

Заключение

Представлен способ оценки качества результатов градуировочных испытаний датчика давления. В результате оценки можно определить, влияют или нет результаты предыдущих испытаний на последующие результаты. Если такая зависимость существует, то циклы испытаний не являются независимыми. Это может привести к снижению метрологических характеристик датчика, поскольку построенная характеристика преобразования будет значительно отличаться от реальной.

Предлагаемый способ основан на использовании метода нормированного размаха. Если показатель Херста, вычисленный для сформированного из результатов испытаний ряда, находится в диапазоне $H \sim 0,3 \pm 0,1$, то ряд является антиперсистентным. Результаты испытаний в этом случае можно использовать для построения качественной характеристики преобразования. Другое значение показателя Херста означает нарушения при проведении измерений или наличие недостатков методики испытаний.

Список использованных источников

1. Saponitch, D. and Jigitch A. Correction of a Piezoresistive Pressure Sensor using a Microcontroller. *Pribory i tekhnika eksperimenta*. 2001. No. 1. - Pp. 54-60.
2. Bluemm, C., R., Weiss, R., Weigel and D. Brenk, Correcting nonlinearity and temperature influence of sensors through B-spline modeling. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings. Bari, Italy. 2010. <https://ieeexplore.ieee.org/document/5637991>. - Pp: 3356 – 3361.
3. Klevtsov S.I. "Multi-dimensional approximation of the calibration characteristics of the microprocessor sensor". *Metrology*. - M.: Federal State Unitary Enterprise "Standartinform". vol.7. 2011. - Pp. 26-36
4. Klevtsov S.I., Udod Y.V. Model of the Spatial Conversion Characteristics for Graduation of the Microprocessor-Based Sensor's with Indemnification of Influence Destabilizing Factors. 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Russia, Omsk. 2015. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7,147,097>.
5. Антипов О.И., Неганов В.А. Применение метода нормированного размаха Хёрста к анализу стохастических временных рядов в импульсных стабилизаторах напряжения. //Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2009, Т.12, №3. – С. 78-85.
6. Сидоров С.Г., Никологорская А.В. Анализ временных рядов как метод построения прогноза потребления электроэнергии. //Вестник ИГЭУ, 2010, Вып. 3. – С.1-3.
7. Кузенков Н. П., Логинов В. М. Использование метода нормированного размаха при анализе речевых патологий неврологического генеза. //Компьютерные исследования и моделирование, 2014, Т. 6, № 5. - С. 775–791.
8. Федер Е. Фракталы: Пер. с англ. М.: Мир, 1991. - 254с.
9. Cervantes-De la Torre F., Gonz'alez-Trejo J.I., Real-Ramirez C.A., Hoyos-Reyes L.F. Fractal dimension algorithms and their application to time series associated with natural phenomena. // Journal of Physics: Conference Series, 2013, Number 475. - Pp.1-10.
10. Кириченко Л., Чалая Л. Комплексный подход к исследованию фрактальных временных рядов. //International Journal "Information Technologies & Knowledge", 2014, Volume 8, Number 1. – С. 22-28.
11. Bassingthwaite James B, Raymond Gary M. Evaluation of the Dispersional Analysis Method for Fractal Time Series. // Ann Biomed Eng, 1995, V.23(4). – Pp. 491–505.
12. Ceballos Roel F., Largo Fe F. The Estimation of the Hurst Exponent Using Adjusted Rescaled Range Analysis, Detrended Fluctuation Analysis and Variance Time Plot: A Case of Exponential Distribution. // Imperial Journal of Interdisciplinary Research (IJIR), 2017, Vol 3, Issue 8. - Pp. 424-434.

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ КАЧЕСТВА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ МАЛОМ КОЛИЧЕСТВЕ ЭКСПЕРТОВ

А. А. ИВАНОВА, Е ЙИНТ КО КО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: penetrallyia@gmail.com

Аннотация. В статье рассматривается подход к обоснованию оценки качества радиотехнических систем при малом количестве экспертов.

Ключевые слова: оценка параметров качества, оценка при малом количестве экспертов, радиотехнические системы, параметры радиотехнических систем.

Оценка параметров качества радиотехнических систем является ключевым аспектом их проектирования и эксплуатации. В современных условиях, когда скорость разработки и внедрения новых технологий имеет решающее значение, важно находить эффективные методы оценки, которые бы учитывали не только технические характеристики, но и мнения экспертов в данной области. Однако, часто возникает ситуация, когда доступное количество экспертов ограничено, что ставит перед исследователями задачу поиска альтернативных подходов к анализу и интерпретации данных.

Способ оценки параметров качества радиотехнической системы (РТС), основанный на определении её технического уровня, предполагает проведение процедуры экспертной оценки веса показателей технического уровня РТС, а при малом количестве экспертов необходимо определения степени доверия полученным результатам. В статье рассматриваются методы оценки параметров качества радиотехнических систем при малом количестве экспертов, а также предлагаются подходы, позволяющие минимизировать влияние субъективности оценок и повысить надежность полученных результатов.

Дадим определение понятия технический уровень образца – это относительная характеристика качества образца, основанная на сопоставлении значений показателей, характеризующих техническое совершенство образца, с базовыми значениями соответствующих показателей.

Способ оценки технического уровня элемента РТС, предполагает проведение процедуры экспертной оценки веса показателей технического уровня элемента радиотехнической системы, а при малом количестве экспертов встает вопрос о необходимости определения степени доверия полученным результатам.

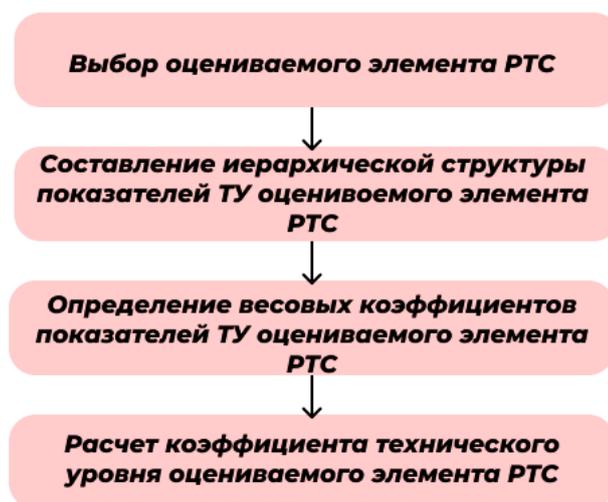


Рис. 1. Последовательность действий по оценке технического уровня элементов РТС

Для решения поставленной задачи, предлагается выполнение интервальной оценки и корректировки полученных значений веса показателей с заданной доверительной вероятностью. Для решения задачи по сравнительной оценке применяются показатели технического уровня отдельных элементов РТС на определенный момент времени.

В статье будут рассмотрены основные этапы оценки технического уровня элементов РТС, а также последовательность действий при оценке технического уровня. Схему действий при оценке можно увидеть на рисунке 1. Остановимся подробно на определении весовых коэффициентов показателей технического уровня РТС и оценке согласованности мнений экспертов. Рассмотрим вопрос о степени доверия результатам оценивания каждым из экспертов (при условии, что экспертная группа менее 10 человек).

Предложенная методика к оцениванию показателей технического уровня РТС в условиях ограниченной выборки экспертных оценок была использована при проведении мониторинга, анализа и оценки РТС. В рамках статьи выявлены не только проблемы, связанных с недостаточной численностью экспертов, но и предложены практические решения, которые помогают обеспечить высокую точность и достоверность оценки качества радиотехнических систем.

Список использованных источников

1. Радиотехнические системы: учебное пособие для вузов / М. Ю. Застела [и др.]; под общей редакцией М. Ю. Застела. — 3-е изд., перераб. и доп. — Москва: Издательство Юрайт, 2024. — 495 с.
2. Daniels, D. J., An Assessment of the fundamental performance of GPR against buried landmines, SPIE Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets XII, Paper 6553-16, SPIE 2017, 13 April, 2016, Orlando, Florida.
3. Гринкевич, А. В. Прогнозирование характеристик перспективной корабельной радиотехнической системы методом экстраполяции / А.В. Гринкевич // Проблемы развития корабельного вооружения и бортового радиоэлектронного оборудования. — 2016. — N 3(8). — С. 11–14. [9] Теория прогнозирования и принятия решений / Учеб. пособие. Под общ. ред. С. А.Саркисяна. — М., «Высшая школа», 1977. — 351 с.

**О ПОИСКЕ РАЦИОНАЛЬНЫХ ПРИЁМОВ И ПУТЕЙ РЕАЛИЗАЦИИ
МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В LABVIEW**

А. Е. КУРОЧКИН, ВУННА ЧЖО, ТУН КХАНТ, НЕЙ ЛИН У

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: kurochkin@bsuir.by

Аннотация. Обсуждаются общие вопросы разработки компьютерных аналогов физических лабораторных стендов в LabVIEW.

Annotation. General issues of developing computer experimental laboratory stands in LabVIEW are discussed.

Введение

Компьютерное *моделирование* электрических схем устройств, как правило, выполняется в специально предназначенных для этого программах [1], таких, например, как Multisim [2]. LabVIEW - это графическая среда разработки инженерных программ для контрольно-измерительных устройств, систем анализа информации и данных с мощными инструментами визуализации результатов, с применением графического подхода к программированию [3]. Из названия следует, что LabVIEW ориентирована на лабораторные исследования, измерения и сбор данных. Графическая среда LabView содержит обширные библиотеки функций и инструментальных средств, предназначенных для создания систем сбора данных и систем автоматизированного управления процессами. Если учесть, что в Multisim предусмотрена возможность расширения функционала за счёт импорта дополнительных виртуальных инструментов LabVIEW, то тандем Multisim и LabVIEW значительно расширяет возможности программы, позволяет выполнять анализ схем и эксперименты, проведение которых было невозможно с набором стандартных виртуальных приборов [4].

Однако возможности LabVIEW как графической системы программирования настолько широки, что эту программную среду часто применяют и для математического моделирования электрических цепей различного назначения. При этом общие принципы разработки интерактивных виртуальных стендов в качестве дополнения к физическим лабораторным установкам с помощью LabVIEW хорошо известны. Вся работа проходит в несколько нижеперечисленных этапов.

Этап 1. На этом этапе определяются основные физические явления, подлежащие углубленному изучению с помощью физического лабораторного модуля, перечень контрольно-измерительной аппаратуры (КИА), а также набор характеристик и параметров компонентов электрических схем и функциональных узлов.

Этап 2. Изготовление интерфейса (лицевой панели) виртуального стенда. LabVIEW содержит практически все основные элементы управления и индикации, необходимые для удовлетворения интерактивных потребностей виртуального лабораторного стенда в соответствии с проводимыми манипуляциями при проведении физического эксперимента. На этом этапе производится выбор элементов управления и отображения результатов из имеющихся в библиотеке LabVIEW.

Этап 3. Изготовление программного кода с помощью графических образов (палитры функций) на блок-диаграмме. Библиотека LabVIEW представлена просто огромным количеством функций, включая операторы программирования, элементарную и высшую математику, функции преобразования и обработки сигналов и т.д. От этого этапа зависит корректность функционирования виртуального стенда в режиме реального времени, его быстродействие, доступность, точность и очевидность получаемых результатов. На этом этапе в аналитической форме представляются зависимости, связывающие искомые характеристики и выходные параметры с начальными условиями, параметрами и переменными состояний системы в различных режимах работы.

Пример разработки учебного проекта

Несмотря на кажущуюся простоту разработки программных модулей с помощью LabVIEW, тем не менее проявляются некоторые особенности, связанные с применением как элементов управления на лицевой панели, так и элементов блок-схем из стандартных библиотек. И в первую очередь, конечно, это связано именно с достоинствами LabVIEW – просто огромным количеством входящих даже в базовую

конфигурацию элементов управления и функций. Всё остальное связано с наличием (или отсутствием) практических навыков и *опыта работы* в среде *LabVIEW*, которая, начиная с 1986 г., продолжает совершенствоваться и дополняться.

После многочисленных экспериментов на кафедре информационных радиотехнологий (ИРТ) БГУИР были выработаны некоторые общие подходы к оформлению интерфейса и формированию блок-схем модулей при разработке виртуальных лабораторных стендов для изучения усилительно-преобразовательных трактов радиоприёмных устройств. В качестве примера ниже представлены результаты учебного проекта, целью которого была разработка виртуального аналога физического лабораторного стенда для изучения входных цепей (ВЦ) радиоприёмного устройства (рисунок 1) с помощью *LabVIEW*.

С точки зрения качества обучения при выполнении виртуальных лабораторных работ (ВЛР) важно не только изучение скрытых физических процессов, происходящих в устройствах. При обучении на первый план следует также выносить вопросы схемотехники, т.е. изучение принципиальных электрических схем отдельных каскадов. Поэтому все компоненты должны иметь стандартные условные графические обозначения (УГО) и отображаться в соответствии с действующими нормативными документами. В связи с этим все разрабатываемые интерфейсы (передние панели) ВЛР должны быть обеспечены субпанелями с принципиальными или функциональными схемами, выполненными в соответствии с ЕСКД.

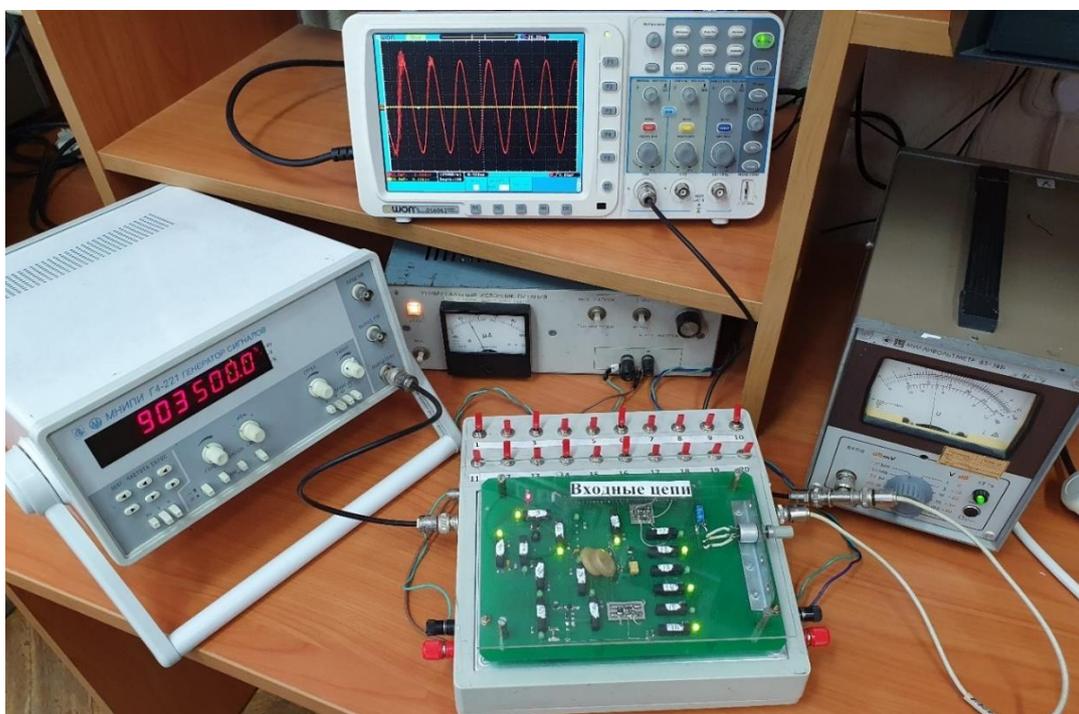


Рис. 1. Рабочее место лабораторной работы “Входные цепи”

При проведении работ по этапу 1 выяснилось, что для создания действительно интерактивного виртуального стенда требуется конструирование дополнительных элементов управления с необходимым функционалом, которых нет в *LabVIEW*. Это касается, в частности, элементов коммутации и сигнализации палитры Boolean на принципиальной электрической схеме модуля. В представленном учебном проекте элементы коммутации “Vertical Toggle Switch” и “Horizontal Toggle Switch” были дополнены УГО. Такой элемент управления представлен на рисунке 2,а и рисунке 3,а для состояний “On – включено” (True) и “Off – выключено” (False). Для улучшения визуального эффекта на созданный элемент управления Boolean дополнительно нанесён элемент “Round LED” из палитры Boolean, имитирующий светодиод. В результате получен новый визуальный элемент управления, представленный на рисунке 2, б и рисунке 3, б в состояниях “On – включено” (True) и “Off – выключено” (False). В стандартной библиотеке *LabVIEW* среди элементов палитры Numeric, таких как Knob и Dial, также отсутствуют многооборотные элементы, аналогичные переменным конденсаторам или резисторам. Этот недостаток устраняется конструированием нового элемента управления путём объединения и соответствующего программирования элементов Gauge и Knob (рисунок 4). Также отсутствуют элементы аналогичные галетным переключателям (рисунок 5), их тоже приходится разрабатывать самостоятельно.

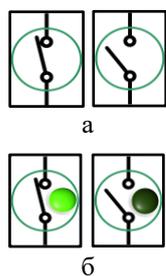


Рис. 2. Вертикальное Реле

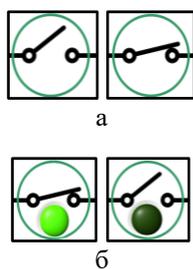


Рис. 3. Горизонтальное реле

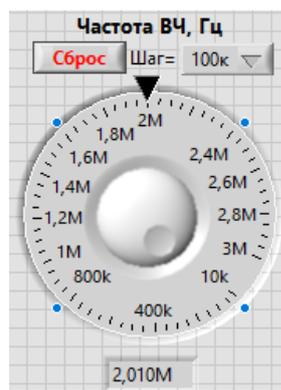


Рис. 4. Многооборотный регулятор частоты

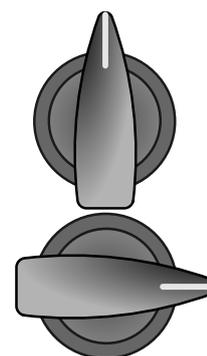


Рис. 5. Галетный переключатель

Перечень недостающего, конечно же, неполный и зависит от требуемого функционала реальных компонентов физических макетов. Но разработчики LabVIEW обеспечили пользователей необходимыми для доработки инструментами [5]. Много полезных идей можно почерпнуть также на форумах LabVIEW Portal [6].

Интерфейс (лицевая панель) разработанного программного модуля содержит две вкладки (Page) на основе элемента “Tab Control”: “Измерение” и “Схема”. На вкладке “Измерение” (рисунок 6) размещены все измерительные приборы и компоненты, параметры которых должны изменяться в процессе исследований. На вкладке “Схема” (рисунок 7) размещены сама электрическая принципиальная схема модуля и все элементы коммутации на схеме, а также текстовые окна (Label) с необходимыми пояснениями по назначению всех виртуальных реле и режимов работы модуля. Здесь, насколько это возможно, соблюдался принцип максимального подобию виртуального и физического стендов с точки зрения визуального сходства.

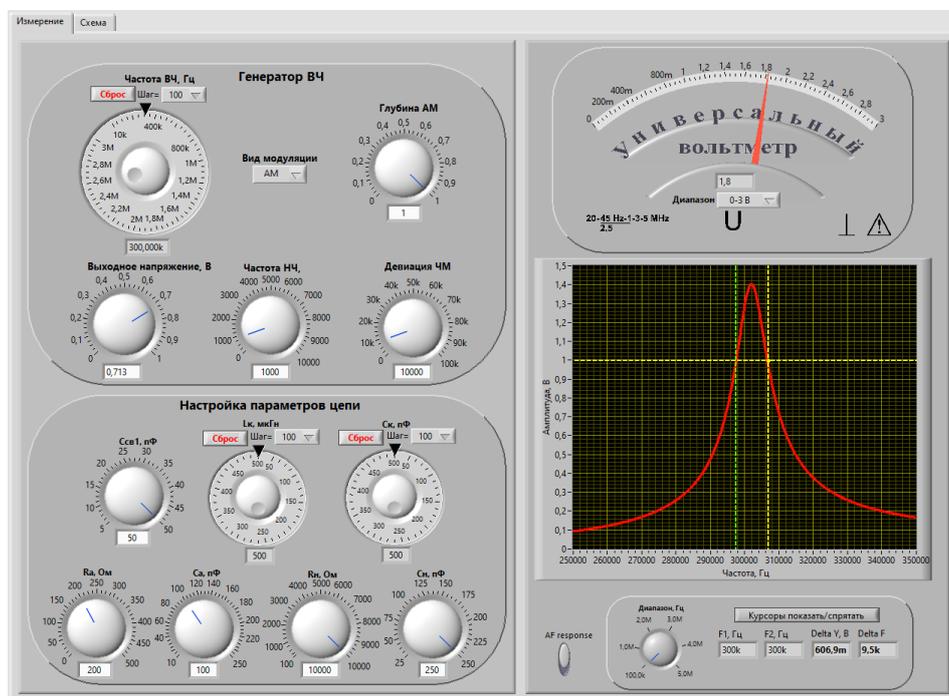


Рис. 6. Вкладка измерительных приборов

На этапе работы с блок-схемой разработки математической модели было решено реализовать на элементах “Formula Node” и “Case Structure”. В структуре “Formula Node” размещается вся подготовительная математика, с помощью которой на языке С описываются все импедансы и адмиттансы, необходимые для составления моделей пассивных и активных компонентов цепи. Для этого входными

переменными для структуры “Formula Node” устанавливаются ёмкости, индуктивности и сопротивления всех переменных или подстроечных конденсаторов, индуктивностей и резисторов пассивных элементов реальной цепи, а также при необходимости первичные параметры активных (усилительных) компонентов цепи, которые могут изменяться в процессе моделирования. Все остальные постоянные переменные инициализируются в самой структуре “Formula Node”. Выходными переменными для “Formula Node” являются результаты расчёта всех необходимых действительных и мнимых составляющих полных импедансов и адмиттансов компонентов цепи.

Математическое моделирование направлено на получение адекватной системы уравнений, описывающих все исследуемые процессы в устройстве. При исследовании реальных электрических цепей основной характеристикой (критерием правдоподобия), пожалуй, является передаточная функция устройства. Принципиальная электрическая схема электрической цепи как элемент аналитической модели устройства представляет собой основу для формирования системы алгебраических уравнений по законам Кирхгофа. От полноты схемы зависит точность описания, например, частотных характеристик цепи. Лучшим выбором будет формирование передаточной функции непосредственно по схеме на основе теории сигнальных графов. Это существенно упростит получение необходимого решения системы исходных уравнений в комплексном виде. Поэтому вся дальнейшая основная работа реализована с помощью структуры “Case Structure” и графического описания всех необходимых расчётов над комплексными переменными. LabVIEW располагает достаточным набором функций для работы с комплексными величинами на палитре Complex. Число вариантов выбора в “Case Structure” зависит от числа исследуемых характеристик модуля. Это могут быть передаточные функции, АЧХ, переходные процессы, временные и спектральные характеристики сигналов и т.д.

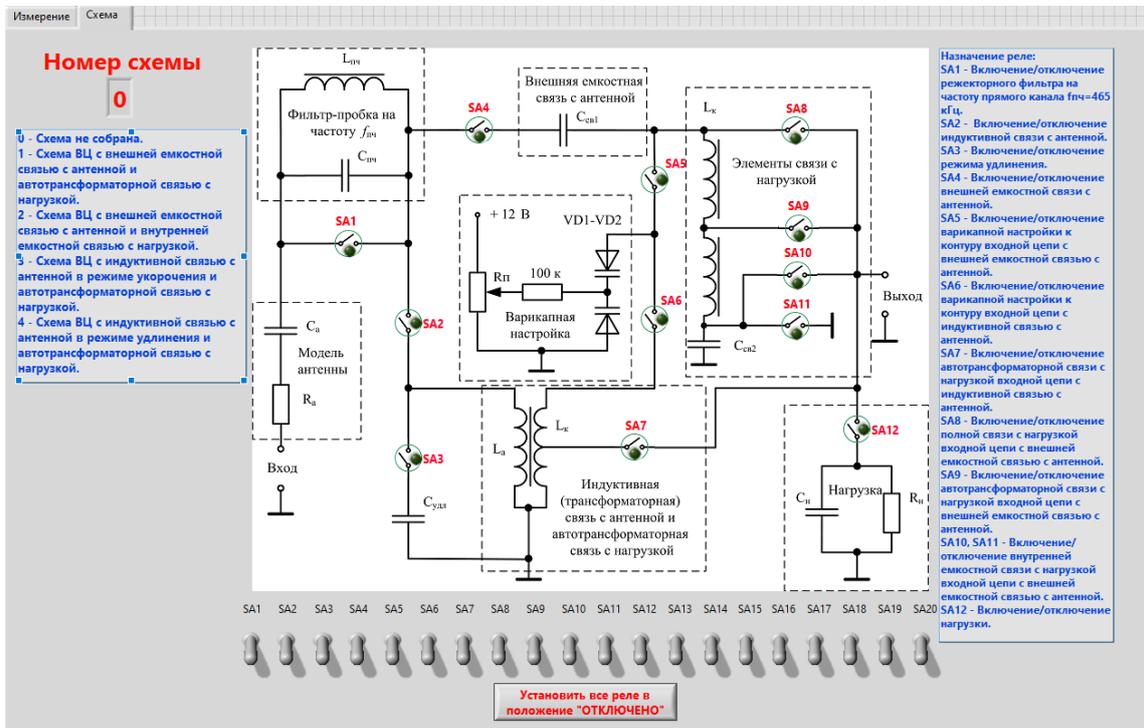


Рис. 7. Вкладка принципиальной схемы модуля

Схема ВЦ, соответствующая рисунку 7 при включении реле SA4, SA5, SA9, SA11, SA12, в упрощённом виде представлена на рисунке 8. Это схема ВЦ радиоприёмного устройства с внешней ёмкостью связи с антенной, автотрансформаторной связью с нагрузкой и режекторным фильтром на входе, настроенным на промежуточную частоту. На рисунке 9 представлена блок-схема для расчёта модуля передаточной функции этой цепи. На блок-схеме задействованы элементы палитры Complex “Re/Im To Complex” и “Complex To Polar”, при этом LabVIEW автоматически настраивает функции “Divide Function”, “Add Function”, “Multiply Function” и константы на комплексные вычисления. Входными переменными для “Case Structure” в данном случае являются параметры элементов цепи: импеданс антенны ($Z_{ант}$), импеданс ёмкости связи ($Z_{св}$), импедансы ветвей режекторного контура ($Z_{Lreject}$, $Z_{Creject}$ и R_{reject}), адмиттанс ёмкости контура ($Y_{св}$), импеданс катушки индуктивности контура ($Z_{Lк}$), состоящей из индуктивностей $L_{к1}$, $L_{к2}$ с омическими потерями в виде $R_{п1}$ и $R_{п2}$, резистанс нагрузки (R_n).

Заключение

Рассмотренные выше приёмы и подходы при реализации виртуального аналога учебно-лабораторного стенда схемотехнической направленности приняты за основу для всех дальнейших разработок, что позволило унифицировать и упростить процедуру составления математических моделей пассивных и активных цепей в LabVIEW. Таким образом реализовано несколько виртуальных лабораторных модулей для математического моделирования в программной среде LabVIEW. Результаты моделирования хорошо согласуются с данными, полученными как в ходе физического эксперимента при исследовании ВЦ с помощью лабораторного стенда (рисунок 1), так и при проверочном моделировании с помощью программы схемотехнического моделирования Multisim.

Список использованных источников

1. Цыбов, Н.Н. Исследование и анализ возможностей программной среды проектирования LabVIEW, Electronics Workbench, Multisim, Allegro Cadence для разработки учебных виртуальных электронных лабораторий [Электронный ресурс] / Н.Н. Цыбов. - Режим доступа: <https://arch.kyrlibnet.kg/?&npage=download&nadd=18918>. – Дата доступа: 15.07.2024.
2. Колесникова Т. Работа с виртуальными приборами в программной среде NI Circuit Design Suite — Multisim 12.0. Часть пятая // Компоненты и технологии. 2014. № 5.
3. Евдокимов, Ю.К. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора / Ю. Евдокимов, В.Р. Линдваль, Г.И. Щербаков. - Москва : ДМК Пресс, 2009. - 400 с.
4. Колесникова Т. Работа с виртуальными приборами LabVIEW в программной среде Multisim 14.0 // Компоненты и технологии. 2016. № 3.
5. Creating Custom Controls, Indicators, and Type Definitions [Электронный ресурс] - Режим доступа: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview/page/creating-custom-controls-indicators-and-type-definitions.html>. – Дата доступа: 15.07.2024.
6. Форум инженеров - [LabVIEW Portal](https://labviewportal.org/viewforum.php?f=42) [Электронный ресурс] - Режим доступа: <https://labviewportal.org/viewforum.php?f=42>. – Дата доступа: 15.07.2024.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ M -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ В ФУНКЦИЮ УОЛША

В. Ю. ИВАШИН, Т. Н. ДВОРНИКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: dvornikova@bsuir.by

Аннотация Функции Уолша применяются во многих областях, таких как теория информации, цифровая обработка сигналов, а также теоретическая информатика. Функции Уолша являются важным инструментом в теории сигналов и информатики благодаря своим уникальным свойствам и простоте применения.

Abstract Walsh's functions are applied in many fields such as information theory, digital signal processing, and theoretical computer science. Walsh functions are an important tool in signal theory and computer science due to their unique properties and ease of application.

Введение

Преобразование сигналов является фундаментальной задачей в области цифровой обработки сигналов и находит широкое применение в различных областях, таких как радиотехника, телекоммуникации, компьютерная томография и многие другие.

В данной работе рассматривается задача преобразования M -последовательностей в функции Уолша, которая является одной из важных операций при обработке цифровых сигналов.

M -последовательность или последовательность максимальной длины – псевдослучайная двоичная последовательность, порожденная регистром сдвига с линейной обратной связью и имеющая максимальный период.

Функции Уолша широко используются в области шифрования данных и защиты информации. Это связано с тем, что функции Уолша обладают свойством ортогональности.

Основная часть

Функции Уолша являются кусочнопостоянными функциями с нормированным интервалом определения $[0, 1)$ или $[-0.5, +0.5)$ и интервалом изменения аргумента, который зависит от порядка системы функций Уолша и равен $\frac{1}{2^n}$, где $n = 1, 2, \dots$. Известны определения функций Уолша через разностное уравнение, функции Радемахера, тригонометрические функции и в виде матриц.

Как разностное уравнение функции Уолша определяются следующим выражением:

$$W(2j + p, \theta) = (-1)^{\lfloor j \rfloor} \left\{ W \left[j, 2 \left(\theta + \frac{1}{4} \right) \right] + (-1)^{j+p} W \left[j, 2 \left(\theta - \frac{1}{4} \right) \right] \right\}, \quad (1)$$

где $\lfloor * \rfloor$ – обозначает целую часть числа; $p = 0$ или 1 ; $j = 0, 1, 2, \dots$; $W(0, \theta) = 1$ для $-0.5 \leq \theta \leq 0.5$; $W(0, \theta) = 0$ для $\theta < -0.5$, $\theta \geq 0.5$. Графики первых четырех функций Уолша представлены на рисунке 1.

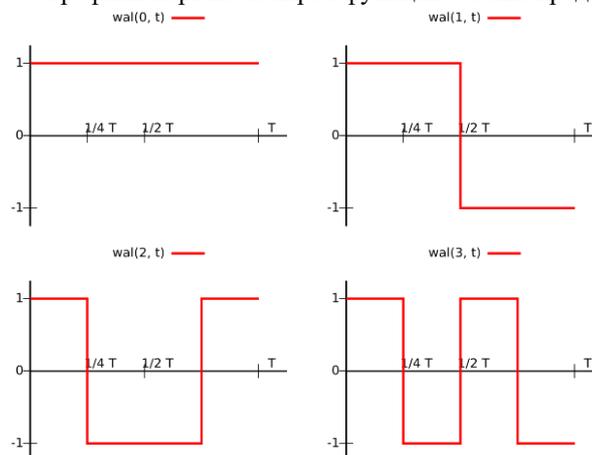


Рис. 1. Графики первых четырех функций Уолша

Упорядочение функций Уолша может проводиться различными способами. Упорядочение Пэли, Адамара, Качмажа и Трахтмана являются особыми, так как их матрицы являются симметричными, и поэтому они рассматриваются и используются в быстрых преобразованиях Уолша.

Между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения существует связь. Связь между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения приведена на рисунке 2.

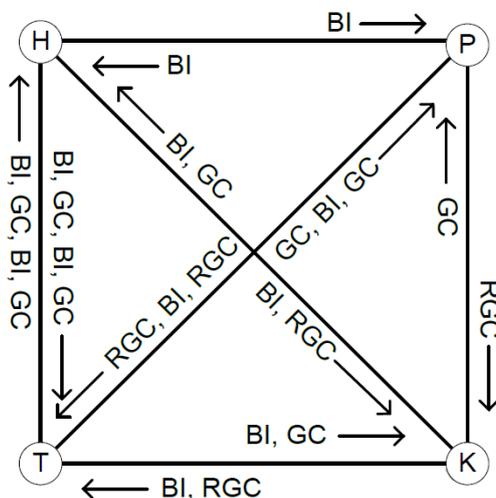


Рис.2. Связь между номерами функций Уолша в различных системах упорядочения

BI - бинарная операция инверсии.

GC - преобразование в код Грея.

RGC - преобразование в обратный код Грея.

Если необходимо сравнить порядковые номера функций Уолша в различных системах, следует провести несколько операций с бинарными порядковыми номерами в соответствии со схемой на рисунке 2. Для сравнения номеров функций Уолша в различных системах, необходимо выполнить одну или несколько операций с двоичными представлениями номеров функций в соответствии с приведенной схемой. Схема может быть проиллюстрирована на примере в таблице 1. Данные таблицы показывают, что для перехода от одной системы упорядочения к другой производится перестановка столбцов матрицы Уолша. Она может быть использована для преобразования псевдослучайной последовательности в Уолш-последовательность.

Таблица 1. Номера функции в системах упорядочения Трахтмана и Пэли

Номер функции в системе Т	Двоичный номер в системе Т	Двоичный код после GC операции	Двоичный код после BI операции	Двоичный номер в системе Р	Номер в системе Р
0	000	000	000	000	0
1	001	001	100	110	6
2	010	011	110	101	5
3	011	010	010	011	3
4	100	110	011	010	2
5	101	111	111	100	4
6	110	101	101	111	7
7	111	100	001	001	1

M-последовательность используется для синхронизации и помехоустойчивого кодирования информации. В приемном устройстве при синхронизации решается задача обнаружения и распознавания сигнала, а при декодировании – задача распознавания. В основе обработки сигнала при решении этих двух задач лежит базовый алгоритм вычисления корреляционного вектора принятого сигнала и опорной M-последовательности.

Процесс преобразования M -последовательности в функцию Уолша состоит из следующих этапов:

1. Формирование матрицы Уолша размером $M \times M$. Каждый элемент матрицы может быть равен 1 или -1.
2. Выбор M -битной M -последовательности.
3. Умножение каждого бита M -последовательности на соответствующий элемент матрицы Уолша. Это производится побитово, где 1 умножается на соответствующий элемент матрицы, а 0 – на элемент, измененный на противоположный знак.
4. Сложение полученных произведений по столбцам матрицы. В результате получается функция Уолша, соответствующая выбранной M -последовательности.

Такие последовательности обладают следующими основными свойствами:

1. M -последовательность является периодической с периодом, состоящим из N импульсов (символов).
2. боковые пики периодической автокорреляционной функции сигналов, образованных M -последовательностью, равны $1/N$.
3. M -последовательность в общем случае состоит из нескольких видов импульсов (например, импульсы могут отличаться начальными фазами, несущими частотами и т.д.). Импульсы различного вида встречаются в периоде примерно одинаковое число раз, т.е. все импульсы распределяются в периоде равномерно. Вследствие этого M -последовательности называют часто псевдослучайными.
4. Формируются M -последовательности как правило с помощью линейных переключательных схем на основе сдвигающих регистров. При этом, если применяется регистр с k разрядами и в M -последовательности используются p различных видов импульсов, то

$$N = pk - 1. \quad (2)$$

Число разрядов регистра $k = \log(N - 1) / \log(p)$. Следовательно, значительное увеличение числа импульсов N в периоде M -последовательности вызывает незначительное, увеличение числа разрядов регистра, так как зависимость k от N является логарифмической.

5. Автокорреляционная функция усеченной M -последовательности, под которой понимается непериодическая последовательность длиной в период N , имеет величину боковых пиков, близкую k . Поэтому с ростом N величина боковых пиков уменьшается.

Общая схема цифрового автомата, формирующего M -последовательность, приведена на рисунке 3.

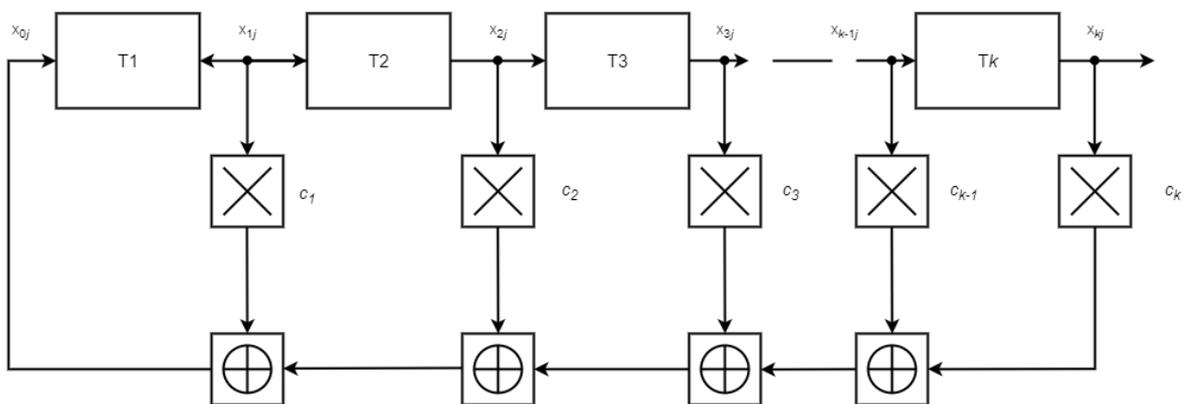


Рис.3. Цифровой автомат формирования M -последовательности

Схема основана на сдвигающем регистре с триггерами T_1, T_2, \dots, T_k , которые осуществляют задержку входного символа на один такт длительностью T_0 . Допустим, что используются p различных символов: $0, 1, 2, \dots, p-1$, которые образуют конечное множество символов $S = S(0, 1, \dots, p-1)$. Символы на выходах триггеров при j -м такте обозначены через $x_{1j}, x_{2j}, \dots, x_{kj}$, причем $x_{kj} \in S$. Символ на входе первого триггера обозначен x_{0j} . Символ на выходе j -го триггера на $(j+1)$ -м такте $x_{i,j+1} = x_{i-j}$ так как с каждым тактом символ со входа «переходит» на выход. Символы с выходов триггеров поступают на умножители, с выходов которых снимают символы $c_1 x_{1j}, c_2 x_{2j}, \dots, c_k x_{kj}$. Множители $c_i \in S$. Поэтому, если операция умножения в множителе производится по модулю p ($\text{mod } p$), то символы $c_k x_{kj} \in S$.

Заключение

Преобразования Уолша находят широкое применение при: построение цифровых фильтров; исследование систем автоматического управления (моделировании, оптимизации, идентификации и т.д.); формировании сигналов; анализе и синтезе логических устройств (в теории цифровых автоматов). Преобразования выполняются в различных системах перестановок, таких как Уолша-Адамара, Уолша-Качмажа, Уолша-Трахтмана и Уолша-Пэли и позволяет разработать аппаратный прототип. Преобразования функций Уолша могут быть использованы для дальнейшего проведения исследований и разработки в области цифровой обработки сигналов.

Список использованных источников

1. Якимов Е.В. Цифровая обработка сигналов / Е.В. Якимов, Г. В. Вавилова, И. А. Клубович. – М.: Издательство Томского политехнического университета, 2008. – 307 с.
2. Бутько, А. Быстрое декодирование кодов максимальной длины / А. Бутько. – Минск : Издательство Минский радиотехнический институт, 1982. – 20 с.
3. Ю. П. Гришин. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. –М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

ТЭТ НАЙНГ ВИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: thawnayee@gmail.com

Аннотация. Рассматриваются современные алгоритмы обнаружения и измерения угловых координат воздушных целей в оптико-электронных системах. Проанализированы основные методы обработки видеоинформации для определения пространственного положения объектов в условиях сложной фоновой обстановки.

Abstract. The modern algorithms for detection and measurement of angular coordinates of aerial targets in optoelectronic systems are considered. The main methods of video information processing for determining the spatial position of objects in complex background-target environment have been analyzed.

Введение

В современных условиях развития авиационной техники и увеличения интенсивности воздушного движения особую актуальность приобретает задача эффективного обнаружения и точного определения координат воздушных целей. Оптико-электронные системы (ОЭС) играют ключевую роль в решении этой задачи, обеспечивая высокую точность измерений и возможность работы в различных условиях. Актуальность исследования обусловлена необходимостью совершенствования существующих алгоритмов обработки видеоинформации для повышения эффективности обнаружения и точности измерения угловых координат воздушных целей в условиях сложной фоновой обстановки. Развитие современных средств воздушного нападения, характеризующихся высокой маневренностью и малой заметностью, требует разработки новых подходов к обработке информации в ОЭС. Существующие методы обнаружения и измерения координат зачастую не обеспечивают требуемой эффективности в условиях воздействия помех различной природы, сложного фона и неблагоприятных метеорологических условий. Это определяет необходимость разработки и исследования новых алгоритмических решений, обеспечивающих повышение вероятности правильного обнаружения целей при одновременном снижении вероятности ложных тревог. Целью данной работы является исследование существующих алгоритмов обнаружения и измерения угловых координат воздушных целей в оптико-электронных системах, обеспечивающих высокую точность и надежности определения пространственного положения объектов в сложных условиях наблюдения.

Основная часть

Алгоритмы обнаружения и сопровождения воздушных целей можно классифицировать по различным критериям, включая используемые методы обработки данных, типы сигналов, а также подходы к анализу изображений. Рассмотрим основные методы, их особенности и области применения.

Корреляционные методы основаны на сравнении текущих изображений с эталонными, что позволяет выявить объекты, соответствующие заданным критериям [1, 2]. Эти алгоритмы используют математическую корреляцию для оценки степени совпадения между изображениями. Процесс работы включает формирование базы эталонных изображений, предварительную обработку входного изображения, вычисление корреляционной функции и анализ результатов для принятия решения о наличии объекта.

В качестве меры различия между эталонным изображением и наблюдаемым в точке (α, β) чаще всего берут меру различия [1]:

$$F(\alpha, \beta) = \frac{\sum_{(i,j) \in H} h(i,j)l(i+\alpha, j+\beta)}{\sqrt{\sum_{(i,j) \in H} h^2(i,j)} \sqrt{\sum_{(i,j) \in H} l^2(i+\alpha, j+\beta)}} \quad y = A \sin 6x \sum_a^b \frac{-i \pm \sqrt{i^2 - 4ci}}{2x} e^x \quad (1)$$

где $h(i, j)$ – эталонное изображение в точке (i, j) , $l(i, j)$ – изображение всего кадра.

Величина $F(\alpha, \beta)$ равна максимальному значению (единице), если эталонное изображение h объекта совпадает с наблюдаемым кадром l до постоянного неотрицательного множителя. Основными преимуществами данного подхода являются высокая точность в условиях известной модели цели, эффективность при наличии четких и стабильных изображений, а также возможность обработки в реальном времени. Однако корреляционные алгоритмы имеют ряд существенных ограничений, включая высокие вычислительные затраты, чувствительность к изменениям в условиях освещения и подверженность влиянию фоновых помех. Для преодоления этих недостатков применяются различные методы оптимизации, такие как использование адаптивной обработки, применение параллельных вычислений и комбинирование с другими методами анализа изображений. Данные алгоритмы широко используются в системах технического зрения, обработке данных дистанционного зондирования, системах безопасности и видеонаблюдения, а также в военных системах обнаружения целей.

Пороговые методы обнаружения воздушных целей и измерения угловых координат являются одними из базовых подходов в радиолокации. Суть этих методов заключается в сравнении принятого сигнала с заранее установленным пороговым значением. Если уровень принятого сигнала превышает пороговое значение, принимается решение об обнаружении цели [3, 4]. При этом точность измерения угловых координат зависит от отношения сигнал/шум и выбранного порогового уровня. Важным аспектом пороговых методов является выбор оптимального порогового значения. Слишком низкий порог приводит к увеличению вероятности ложных тревог, в то время как слишком высокий порог может привести к пропуску целей. Для повышения эффективности обнаружения используются адаптивные пороги, которые автоматически подстраиваются под изменяющуюся помеховую обстановку [5]. Измерение угловых координат при этом осуществляется путем определения положения максимума сигнала относительно диаграммы направленности антенны. Современные системы часто используют комбинацию пороговых методов с другими алгоритмами обработки сигналов для повышения точности и надежности обнаружения. Это позволяет компенсировать такие недостатки пороговых методов, как влияние флуктуаций сигнала, зависимость от условий распространения радиоволн и воздействие помех различного происхождения. Особое внимание уделяется разработке методов защиты от активных и пассивных помех, а также способам повышения точности измерения угловых координат в сложной целевой обстановке.

Морфологические методы обнаружения воздушных целей и измерения угловых координат основаны на анализе геометрической структуры и формы сигналов от целей в пространстве наблюдения. Эти методы используют математические операции морфологической обработки, такие как дилатация, эрозия, размыкание и замыкание, для выделения и анализа характерных особенностей сигналов [3, 1]. Основное преимущество морфологических методов заключается в их способности эффективно работать в условиях сложной помеховой обстановки и при наличии множественных целей. Процесс обработки сигналов с использованием морфологических методов включает несколько этапов. Сначала производится предварительная обработка входных данных для уменьшения шумов и помех. Затем применяются морфологические операторы для выделения потенциальных целей и их характерных признаков. На следующем этапе осуществляется анализ полученных структур для определения истинных целей и отсеивания ложных. Измерение угловых координат производится путем определения положения центров масс выделенных объектов и их геометрических характеристик. Современные реализации морфологических методов часто включают адаптивные алгоритмы, позволяющие автоматически подстраивать параметры обработки под изменяющиеся условия наблюдения. Это особенно важно при работе с динамическими целями и в условиях меняющейся фоновой обстановки. Несмотря на относительно высокую вычислительную сложность, морфологические методы обеспечивают высокую точность обнаружения и измерения координат, особенно в случаях, когда традиционные пороговые методы оказываются малоэффективными. Основными областями применения являются системы радиолокационного наблюдения, комплексы противовоздушной обороны и системы управления воздушным движением.

Методы машинного обучения и глубокого обучения применяются в современных подходах к обнаружению и сопровождению целей все чаще включают методы машинного обучения и глубокого обучения. Эти алгоритмы обучаются на больших объемах данных и способны адаптироваться к различным условиям. Используя сверточные нейронные сети (CNN), специалисты могут эффективно выделять характерные признаки объектов на изображениях, что позволяет точно определять их местоположение и размеры. Архитектуры, такие как YOLO и R-CNN, обеспечивают быстрый и надежный анализ, позволяя системам обнаруживать цели в реальном времени, даже в условиях сложной помеховой обстановки [8]. Используя сверточные нейронные сети (CNN), специалисты могут эффективно выделять характерные признаки объектов на изображениях, что позволяет точно определять их местоположение и размеры. Архитектуры, такие как YOLO и R-CNN, обеспечивают быстрый и надежный анализ, позволяя системам обнаруживать цели в реальном времени, даже в условиях сложной помеховой обстановки. Однако обнаружение — это только начало. Следующим важным этапом является измерение угловых

координат, что требует точной калибровки оптических систем и учета искажений. Современные методы трекинга, такие как DeepSORT, позволяют не только отслеживать движение целей, но и прогнозировать их траектории, что критически важно для принятия оперативных решений. В результате, благодаря интеграции машинного обучения и нейронных сетей, системы наблюдения становятся более адаптивными и эффективными, открывая новые горизонты в области безопасности и управления воздушным пространством.

Каждый из перечисленных типов алгоритмов имеет свои особенности, преимущества и недостатки. Выбор конкретного алгоритма зависит от условий применения, требований к точности и быстродействию, а также от доступных вычислительных ресурсов. В современных оптико-электронных системах все чаще используется комбинация различных алгоритмов для достижения максимальной эффективности в обнаружении и сопровождении воздушных целей.

Заключение

В результате проведенного исследования были рассмотрены и проанализированы современные подходы к решению задачи обнаружения и измерения угловых координат воздушных целей в оптико-электронных системах. Показано, что применение алгоритмов машинного обучения и нейронных сетей позволяет существенно повысить эффективность работы систем наблюдения за воздушными объектами. Дальнейшие исследования могут быть направлены на совершенствование методов обработки данных в реальном времени, повышение точности измерений и расширение функциональных возможностей системы за счет интеграции с другими типами датчиков.

Список использованных источников

1. Системы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б. А. Алпатов [и др.]. – М. : Радиотехника, 2008. – 176 с.
2. Баклицкий, В. К. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации / В. К. Баклицкий, А. М. Бочкарев, М. П. Мусьяков ; под ред. В. К. Баклицкого. – М. : Радио и связь, 1986. – 216 с.
3. Артемьев, В. М. Обнаружение объектов конечных размеров на изображениях в условиях неопределенности / В. М. Артемьев, А. О. Наумов, Л. Л. Кохан // Информатика. – 2010. – № 4. – С. 5–15.
4. Артемьев, В. М. Обработка изображений в пассивных обзорно-поисковых оптико-электронных системах / В. М. Артемьев, А. О. Наумов, Л. Л. Кохан. – Минск : Беларус. навука, 2014. – 116 с.
5. Гуцев, Р.А. Обнаружение слабоконтрастных сигналов воздушных целей на изображениях в оптико-локационных системах телевизионного типа: дис. канд. техн. наук: 20.02.14 / Р.А. Гуцев. – Минск., 2011. – 159 л.
6. Клетте, Р. Компьютерное зрение: теория и алгоритмы / Р. Клетте ; пер. с англ. А. А. Слинкин. – М. : ДМК Пресс, 2019. – 506 с.
7. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс ; пер. с англ. под ред. П. А. Чочиа. – М. : Техносфера, 2005. – 1072 с.
8. Верхов, К.А. Методы и алгоритмы обнаружения объектов на изображении с использованием машинного обучения: дис. магистр: 26.04.22 / К.А. Верхов. – Минск., 2022. – 65 л.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

ТУН ТУН АУНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г.Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: nickFX11487@gmail.com

Аннотация. Рассматриваются современные подходы к применению алгоритмов цифровой обработки изображений в оптико-электронных системах. Приведены примеры использования алгоритмов цифровой обработки изображений в различных отраслях. Исследуются методы улучшения качества изображений, включая фильтрацию шумов, повышение контрастности и четкости. Результаты исследования могут быть использованы при разработке и совершенствовании систем технического зрения, систем видеонаблюдения и других оптико-электронных устройств.

Abstract. Modern approaches to the application of digital image processing algorithms in optoelectronic systems are considered. Examples of using digital image processing algorithms in various industries are provided. Methods for improving image quality, including noise filtering, contrast enhancement, and sharpness improvement, are investigated. The research results can be used in the development and improvement of machine vision systems, video surveillance systems, and other optoelectronic devices.

Введение

В современном мире оптико-электронные системы (ОЭС) играют ключевую роль во многих областях науки и техники, от систем безопасности до медицинской диагностики. Актуальность применения алгоритмов цифровой обработки изображений в таких системах обусловлена постоянно растущими требованиями к качеству получаемых изображений и необходимостью их автоматизированного анализа. Развитие вычислительной техники и появление новых методов обработки данных открывают широкие возможности для совершенствования существующих алгоритмов и разработки новых подходов к обработке изображений. Особую значимость приобретают вопросы повышения эффективности работы оптико-электронных систем в сложных условиях наблюдения, при наличии помех и ограниченной видимости. Целью данной работы является исследование современных алгоритмов цифровой обработки изображений и их практического применения в оптико-электронных системах. В рамках исследования решаются задачи анализа существующих методов улучшения качества изображений, разработки рекомендаций по их оптимальному применению и оценки эффективности предложенных решений. Практическая значимость работы заключается в возможности использования полученных результатов для повышения качества работы систем технического зрения, видеонаблюдения и других оптико-электронных устройств, что особенно важно в условиях растущей автоматизации производственных и технологических процессов.

Историческая справка

История цифровой обработки изображений тесно связана с развитием вычислительных технологий и эволюцией теоретических подходов к анализу визуальной информации. Эта область, которая сегодня является основой для множества приложений в науке, технике и искусстве, имеет свои корни в середине XX века. Первые шаги в области цифровой обработки изображений были сделаны в 1950-е годы. В это время ученые начали осознавать потенциал использования компьютеров для обработки и анализа визуальной информации. В начале 1960-х годов, с запуском первых спутников-разведчиков, открылась новая эра в области наблюдения за Землей из космоса. Однако вскоре стало очевидно, что для эффективного использования этой технологии в военных и научных целях необходимо значительно улучшить качество получаемых изображений. В развитие алгоритмов для улучшения качества спутниковых изображений в 1960-х годах внесли вклад такие ученые как: Роберт Нейтан – разработал одни из первых алгоритмов для улучшения качества

спутниковых снимков; Кеннет Лэнд – работал над методами улучшения контраста и резкости спутниковых изображений; Томас Хуанг – работал над алгоритмами фильтрации и восстановления изображений; Ричард Дуда – внес вклад в развитие алгоритмов обработки спутниковых снимков и другие. В 1970-е годы цифровая обработка изображений начала оформляться как самостоятельная научная дисциплина. В это время появились первые теоретические модели и алгоритмы, которые легли в основу будущих исследований. Были разработаны первые алгоритмы для устранения шумов и улучшения качества изображений, такие как фильтры Гаусса и медианные фильтры. Эти методы стали основой для более сложных систем обработки изображений. В этот период началась разработка алгоритмов для сегментации изображений и распознавания контуров, что позволило выделять объекты на изображениях и анализировать их структуру.

В 1980-е годы с развитием вычислительных мощностей и появлением более сложных алгоритмов цифровой обработки изображений, началась разработка специализированных устройств для захвата и обработки изображений, таких как сканеры и цифровые камеры, что позволило значительно расширить возможности цифровой обработки изображений. В 1990-е годы цифровая обработка изображений начала использоваться в таких областях, как медицинская диагностика (например, в МРТ и КТ), автоматизация производства и контроль качества. Эти приложения продемонстрировали потенциал технологии для решения реальных задач. С начала 2000-х годов цифровая обработка изображений вступила в новую фазу развития благодаря достижениям в области машинного обучения и, в частности, глубокого обучения. Использование сверточных нейронных сетей (CNN) позволило значительно улучшить результаты в задачах классификации изображений, детектирования объектов и сегментации. Это привело к революции в области цифровой обработки изображений и открыло новые горизонты для ее применения. Развитие графических процессоров (GPU) и облачных вычислений позволило обрабатывать большие объемы данных и обучать сложные модели, что способствовало быстрому прогрессу в этой области. Таким образом, история цифровой обработки изображений — это история постоянного развития и интеграции новых технологий, которые позволили превратить первоначальные теоретические идеи в мощный инструмент для решения широкого круга задач в самых различных сферах.

На сегодняшний день цифровая обработка изображений стала неотъемлемой частью ОЭС значительно расширив их возможности и эффективность. Цифровая обработка позволяет улучшать качество получаемых изображений, устранять шумы и искажения, повышать контрастность и четкость. Кроме того, она обеспечивает возможность автоматического распознавания объектов, анализа сцен и выделения значимых деталей. Интеграция цифровой обработки в ОЭС позволяет создавать комплексные системы, способные не только получать визуальную информацию, но и анализировать ее, принимать решения и предоставлять операторам или автоматическим системам управления уже обработанные и интерпретированные данные.

Примеры оптико-электронных систем, использующих алгоритмы цифровой обработки изображений

Оптико-электронные системы широко применяются в медицине для диагностики, лечения и мониторинга различных заболеваний. При этом используются различные системы медицинской визуализации, позволяющие получать изображения внутренних органов и тканей человека, например: компьютерная томография, магнитно-резонансная томография, ультразвуковая диагностика, позитронно-эмиссионная томография. Это позволяет врачам диагностировать и лечить различные заболевания, а также наблюдать за прогрессом лечения. Современные ОЭС в аэрокосмической промышленности играют ключевую роль в обеспечении высокоточного наблюдения и анализа Земли из космоса. Эти системы включают в себя сложные камеры и сенсоры, которые способны захватывать изображения с высоким разрешением в различных спектральных диапазонах, от видимого до инфракрасного. Благодаря этим технологиям, спутники могут предоставлять детализированные данные о состоянии земной поверхности, океанов и атмосферы, что критически важно для мониторинга окружающей среды, прогнозирования погоды и управления природными ресурсами. Развитие ОЭС также способствует улучшению навигации и безопасности. Использование алгоритмов цифровой обработки изображений и ОЭС в системах навигации и управления полетом значительно изменило подход к разработке и эксплуатации современных летательных аппаратов, включая самолеты, БЛА и космические аппараты. Эти технологии

обеспечивают более высокую точность, надежность и эффективность, что критически важно для безопасности и успешного выполнения полетных задач. Одним из направлений применения ОЭС в системах навигации и управления полетом является разработка систем помощи пилоту (*Enhanced Vision Systems, EVS*). Данные системы используют алгоритмы обработки изображений для улучшения видимости в сложных условиях, таких как туман, дождь или ночь, помогают обнаруживать препятствия на пути самолета, снижая риск столкновений при взлете и посадке. Алгоритмы цифровой обработки изображений активно применяются в промышленном производстве для автоматизации процессов, повышения качества продукции и снижения затрат. Они позволяют выполнять задачи, которые требуют высокой точности и скорости, такие как контроль качества, управление роботизированными системами и мониторинг производственных линий. Одним из направлений применения является контроль качества продукции. Данные системы с использованием алгоритмов цифровой обработки изображений стали важной частью современных производственных процессов. Эти технологии позволяют автоматизировать проверку изделий на соответствие стандартам качества, что значительно снижает вероятность человеческой ошибки и повышает общую эффективность производства. Системы контроля качества позволяют проводить дефектоскопию для автоматического обнаружения дефектов на производственных линиях, таких как трещины, царапины или несоответствия в окраске. Камеры фиксируют изображение продукта, а алгоритмы анализируют его на наличие дефектов, проверяют размеры и геометрию изделий, обеспечивая их соответствие заданным спецификациям.

В современной автомобильной промышленности опико-электронные системы и алгоритмы цифровой обработки изображений играют ключевую роль в обеспечении безопасности и комфорта водителя и пассажиров. Эти системы используются в различных приложениях, таких как системы помощи водителю ADAS (*Advanced driver-assistance systems*), автоматическое управление транспортными средствами, мониторинг дорожного движения и распознавание объектов на дороге. Они основаны на применении цифровой обработки изображений, которая позволяет достичь высокой точности распознавания объектов и обеспечивать безопасность на дорогах. ОЭС в современной автомобильной промышленности включают в себя различные компоненты, такие как камеры, радары, лидары и другие сенсоры, которые собирают информацию об окружающей среде. Важную роль в обеспечении безопасности людей, имущества и данных играют охранные системы. Эти системы используются для предотвращения несанкционированного доступа, кражи, вандализма и других видов преступной деятельности. Существует несколько типов систем охраны. В основе систем видеонаблюдения лежат опико-электронные системы, которые позволяют получать видеоизображения высокого качества. Эти системы состоят из камер, видеорегистраторов, мониторов и программного обеспечения для видеонаблюдения. Камеры, установленные в различных зонах объекта, передают видеосигнал на видеорегистратор, который записывает видео и хранит его на устройстве хранения данных. В современных системах видеонаблюдения широко используются алгоритмы цифровой обработки изображений, которые позволяют улучшить качество видеоизображения и обнаруживать потенциальные угрозы. Например, алгоритмы обнаружения лиц и движения позволяют системе видеонаблюдения автоматически обнаруживать лица и движения в зоне наблюдения и отправлять сигналы тревоги в случае обнаружения потенциальной угрозы. Кроме того, алгоритмы цифровой обработки изображений позволяют улучшить качество видеоизображения, уменьшить шум и артефакты, и повысить четкость изображения. Это позволяет операторам систем видеонаблюдения более эффективно контролировать объект и принимать своевременные меры в случае обнаружения потенциальной угрозы.

Методы улучшения качества изображений

Улучшение качества изображений — это важный этап в цепочке обработки изображений, который включает в себя ряд методов и техник, направленных на улучшение качества изображения и подготовку его для дальнейшего анализа. Этот этап играет ключевую роль в обеспечении точности и эффективности последующих алгоритмов обработки и анализа. Рассмотрим более подробно основные методы предварительной обработки изображений.

Удаление шумов. Шумы могут существенно ухудшать качество изображения, затрудняя дальнейший анализ. Для их устранения используются различные фильтры. Для удаления импульсных шумов могут применяться *усредняющие фильтры, основанные на порядковых статистиках* и *адаптивные*. К усредняющим фильтрам можно отнести фильтры, основанные на

вычислении среднего арифметического, среднего геометрического, среднего гармонического. Процедура фильтрации в случае среднеарифметического заключается в вычислении среднего значения яркости в окрестности фильтра в каждой точке изображения [1, с. 346]. Фильтры основанные на порядковых статистиках представляют собой пространственные фильтры, вычисление отклика которых требует предварительного упорядочивания (ранжирования) значений пикселей, заключенных внутри обрабатываемой фильтром области изображения [1, с. 350]. Наиболее известным фильтром, основанным на порядковых статистиках является *медианный фильтр*. Он применяется для удаления импульсных шумов. Основная идея медианного фильтра заключается в том, что для каждого пикселя в изображении его новое значение заменяется на медиану значений пикселей в некотором окне (или области) вокруг него [1, с. 350–351, 2, с. 234–236]. При этом медиана значений пикселей в пределах заданной области соответствует центральному значению, полученному после предварительного упорядочивания (ранжирования). Это позволяет эффективно удалять шум, так как медиана менее чувствительна к выбросам (например, шуму) по сравнению со средним значением. Помимо обычного медианного фильтра применяется *адаптивный медианный фильтр*. В отличие от обычного медианного фильтра, адаптивный фильтр изменяет размеры окрестности во время работы в соответствии с заданными условиями. Это позволяет сохранить детали фильтруемого изображения в тех областях, где шум не является импульсным [1, с. 360–362, 2, с. 236–237]. Хотя медианные фильтры принадлежат к числу наиболее часто используемых в обработке изображений, могут применяться *фильтры максимума и минимума*. Для устранения гауссовых шумов может применяться *гауссов фильтр*, представляющий собой свертку с ядром, определенным из двумерной гауссовой функции (рисунок 1).

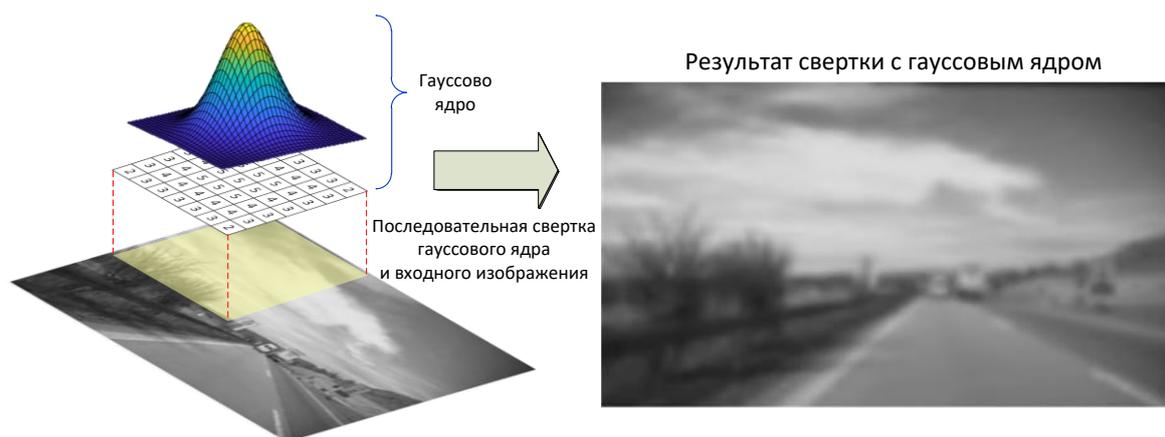


Рис. 1. Пример использования гауссового фильтра 7×7 и стандартным отклонением для размытия изображения

Величина стандартного отклонения задает масштаб, определяющий степень размытия изображения после применения фильтра [3, с. 81–83]. Помимо импульсных шумов на изображении могут возникать *периодические шумы*, для устранения которых применяются специальные *полосовые, режекторные и узкополосные фильтры*. В отличие от импульсных шумов, для устранения периодических переходят в частотную область с помощью преобразования Фурье [1, с. 364–381].

Коррекция яркости и контраста. Для улучшения визуального восприятия и выделения деталей изображения часто требуется коррекция яркости и контраста. Задача повышения контраста заключается в «растягивании» диапазона яркости изображения на всю шкалу [4, с. 176–178]. Обычно в качестве рабочего диапазона используется диапазон $0 \dots 255$ значений яркости. При этом 0 соответствует значению черного, 255 – значению белого. При линейном контрастировании используется линейное поэлементное преобразование вида:

$$y = ax + b,$$

где a и b – постоянные. При этом параметры a и b определяются желаемыми значениями минимальной y_{\min} и максимальной y_{\max} выходной яркости.

После ряда известных преобразований и решения системы линейных уравнений, параметры a и b могут быть рассчитаны следующим образом:

$$a = \frac{y_{\max} - y_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}}; b = \frac{y_{\min} x_{\max} - y_{\max} x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}},$$

где x_{\max}, x_{\min} – оцениваемые значения максимальной и минимальной яркости пикселей исходного изображения.

В качестве примера на рисунке 2 приведены результаты линейного контрастирования и приведение динамического диапазона к значениям $y_{\min} = 0, y_{\max} = 255$.



Рис. 2. Пример использования процедуры линейного контрастирования: *а* – полутоновое изображение со значениями яркости $x_{\min} = 180, x_{\max} = 240$; *б* – результат линейного контрастирования и приведение динамического диапазона к значениям $y_{\min} = 0, y_{\max} = 255$

Заключение

В ходе проведенного исследования были детально рассмотрены современные подходы к применению алгоритмов цифровой обработки изображений в оптико-электронных системах. Анализ показал широкие возможности использования данных алгоритмов в различных отраслях, от промышленного производства до систем безопасности. Особое внимание было уделено методам улучшения качества изображений, включая фильтрацию шумов, повышение контрастности и четкости. Практическая значимость работы подтверждается возможностью применения полученных результатов при разработке и совершенствовании систем технического зрения, систем видеонаблюдения и других оптико-электронных устройств. Результаты работы создают основу для повышения эффективности функционирования оптико-электронных систем в различных областях применения.

Список использованных источников

1. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс ; пер. с англ. под ред. П. А. Чочиа. – М. : Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Методы компьютерной обработки изображений : учеб. пособие / М. В. Гашников [и др.] ; под ред. В. А. Сойфера. – Изд. 2-е, испр. – М. : Физматлит, 2003. – 780 с.
3. Клетте, Р. Компьютерное зрение: теория и алгоритмы / Р. Клетте ; пер. с англ. А. А. Слинкин. – М. : ДМК Пресс, 2019. – 506 с.
4. Методы компьютерной обработки изображений : учеб. пособие / М. В. Гашников [и др.] ; под ред. В. А. Сойфера. – Изд. 2-е, испр. – М. : Физматлит, 2003. – 780 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ КАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

ЧЖО НАНДА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nickFX11487@gmail.com

Аннотация. В статье представлены результаты использования радиоплатформы LimeSDR в качестве двухканального радиоприемного устройства используемого в радиопеленгаторе обнаружения канала управления беспилотного летательного аппарата

Введение

С появлением средних и малых БЛА задачи противодействия их применению в особо контролируемых зонах существенно актуализировались. Начиная с середины 2000-х годов в средствах массовой информации стали регулярно появляться сообщения об опасном использовании малых БЛА в районах аэропортов, а с середины 2010-х – об применении малых БЛА для ведения несанкционированного наблюдения важных объектов, проведения терактов и диверсий, транспортировки запрещенных грузов (оружия, наркотиков), и широком использовании БЛА в военном деле [1].

Параллельно с развитием БЛА большую популярность набирают и способы борьбы с ними. Так для противодействия БЛА применяются средства огневого поражения, функционального поражения сверхвысокочастотным и лазерным излучением, радиоэлектронного подавления и др. Основными средствами целеуказания для данных систем являются радиолокационные станции, средства оптико-электронной, акустической и радиоэлектронной разведки, последние из которых обладают наибольшим приоритетом ввиду отсутствия собственного излучения, достаточной дальностью обнаружения и всепогодностью.

Основная часть

Необходимость ведения постоянного интенсивного обмена данными БЛА с пультом управления требует наличия одного или нескольких широкополосных каналов радиосвязи (например, каналы радиоуправления БЛА, передачи полезной информации и видео оператору), для которых очень сложно обеспечить требуемую скрытность функционирования. В связи с этим, высокочастотное излучение средств радиосвязи является основным демаскирующим признаком БЛА относительно средств радиоэлектронной разведки (рисунок 1).

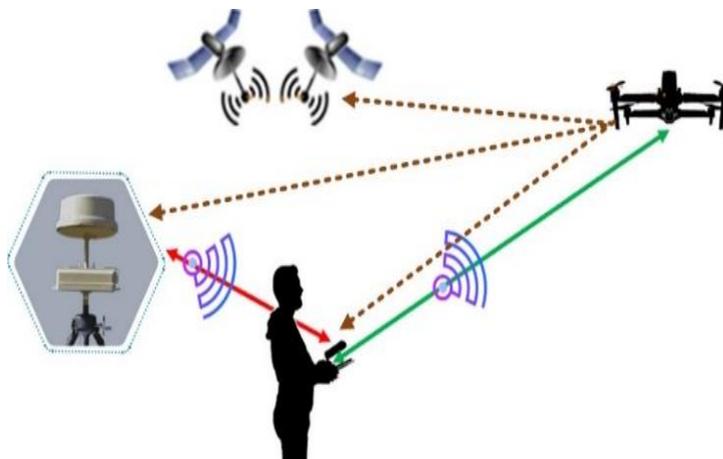


Рис. 1. Схема взаимодействия оператора, БЛА и радиопеленгатора

По этой причине важной составляющей борьбы с БЛА является их своевременное обнаружение, для чего могут быть использованы радиопеленгаторы (рисунок 2), которые позволяют измерить углы прихода радиоволн и позволяют определить направление на их источник.



Рис. 2. Типовая структурная схема радиопеленгатора

В ряде случаев возникает необходимость оперативно и с высокой точностью в условиях априорно неопределённой сигнально-помеховой обстановки определить направление воздействия (источника радиоизлучения) ИРИ, что, в свою очередь, зависит от технических характеристик радиопеленгаторов. Очевидно, что каждый из традиционных методов пеленгования (например, фазовый, амплитудный и др.) имеет как положительные, так и отрицательные свойства. Поэтому при выборе метода необходимо руководствоваться требованиями к точности, дальности действия (или чувствительности), быстродействию, массогабаритным характеристикам, энергопотреблению, разрешающей способности и помехоустойчивости [2, 3], функционирование которых будет в большей степени зависеть от всех элементов радиопеленгатора. Однако, особое внимание необходимо уделить радиоприемному блоку и блоку цифровой обработки сигнала радиопеленгатора. По этой причине, относительно дешевым и простым с точки зрения реализации является двухканальный приемопередатчик LimeSDR со встроенными аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми преобразователями, работающий в диапазоне частот 100 кГц – 3,8 ГГц (рисунок 3).

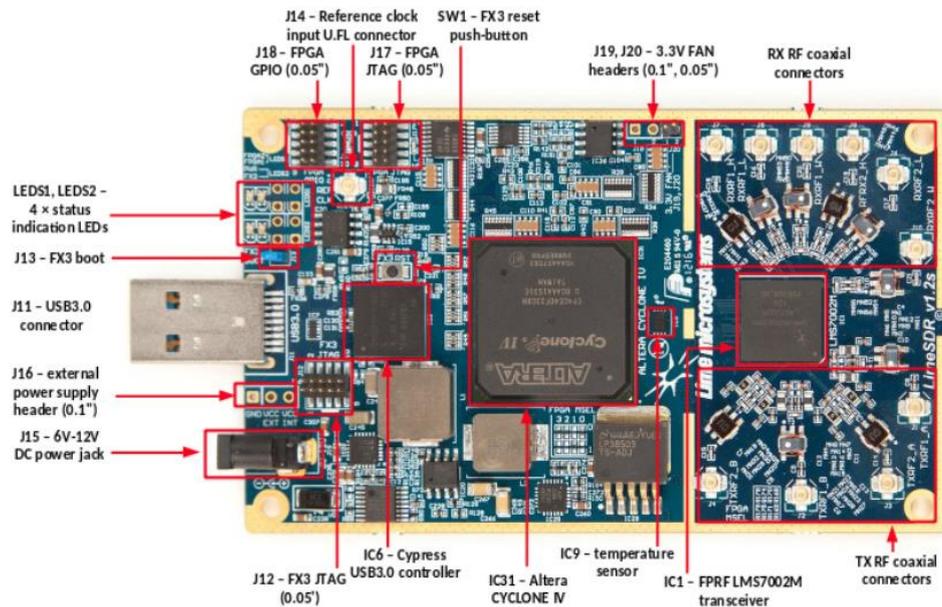


Рис. 3. Внешний вид платы 2×2 MIMO LimeSDR

Основными преимуществами приемопередатчика LimeSDR являются: компактность, надежность и малое энергетическое потребления (5 В). Данные достоинства определили исходные предпосылки построения на основе двухканального приемопередатчика LimeSDR устройства обработки радиопеленгатора. Проведенный анализ способов оценки направления на ИРИ показал, что из всего многообразия наилучшими свойствами обладает фазовый метод пеленгования. Основным его достоинством является простота реализации антенной системы и алгоритма получения отсчета пеленга, а также устойчивость к паразитной амплитудной модуляции [3,4].

Для проверки эффективности использования LimeSDR в радиопеленгаторе были проведены исследования, по результатам которых была разработана структура двухканального фазового радиопеленгатора с амплитудной модуляцией сигнала (рис. 4), соответствующая требованиям, предъявляемым к современным системам радиоэлектронной разведки [5]

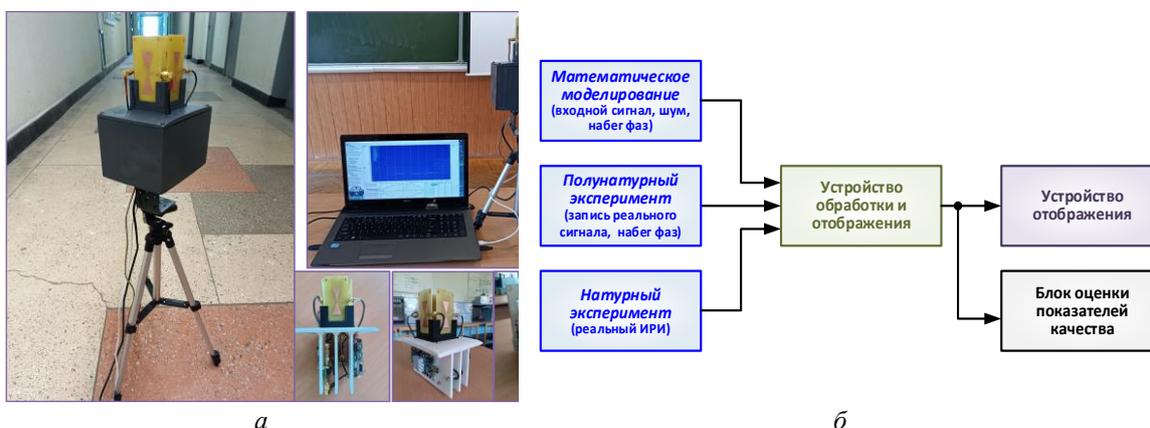


Рис. 4. Двухканальный фазовый радиопеленгатор:
а – внешний вид; б – структура проверки показателей качества

Для оценки показателей качества разработанного двухканального радиопеленгатора проведены: математическое моделирование, полунатурный эксперимент и натурные испытания в соответствии со структурой, представленной на рис. 4 б.

Испытания проводились при следующих условиях:

- дальность до ИРИ (малоразмерного БЛА) изменялась от 500 до 1000 м;
- минимизировалось влияние переотражения принятого сигнала от ИРИ;
- среднее квадратическое отклонение оценки пеленга рассчитывалось по результатам проведения 600 опытов, что соответствовало доверительной вероятности 0,9 и погрешности измерений не выше 10%.

Полученные следующие результаты:

- малоразмерные БЛА обнаруживались на удалении до 1000 м;
- оценка пеленга являлась состоятельной (аномалий не наблюдалось);
- среднее квадратическое отклонение пеленга не превышало (в зависимости от условия проведения испытаний).

Заключение

Таким образом использование LimeSDR позволило разработать радиопеленгатор с небольшими массогабаритными характеристиками; простотой реализации обработки сигнала; невысокой стоимостью по отношению к существующим радиопеленгаторам аналогичного типа; минимальным энергопотреблением (5 В).

Список использованных источников

1. Макаренко, С. И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам / С. И. Макаренко. СПб.:Наукоемкие технологии, 2020.
2. Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин : под ред. А. М. Рембовского. 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2012.
3. LimeSDR-USB User Guide [Electronic resource]. – Mode of access: https://wiki.myriadrf.org/LimeSDR-USB_User_Guide. – Data of access: 10.05.2024.
4. Солонар, А. С. Основы радиопеленгации. Основы теории измерения параметров сигналов: пособие / А. С. Солонар, В.В. Латушкин, С.А. Габец – Минск: Военная академия, 2023
5. Буйлов, Е. Н. Определение направления на источник радиоизлучения в двухканальном фазовом радиопеленгаторе с амплитудной модуляцией сигнала / Е. Н. Буйлов [и др.] // MILEX.INNOVATIONS – 2023 : сб. науч. статей 10-й Междунар. науч. конф. по воен. –технич. проблемам, проблемам обороны и безопасности, использования технологий двойного назначения, Минск, 18–19 мая 2023 г. / Четыре четверти ; отв. испол.: К. Н. Рожко. – Минск, 2023. – С. 31–34.

РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ
С BFSK В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

А. Е. КУРОЧКИН, НЕЙ ЛИН У

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: kurochkin@bsuir.by

Аннотация. Представлены результаты разработки компьютерной модели цифрового канала связи с BFSK в LabVIEW.

Annotation. The results of developing a computer model of a digital communication channel with BFSK in LabVIEW are presented.

Введение

Цель разработки – создать компьютерную модель цифрового канала связи с бинарной частотной манипуляцией (BFSK) для передачи текстовой информации, не применяя штатные средства LabVIEW [1]. Последовательность бинарных импульсов, соответствующих “1” и “0” может быть представлена различными способами. Самым простым способом является однополярный NRZ (Non Return to Zero) - без возврата к нулю. Частотная манипуляция основана на изменении частоты несущего колебания в соответствии с модулирующей последовательностью [2]. На рисунке 1, представлен процесс формирования модулированного колебания в соответствии с передаваемыми текстовыми символами.

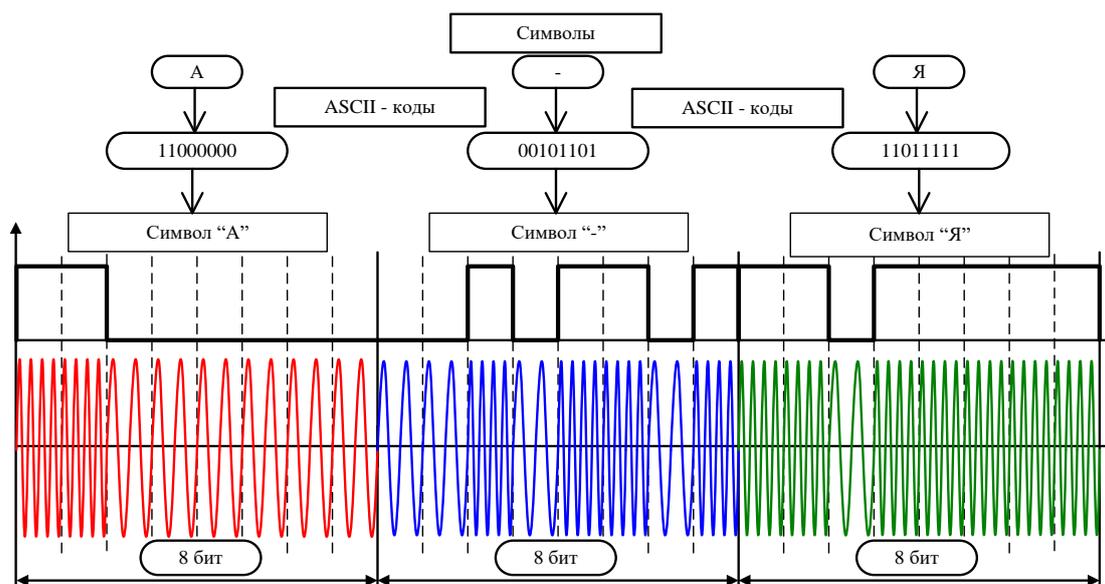


Рис. 1. Формирование частотно-манипулированного сигнала

Разработка интерфейса модуля в LabVIEW

Интерфейс программного модуля содержит четыре субпанели: зона структуры канала связи (рисунок 2), зона передатчика, зона приёмника и зона глазковой диаграммы. На рисунке 3 представлена субпанель передатчика, на которой размещены: элемент “String Control” палитры “String&Path” для ввода передаваемого текста (не более 15 символов), четыре элемента “Waveform Graph” палитры Graph для отображения одиночного импульса Гаусса (Single pulse), первичной последовательности импульсов запуска (Triggering pulses Sequence), сформированной последовательности гауссовых импульсов (Transmitted signals), импульсов на входе линии связи, импульсов на выходе линии связи (Signals in the communication channel), светодиодный массив на основе элемента “Round LED” палитры Boolean для отображения цифрового потока и строковый элемент “String Indicator” палитры “String&Path” для отображения последовательности передаваемых ASCII кодов элементов цифрового потока (Sequence of

binary "1" and "0" for transmission into the communication channel). Для изменения временных параметров передаваемой последовательности импульсов, уровня помех в линии связи, временного диапазона анализа, параметров импульса Гаусса на субпанели размещены четыре элемента "Vertical Pointer Slide" палитры Numeric и светодиод основе элемента "Round LED" палитры Boolean для контроля параметров шаблона импульса Гаусса ("Is the distance between pulses greater than the pulse width?")

На рисунке 4 представлена субпанель приёмника, на которой размещены: элемент "String Indicator" палитры "String&Path" для отображения последовательности передаваемых ASCII кодов элементов цифрового

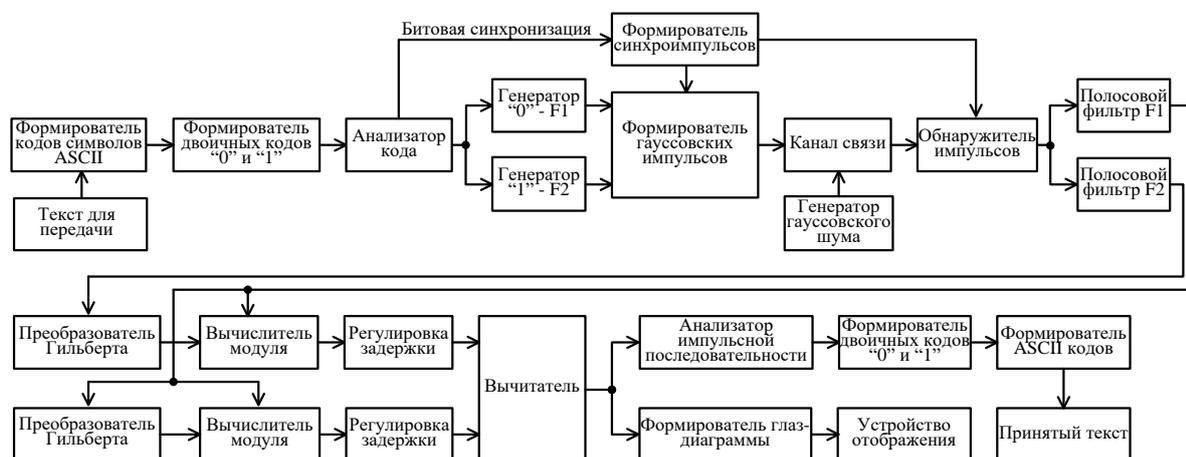


Рис. 2. Канал связи с BFSK для передачи текстовой информации

потока на входе линии связи (Sequence of binary "1" and "0" for transmission into the communication channel), восемь элементов "Waveform Graph" палитры Graph для отображения временной последовательности импульсов на входе в диапазоне анализа (Received signals), обнаруженной последовательности импульсов с сообщением (Discovered sequence), спектра обнаруженного сигнала с частотами соответствующими состояниям "1" и "0" ("Discovered spectrum"), сигнала на выходе полосового фильтра F1 (Signal - "1"), сигнала на выходе полосового фильтра F0 (Signal - "0"), огибающей сигнала на выходе полосового фильтра F1 после детектирования (Signal - "1"), огибающей сигнала на выходе полосового фильтра F0 после детектирования (Signal - "0"), разностного сигнала демодулятора "Demodulate signals".

На рисунке 5 представлена субпанель глазковой диаграммы, на которой размещены: три индикатора соответствующих массивов на основе элемента "Numeric Indicator" палитры Numeric для отображения ASCII кодов на входе и выходе линии связи ("Transmitted to the communication channel", "Received from the communication channel"), а также декодированных символов ("All letters"), элемент "Waveform Graph" палитры Graph для отображения глазковой диаграммы, элементы управления горизонтальными и вертикальными курсорами, два элемента синхронизации цифрового потока "Vertical Pointer Slide" (Shift "0" и Shift "1") и один элемент синхронизации Dial (Sync point shift) палитры Numeric, элемент "String Indicator" палитры "String&Path" для отображения последовательности передаваемых ASCII кодов элементов цифрового потока на входе линии связи (Sequence of binary "1" and "0" for transmission into the communication channel).

Разработка блок-схемы модуля

На рисунке 6 представлена разработанная в LabVIEW блок-схема модуля. Выполняются следующие основные ниже действия:

1. Формирование исходной последовательности нулей (0) и единиц (1):
 - используя функцию "String To Byte Array Function", преобразуем строку в массив беззнаковых байтов, где каждый байт в массиве имеет ASCII-код соответствующего символа в строке;
 - с помощью цикла "For Loop", используя функции "Number To Boolean Array Function" и "Reverse 1D Array Function" формируем реверсивный массив логических переменных;
 - с помощью функций "Array Size Function", которая возвращает количество элементов в каждом измерении массива, "Multiply Array Elements Function", возвращающую произведение всех элементов числового массива, и "Reshape Array Function" формируем последовательность логических переменных;
 - функцией "Boolean To (0,1) Function" формируем последовательность нулей (0) и единиц (1).

2. Формирование передаваемой последовательности нулей (0) и единиц (1) в виде кодов ASCII и символов для их отображения на индикаторах:

- с помощью функции “String Length Function” определяем длину передаваемого текста;
- с помощью циклов “For Loop” и функций “Multiply Function”, “Add Function”, “Index Array Function”, “Boolean To (0,1) Function”, “Index Array Function”, “Number To Decimal String Function”, “Concatenate Strings Function” разбираем строку символов на октеты и формируем символьные образы кодов ASCII;

- с помощью дополнительного цикла “For Loop”, константы “format string” и функций “Format Into String”, “Concatenate Strings” форматируем и отображаем передаваемое сообщение на индикаторе строки String.

3. Формирование последовательности первичных импульсов с помощью цикла “For Loop”, используя элемент “Impulse Pattern VI” палитры “Signal Generation”.

4. Формирование двух шаблонов гауссовых радиоимпульсов с различными частотами несущего колебания F1 и F2 с помощью структуры “Formula Node” и кода на языке программирования С.

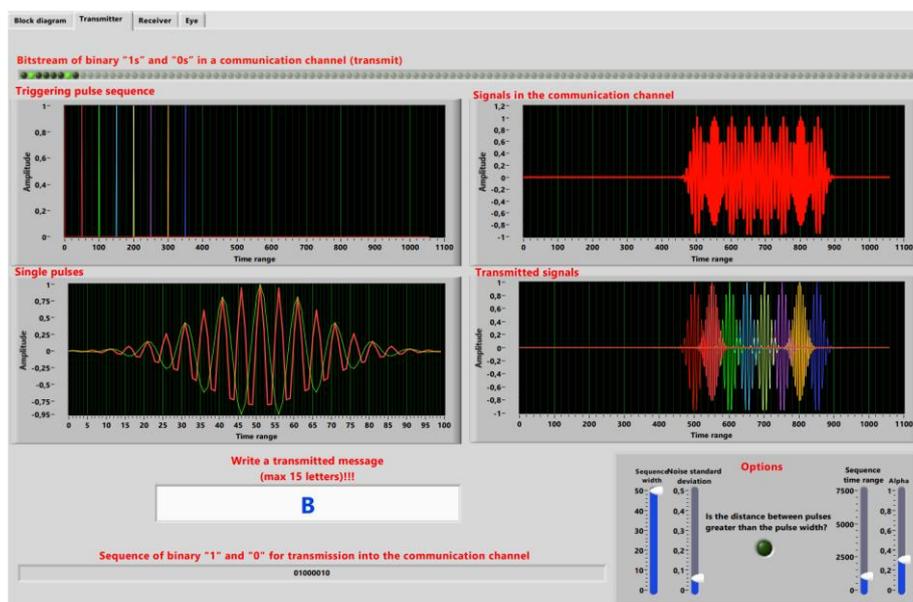


Рис. 3. Субпанель передатчика

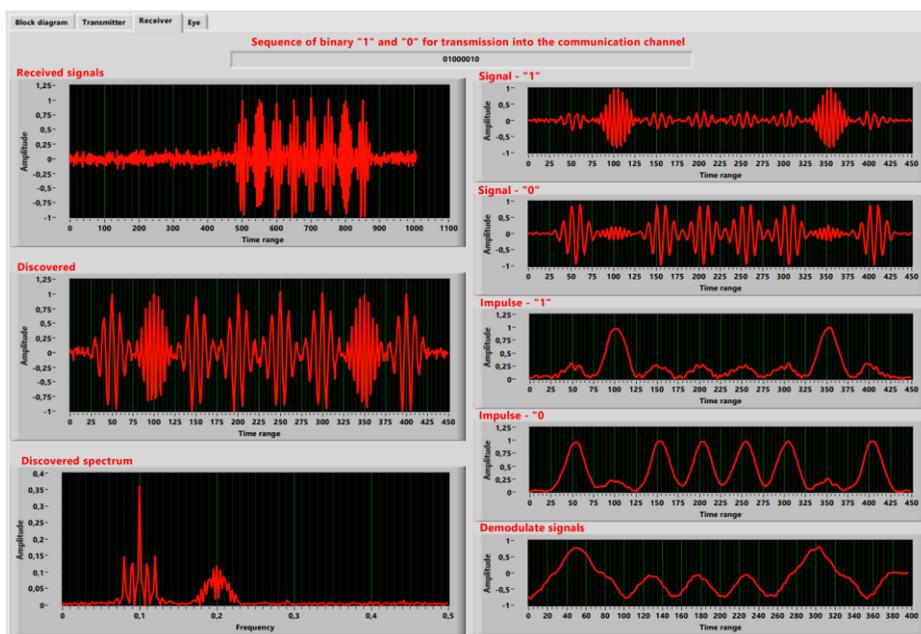


Рис. 4. Субпанель приёмника

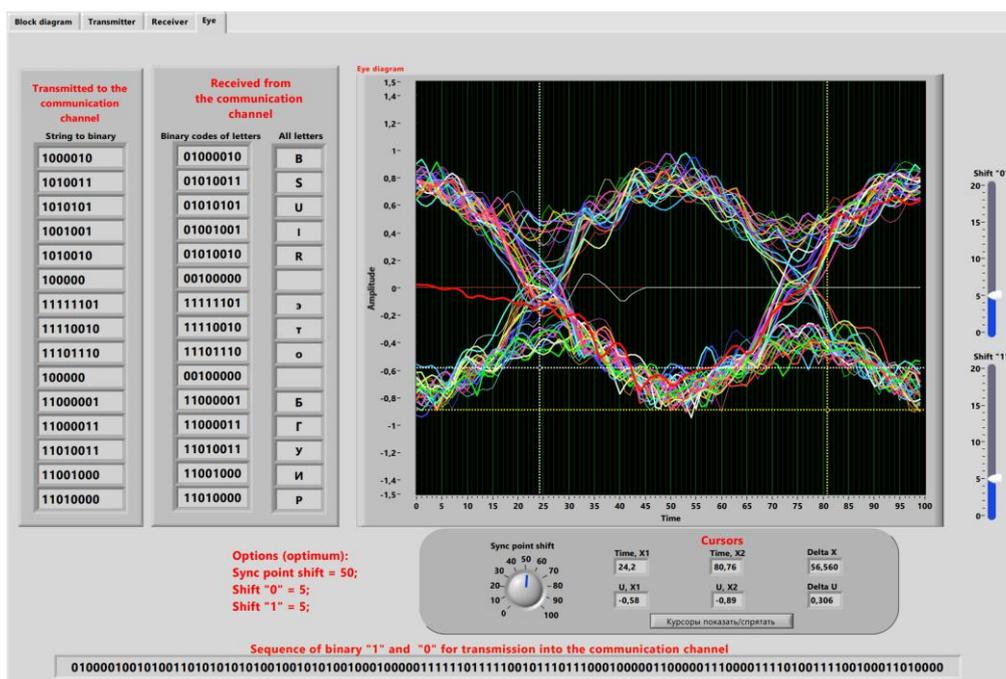


Рис. 5. Субпанель глазковой диаграммы

5. Формирование последовательности гауссовых радиоимпульсов с помощью цикла “For Loop” и элемента “FIR Filter VI” палитры Filters. Входная последовательность первичных импульсов с помощью КИХ-фильтра, заданного КИХ-коэффициентами гауссовых импульсов, на выходе приобретает форму последовательности одиночных гауссовых импульсов в соответствии с передаваемой информацией: 0 – радиоимпульс с частотой заполнения F1, 1 – радиоимпульс с частотой заполнения F2.

6. Формирование временной последовательности гауссовых импульсов с помощью функции “Initialize Array” и цикла “For Loop”, используя суммирование одиночных гауссовых радиоимпульсов по амплитуде с учётом времени появления импульсов в последовательности.

7. Формирование модели реального канала связи с помощью функции “Add Function” и элемента “Gaussian White Noise VI” палитры “Signal Generation”. Выходной процесс – сумма последовательности гауссовых радиоимпульсов и псевдослучайного белого шума с распределением по Гауссу.

8. Формирование глаз-диаграммы с помощью функций “Array Subset Function”, “Divide Function” и “Reshape Array Function”.

9. Реализация демодулятора и декодера:

- с помощью элементов “Spectral Measurements” и “Waveform Graph” отображаем спектр принятого с выхода линии связи сигнала;

- с помощью полосовых фильтров на основе элемента “Butterworth Filter.vi” палитры “Signal Processing” выделяем сигналы с частотами F1 и F2;

- с помощью элементов “Fast Hilbert Transform.vi”, “Re/Im To Polar”, “Array Subset”, “Vertical Pointer Slide” и функции “Subtract Function” реализуем амплитудные детекторы огибающих на выходах фильтров с возможностью временного сдвига и формирование разностного сигнала;

- с помощью элементов Dial (“Sync point shift”) и “Array Subset” обеспечиваем возможность временного сдвига результата демодуляции по отношению к переданному сигналу передатчика;

- с помощью цикла “For Loop” реализуем анализ всех принятых октетов видеоимпульсов, содержащих коды ASCII;

- с помощью дополнительного цикла “For Loop” на каждой итерации предыдущего цикла анализируем каждый положительный и отрицательный видеоимпульс текущего октета с помощью функций “Index Array Function”, “Greater? Function”, “Less? Function” и “Select Function” на предмет превышения порога 0,5 или -0,5;

- с помощью функций “Boolean To (0,1) Function”, “Equal? Function”, “Build Array Function”, “Boolean Array To Number Function” и структуры “Case Structure” на каждой итерации декодируем амплитуды последовательности видеоимпульсов и формируем соответствующие логические уровни 0 и 1;

- из каждого полученного октета с помощью функций “Index Array Function”, “Number To Decimal String Function”, “Concatenate Strings Function” формируем бинарные коды символов и отображаем результат на индикаторе массива октетов String в виде ASCII кодов;
- с помощью цикла “For Loop” каждый числовой октет нулей и единиц с помощью функции “Equal? Function” преобразуем в октет логических констант True и False;
- с помощью функций “Reverse 1D Array”, “Boolean Array To Number”, “To Unsigned Byte Integer” формируем символы, соответствующие принятым ASCII кодам, и отображаем на индикаторе массива символов String.

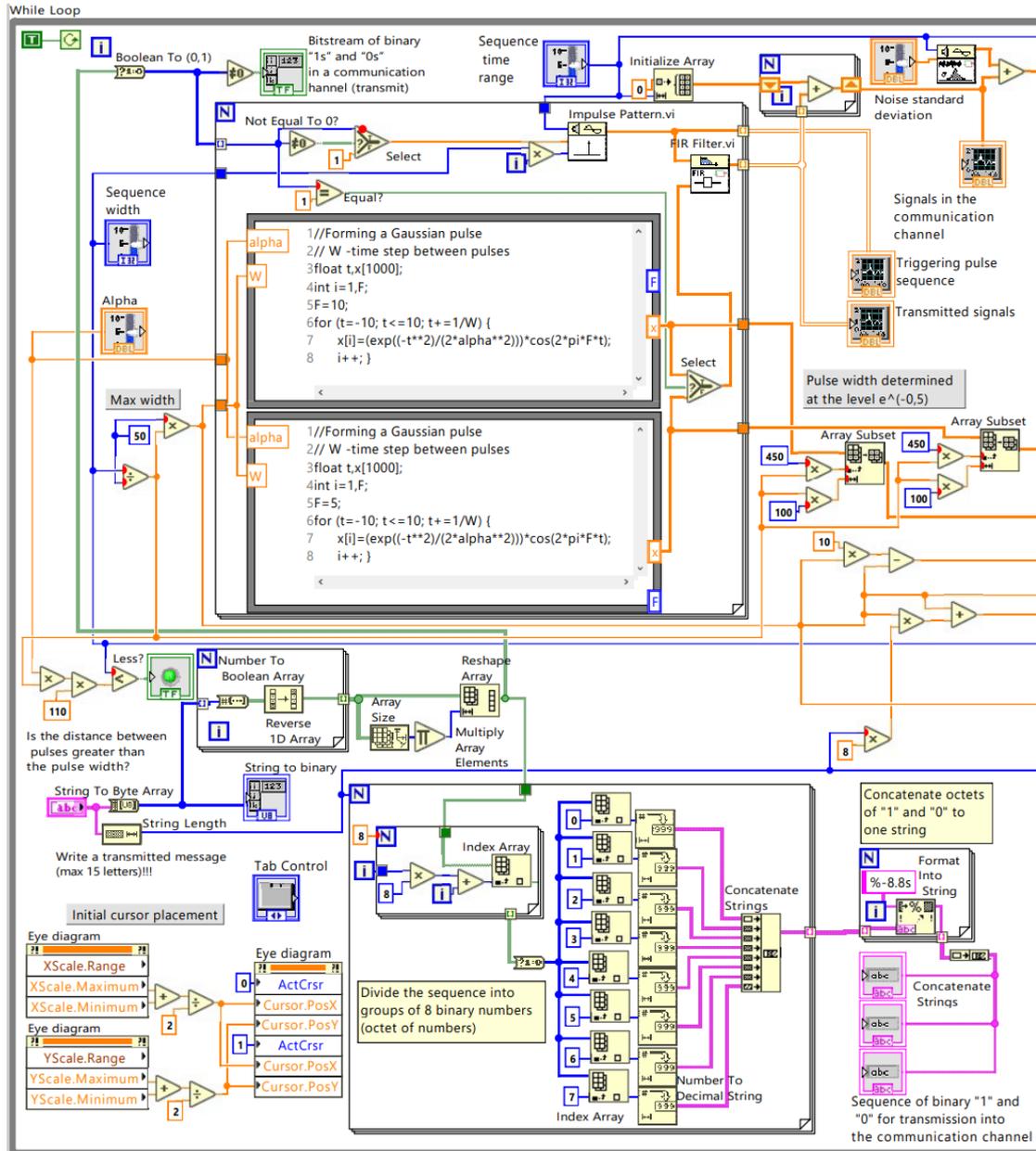
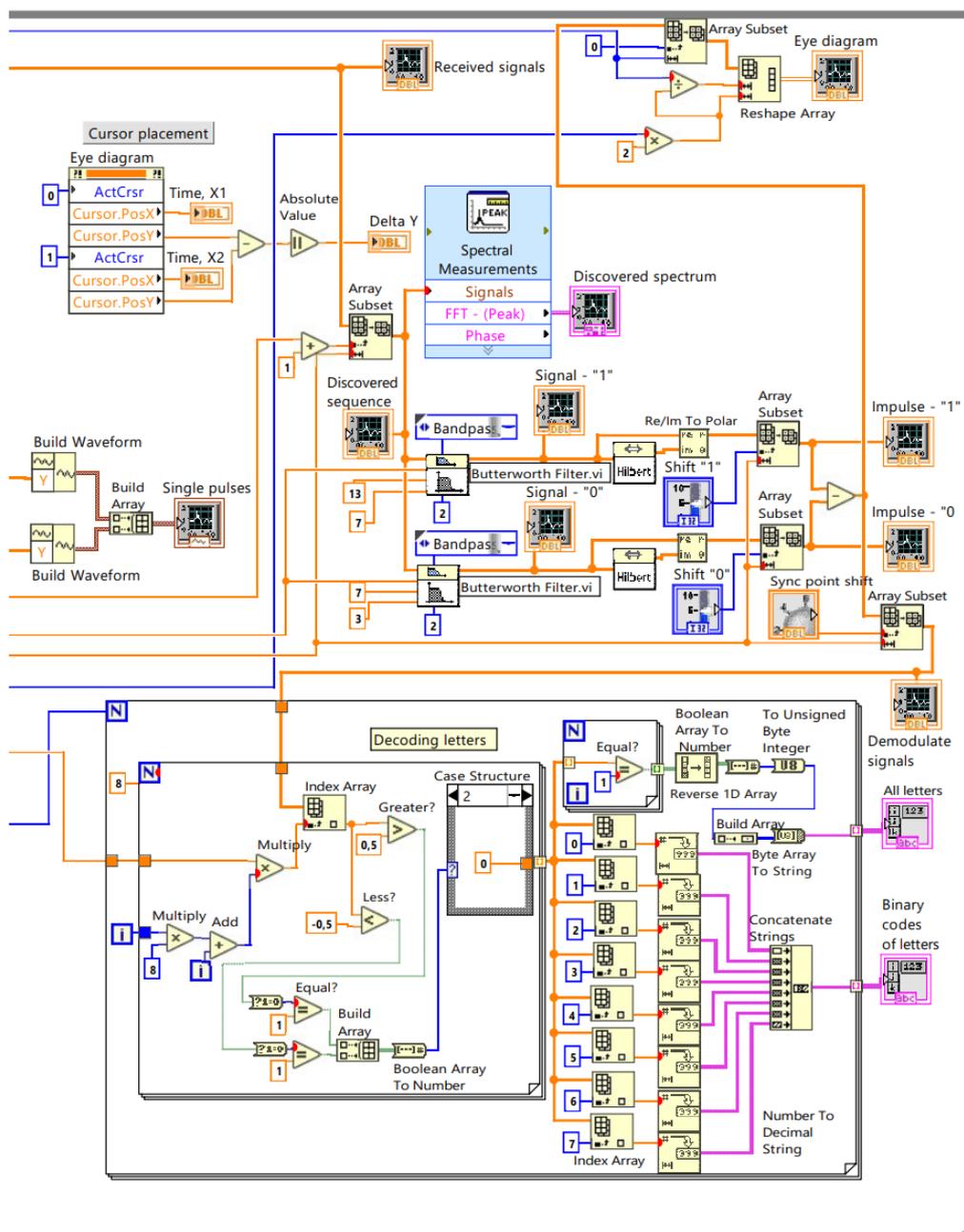


Рис. 6. Блок-схема модуля



Продолжение рис. 6

Заключение

В результате разработки получена учебная версия модели канала связи с BPSK без применения элементов, имеющихся на палитрах Modulation и Demodulation пакета Modulation Toolkit.

Список использованных источников

1. Евдокимов, Ю.К. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора / Ю. Евдокимов, В.Р. Линдваль, Г.И. Щербаков. - Москва : ДМК Пресс, 2009. - 400 с.
2. Сорока, Н.И. Модуляция и кодирование информации : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / Н.И. Сорока, Г.А. Кривинченко. – Минск : БГУИР, 2020. – 184 с.

На панели размещены: семь элементов “Waveform Graph” палитры Graph для отображения одиночного импульса Гаусса, первичной последовательности импульсов запуска, сформированной последовательности гауссовых импульсов, импульсов на входе линии связи, импульсов на выходе линии связи, импульсов на входе демодулятора, глазковой диаграммы, а также светодиодный массив на основе элемента “Round LED” для отображения цифрового потока и строковый элемент String для отображения последовательности передаваемых ASCII кодов элементов цифрового потока. Для изменения временных параметров передаваемой последовательности импульсов, уровня помех в линии связи, временного диапазона анализа, параметров импульса Гаусса на панели размещены четыре элемента “Vertical Pointer Slide” палитры Numeric. Для отображения ASCII кодов на входе и выходе линии связи, а также декодированных символов на панели размещены три индикатора соответствующих массивов на основе элемента “Numeric Indicator” палитры Numeric. Для ввода передаваемого текста (не более 15 символов) служит элемент “String Control” палитры “String&Path”.

Разработка блок-схемы модуля

На рисунке 2 представлена разработанная в LabVIEW блок-схема модуля. Номерами от 1 до 9 на блок-схеме обозначены основные функциональные группы элементов, с помощью которых выполняются перечисленные ниже действия.

1. Формирование исходной последовательности нулей (0) и единиц (1):
 - используя функцию “String To Byte Array Function”, преобразуем строку в массив беззнаковых байтов, где каждый байт в массиве имеет ASCII-код соответствующего символа в строке;
 - с помощью цикла “For Loop”, используя функции “Number To Boolean Array Function” и “Reverse 1D Array Function” формируем реверсивный массив логических переменных;
 - с помощью функций “Array Size Function”, которая возвращает количество элементов в каждом измерении массива, “Multiply Array Elements Function”, возвращающую произведение всех элементов числового массива, и “Reshape Array Function” формируем последовательность логических переменных;
 - функцией “Boolean To (0,1) Function” формируем последовательность нулей (0) и единиц (1).
2. Формирование передаваемой последовательности нулей (0) и единиц (1) в виде кодов ASCII и символов для их отображения на индикаторах:
 - с помощью функции “String Length Function” определяем длину передаваемого текста;
 - с помощью циклов “For Loop” и функций “Multiply Function”, “Add Function”, “Index Array Function”, “Boolean To (0,1) Function”, “Index Array Function”, “Number To Decimal String Function”, “Concatenate Strings Function” разбираем строку символов на октеты и формируем символьные образы кодов ASCII;
 - с помощью дополнительного цикла “For Loop”, константы “format string” и функций “Format Into String”, “Concatenate Strings” форматируем и отображаем передаваемое сообщение на индикаторе строки String.
3. Формирование последовательности первичных импульсов с помощью цикла “For Loop”, используя элемент “Impulse Pattern VI” палитры “Signal Generation”.
4. Формирование шаблона гауссова импульса с помощью структуры “Formula Node” и кода на языке программирования C.
5. Формирование последовательности гауссовых импульсов с помощью цикла “For Loop” и элемента “FIR Filter VI” палитры Filters. Входная последовательность первичных импульсов с помощью КИХ-фильтра, заданного КИХ-коэффициентами гауссова импульса, на выходе приобретает форму последовательности одиночных гауссовых импульсов в соответствии с передаваемой информацией: 0 – импульса нет, 1 – импульс есть.
6. Формирование временной последовательности гауссовых импульсов с помощью функции “Initialize Array” и цикла “For Loop”, используя суммирование одиночных гауссовых импульсов по амплитуде с учётом времени появления импульсов в последовательности.
7. Формирование модели реального канала связи с помощью функции “Add Function” и элемента “Gaussian White Noise VI” палитры “Signal Generation”. Выходной процесс – сумма последовательности гауссовых импульсов и псевдослучайного белого шума с распределением по Гауссу.
8. Формирование глаз-диаграммы с помощью функций “Array Subset Function”, “Divide Function” и “Reshape Array Function”.
9. Реализация демодулятора октетов:
 - с помощью цикла “For Loop” задаём анализ всех переданных октетов, содержащих коды ASCII;

- с помощью дополнительного цикла “For Loop” на каждой итерации предыдущего цикла анализируем каждый бит текущего октета с помощью функций “Index Array Function”, “Greater? Function” и “Select Function”;
- с помощью цикла “For Loop” из каждого октета с помощью функций Index Array Function, Number To Decimal String Function, Concatenate Strings Function формируем бинарные коды символов и отображаем результат на индикаторе массива октетов String в виде ASCII кодов;
- с помощью цикла “For Loop” каждый числовой октет нулей и единиц с помощью функции “Equal? Function” преобразуем в октет логических констант True и False;
- с помощью функций “Reverse 1D Array”, “Boolean Array To Number”, “To Unsigned Byte Integer” формируем символы, соответствующие принятым ASCII кодам, и отображаем на индикаторе массива символов String.

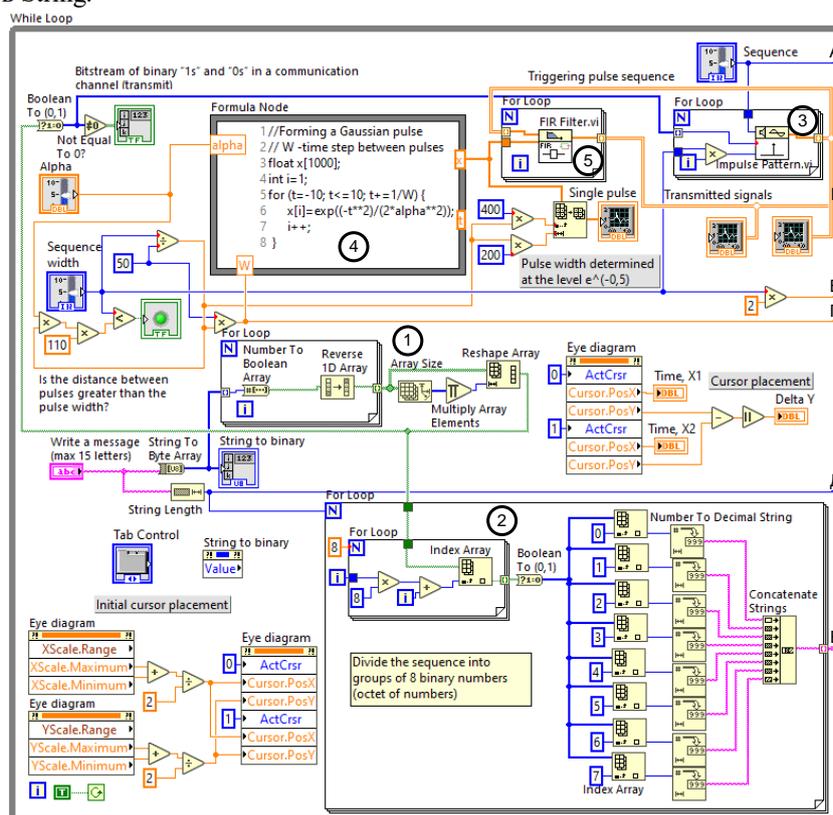


Рис. 2. Блок-схема модуля

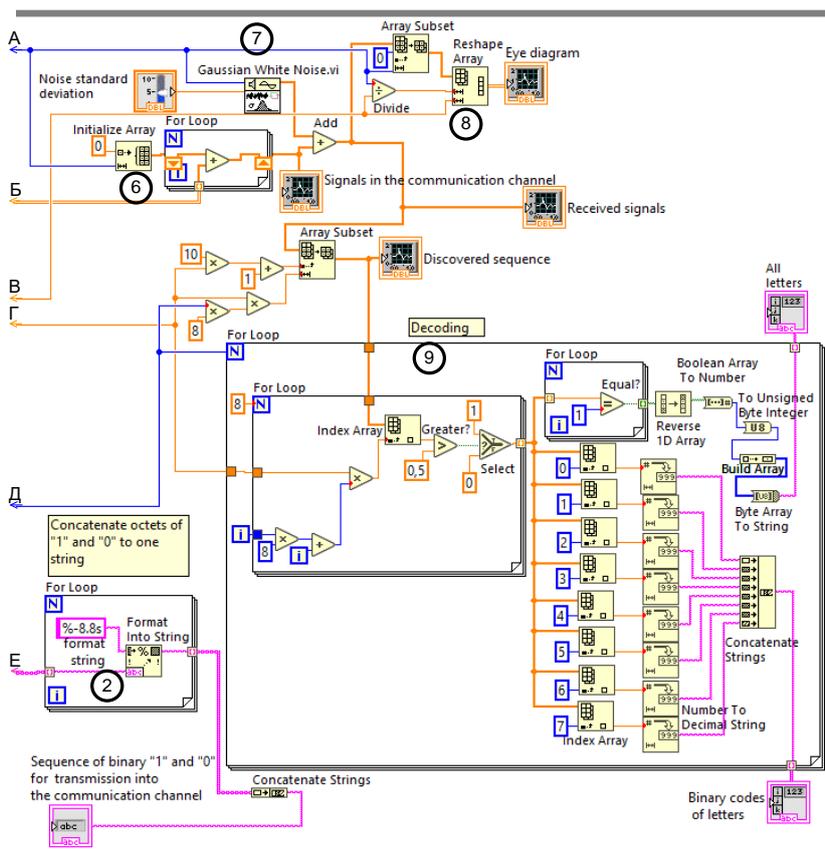
В ВОЛС для описания изменения формы импульса в оптической среде часто используется гауссов импульса. Огибающую импульса гауссовой формы с точностью до постоянного множителя можно записать в виде $U(t) = \exp(-t^2 / 2\alpha^2)$. Постоянная α имеет смысл половины длительности импульса, определяемой на уровне $e^{-1/2}$ от амплитуды импульса (рисунок 1, к). Таким образом, полная длительность импульса $t_{и}=2\alpha$. В блок-схеме для формирования импульса гауссовой формы использована структура “Formula Node” и следующий код:

```
//Forming a Gaussian pulse; W -time step between pulses
float x[1000];
int i=1;
for (t=-10; t<=10; t+=1/W) {
    x[i]=exp((-t**2)/(2*alpha**2));
    i++;}

```

Разработка формирователя глазковой диаграммы

Глазковая диаграмма – это широко распространенный графический способ оценки качества сигналов в цифровых системах передачи информации. Глазковая диаграмма формируется путём наложения множества положительных и отрицательных переходов импульсов из одного состояния в другое в соответствии с передаваемыми битами (0 или 1 на рисунке 3, а–з).



Продолжение рис. 2

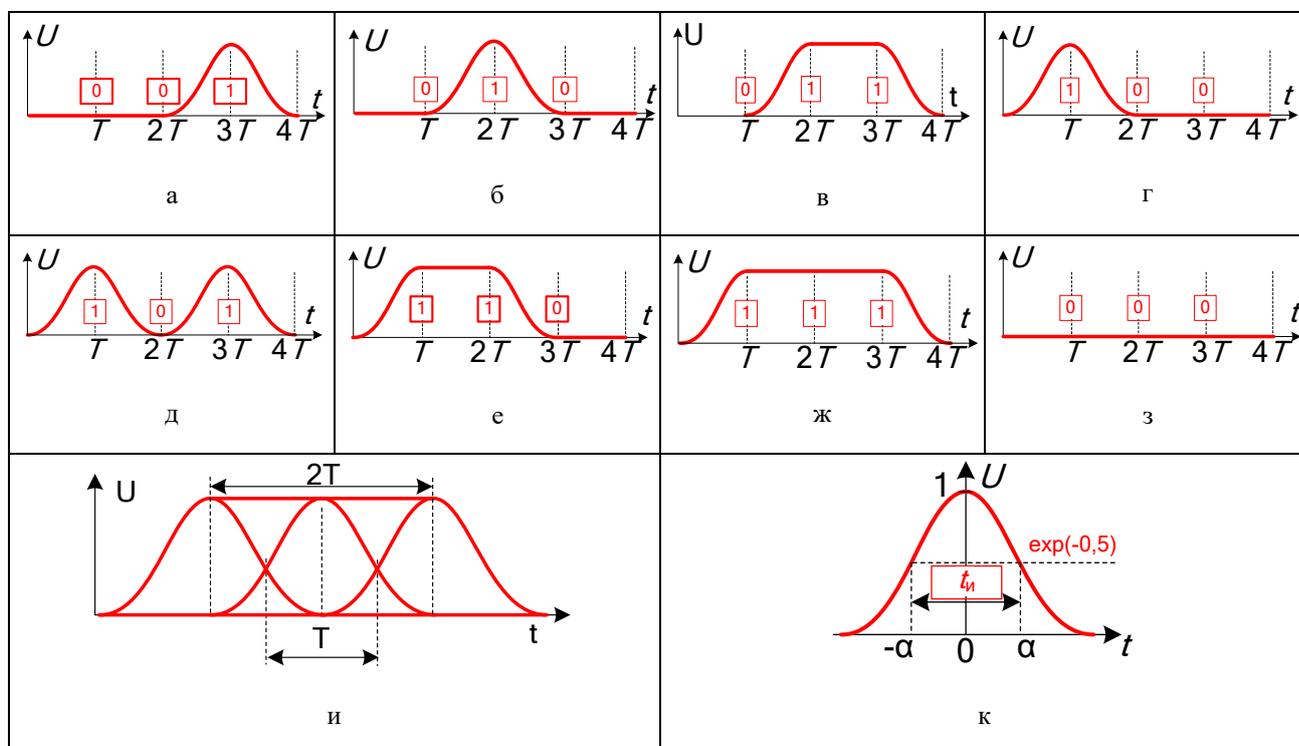


Рис. 3. Формирование глаз-диаграммы

После задержки на время, кратное T , и сложения импульсов получающиеся в результате изображение похоже на раскрытый глаз (рисунок 4, и). Для построения диаграммы достаточно передаваемый сигнал разрезать на части, кратные по времени длительности $2T$ и с помощью функции

Секция 3 «Цифровая обработка сигналов и машинное обучение»

“Reshape Array Function” сформировать новые массивы данных. При этом элемент “Waveform Graph” отображающий диаграмму должен работать в режиме “Autoscale X”.

Параметрами измерения “глаза” при статистическом анализе являются:

- нулевой уровень, среднее значение логического нуля глазковой диаграммы;
- единичный уровень, среднее значение уровня логической единицы глазковой диаграммы;
- битовый период, разница во времени между средними значениями двух соседних точек пересечения;
- амплитуда глаза, разница между средними значениями единичного и нулевого уровней;
- высота глаза, вертикальный раскрыв глаза, т.е. разность амплитуды глаза и стандартных отклонений нулевого и единичного уровней;
- ширина глаза, горизонтальный раскрыв глаза, т.е. разность двух соседних точек пересечения за вычетом стандартных отклонений фронтов;
- точка пересечения глаза, в которой переходы от нуля к единице и от единицы к нулю достигают одинаковой амплитуды (точка пересечения восходящего и спадающего фронтов), выражается в процентах от общей амплитуды глаза и для идеального глаза составляет 50% амплитуды.

В идеальном случае глазковые диаграммы выглядят как прямоугольники. Но каналы связи не идеальны, поэтому из-за амплитудных и фазовых изменений в условиях воздействия помех и шумов переходы по времени не совпадают друг с другом. Различия по времени и амплитуде от бита к биту приводят к уменьшению раскрыва глаза. Так называемая маска глазковой диаграммы для анализа и оценки качества цифрового потока, изображена на рисунке 4. В соответствии с [2], например, для системы PON (Passive Optical Network – пассивная оптическая сеть) при скорости передачи (нисходящее/восходящее направление) 155,52 Мбит/с/155,52 Мбит/с и расчетном значении коэффициента битовых ошибок (BER) не хуже 1×10^{-10} в экстремальном случае затухания оптического тракта и условий дисперсии маска должна соответствовать соотношениям: $x1/x4 - 0,15/0,85$; $x2/x3 - 0,35/0,65$; $y1/y2 - 0,2/0,8$.



Рис. 4. Маска глаз-диаграммы

Заключение

В результате разработки получена удобная учебная версия модели ВОЛС без применения стандартных элементов, имеющих на палитрах Modulation и Demodulation дополнительного к LabVIEW пакета Modulation Toolkit.

Список использованных источников

1. Евдокимов, Ю.К. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора / Ю. Евдокимов, В.Р. Линдваль, Г.И. Щербаков. - Москва : ДМК Пресс, 2009. - 400 с.
2. Рекомендация МСЭ-Т G.983.1 Оптические системы широкополосного доступа, базирующиеся на пассивной оптической сети (PON) [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.itu.int/rec/dologin_pub.asp?lang=e&id=T-REC-G.983.1-200501-1!!PDF-R&type=items – Дата доступа: 15.07.2024.
3. Игнатов, А. Методы измерения шума в цифровых схемах [Электронный ресурс] / А. Игнатов. - Режим доступа: https://russianelectronics.ru/files/48468/EK2009_12_74-75.pdf. – Дата доступа: 15.07.2024.

РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО ВЫСОТНО-СКОРОСТНЫМ
ХАРАКТЕРИСТИКАМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДЕРЕВА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙЧЖО ТУ¹, А. А. КОРСУНОВА², М. В. СВИНАРСКИЙ²¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)²Военная академия Республики Беларусь (ВАРБ)
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: myloveispublic@gmail.com

Аннотация. В статье представлено исследование по разработке модели классификации воздушных объектов по траекторным признакам с использованием алгоритма дерева решений. В качестве объектов классификации были выбраны пять типовых представителей воздушной обстановки: беспилотные летательные аппараты, крылатые ракеты, вертолеты, винтовые самолеты и турбореактивные самолеты. В качестве классификационных признаков использовались значение высоты и скорости полета типовых объектов. Рассмотрены особенности реализации алгоритма дерева принятия решений. Представлены результаты математического моделирования.

Abstract. The article presents a study on the development of a model for classifying air objects by trajectory features using a decision tree algorithm. Five typical representatives of the air situation were selected as classification objects: unmanned aerial vehicles, cruise missiles, helicopters, propeller-driven aircraft and turbojet aircraft. The altitude and flight speed of typical objects were used as classification features. The features of the implementation of the decision tree algorithm are considered. The results of mathematical modeling are presented.

Введение

В современных военных операциях идентификация класса (типа) наблюдаемого объекта является ключевым фактором обеспечения безопасности. Развитие средств нападения, таких как беспилотные летательные аппараты и гиперзвуковые ракеты, значительно усложнило воздушное пространство. В таких условиях своевременное и точное распознавание наиболее опасных воздушных объектов имеет решающее значение для систем противовоздушной обороны, обеспечивая оперативное реагирование. Большинство существующих систем распознавания воздушных объектов основано на извлечении траекторных характеристик из принимаемого сигнала, и последующей классификации объекта на основе этих данных. Наиболее распространенными траекторными признаками, используемыми для распознавания, являются высота и скорость полета объекта, его ускорение и направление движения [1]. В качестве примера на рисунке 1 представлены типовые высотно-скоростные характеристики наблюдаемых объектов.

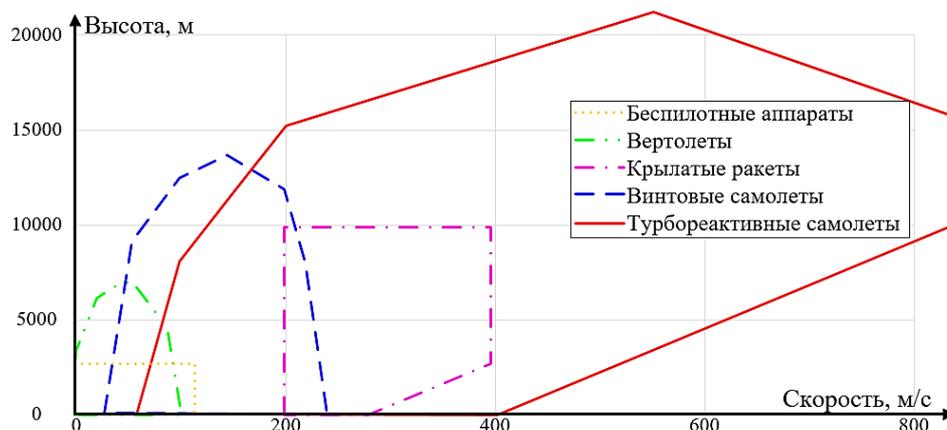


Рис. 1. Типовые высотно-скоростные характеристики наблюдаемых объектов

Классификация объекта заключается в определении принадлежности текущей оценки высоты и скорости к определенной области, на основании которой принимается решение о классе объекта [1]. Однако, поскольку области высотно-скоростных характеристик различных объектов пересекаются (рисунок 1), точность принятых решений о классе наблюдаемого объекта остается низкой. В связи с этим повышение качества принимаемых решений о классе объекта является актуальной задачей.

Для повышения достоверности решений о классе наблюдаемого объекта, основанных на траекторных признаках, перспективным направлением является применение алгоритмов машинного обучения с учителем. Особый интерес представляет алгоритм дерева решений, который отличается простотой интерпретации полученных результатов и высоким качеством принятия решений. Алгоритм дерева решений позволяет строить иерархическую структуру правил, основанную на анализе траекторных признаков.

Особенности реализации алгоритма дерева решений

Применение алгоритма машинного обучения для решения практических задач требует последовательного выполнения ряда этапов, от подготовки данных до оценки качества полученной модели [2]. Основные этапы этого процесса представлены на рисунке 2.

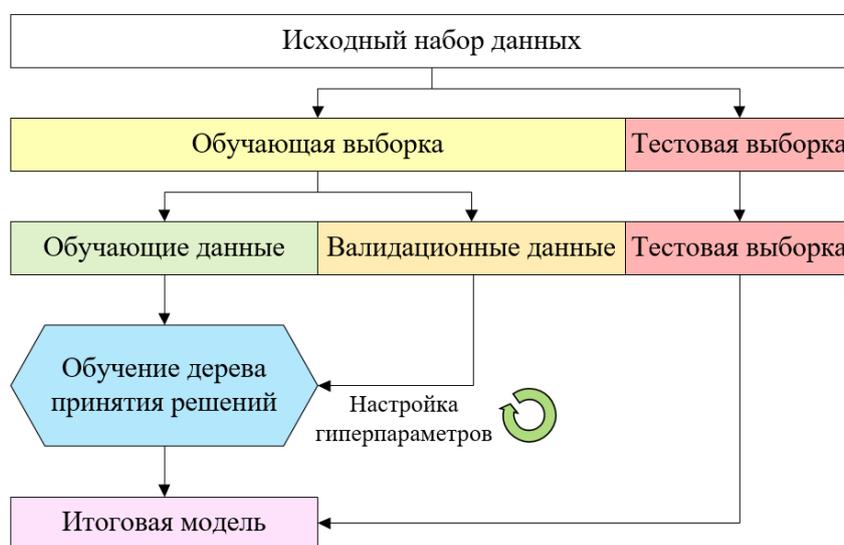


Рис. 2. Последовательность операций при подготовке модели

Процесс обучения включает в себя следующие этапы:

1) Первый шаг заключался в сборе и подготовке данных о высотно-скоростных характеристиках типовых наблюдаемых объектов.

2) Собранные данные разделялись на обучающую и тестовую выборки. Обучающая выборка использовалась для обучения модели, а тестовая – для оценки ее эффективности функционирования.

3) Для подбора оптимальных гиперпараметров модели, обучающая выборка дополнительно разделялась на обучающие и валидационные данные. Обучающие данные использовались для непосредственного обучения алгоритма, а валидационные – для подбора оптимальных значений гиперпараметров. Гиперпараметры – это параметры модели, которые задаются пользователем и влияют на процесс обучения. Их оптимальные значения определяются исходя из максимальной эффективности анализируемой модели. На практике наибольшее распространение получили следующие гиперпараметры [2]:

- *максимальная глубина дерева (max depth)*: Ограничивает максимальное количество уровней в дереве, предотвращая переобучение. Более глубокие деревья могут лучше подгоняться к обучающим данным, но могут быть менее обобщаемыми на новых данных.;

- *минимальное количество наблюдений в узле (min samples split)*: Устанавливает минимальное количество объектов, необходимое для разделения узла. Следует отметить, что min samples split работает как пороговое значение для разделения узла в дереве решений, если количество выборок в узле меньше, чем min samples split, узел не будет разделен и превратится в конечный узел;

- *минимальное количество наблюдений в листе (min samples leaf)*: Определяет требуемое минимальное количество объектов, которые должны присутствовать в конечном узле. Это предотвращает бесконечное разделение узлов и гарантирует, что каждый лист имеет достаточное количество объектов для надежного прогнозирования.

Важно отметить, что перечисленные фиксированные гиперпараметры влияют только на количество узлов и листьев в дереве решений.

4) Обучение алгоритма происходит на основе данных обучающей выборки при фиксированных гиперпараметрах. В этом процессе алгоритм учится находить связи между классификационными признаками и классами объектов. В качестве параметров дерева решений, определяемых в процессе обучения, выделяют классификационные признаки, по которым происходит разделение, соответствующие им значения порогов, а также общее количество узлов в дереве принятия решений.

Алгоритм дерева решений представляет собой иерархическую структуру, аналогичную блок-схеме, где каждый внутренний узел соответствует признаку (атрибуту), узел отражает правило принятия решения, а лист дерева представляет решение о классе объекта. Процесс разделения данных осуществляется рекурсивно, пока не будет достигнут один из критериев останова:

- превышена максимальная глубина (общее количество узлов) дерева;
- в анализируемой выборке мало наблюдений в узле (листе);
- все объекты в выборке относятся к одному классу;
- в выборке присутствует только один объект.

Построение дерева решений основано на оптимизации разделения данных на подмножества. Для этого необходимо определить целевую функцию, которая оптимизируется алгоритмом обучения дерева. При выборе признака для разделения узла часто используется жадный алгоритм, который на каждом шаге выбирает наилучший из доступных признаков [2]. Для оценки качества разделения узла используется прирост информации. Прирост информации – это мера, которая оценивает, насколько смешаны классы в узле. Этот критерий оптимизируется алгоритмом дерева решений, и он служит в качестве функции стоимости для алгоритма. Математически прирост информации (IG) рассчитывается следующим образом [2]:

$$IG(th) = S_0 - \sum_{i=1}^q \frac{n_i}{N} S_i, \quad (1)$$

где th – условие, по которому производится разбиение выборки; $S_{0(i)}$ – метрика исходной (i -й) выборки; q – число групп после разбиения; n_i – число объектов в группе после разбиения выборки; N – общее количество элементов в выборке.

Таким образом, прирост информации представляет собой просто разность между метрикой родительского узла и суммой метрик дочерних узлов. Чем ниже метрика дочерних узлов, тем выше прирост информации. Для двоичных деревьев принятия решений каждый родительский узел разбивается на два узла:

$$IG(th) = S_0 - \frac{n_{\text{левый}}}{N} S_{\text{левый}} - \frac{n_{\text{правый}}}{N} S_{\text{правый}}. \quad (2)$$

Для расчета прироста информации существует несколько метрик (S): энтропия, неопределенность Джини, ошибка классификации. Эти показатели измеряют примеси или беспорядок в наборе данных и играют ключевую роль в определении оптимального признака для разделения данных.

Энтропия – это степень хаоса (неопределенности) в системе. Математически энтропия ($S = E$) рассчитывается следующим образом [2]:

$$E = - \sum_{j=1}^M p_j \log_2(p_j), \quad (3)$$

где M – общее количество классов в выборке; p_j – вероятность появления j -го класса из выборки.

Уменьшение энтропии увеличивает однородность набора данных, а значит, позволяет лучше ответить на вопрос о принадлежности класса.

Неопределенностью Джини – это мера разнообразия в распределении вероятностей классов. Метрика Джини эффективна с точки зрения вычислений и хорошо работает для бинарных разбиений. Математически неопределенность Джини ($S = G$) определяется следующим выражением [2]:

$$G = 1 - \sum_{j=1}^M (p_j)^2. \quad (4)$$

Более низкие значения примеси Джини указывают на более чистый набор данных. Если все элементы в узле принадлежат к одному классу, то неопределённость Джини равна 0, а в случае равномерного распределения классов в узле неопределённость Джини равна 0.5.

Ошибка классификации – величина, отображающая долю неправильно классифицированных элементов в узле: чем меньше данное значение, тем меньше загрязнённость в узле. Математически ошибка классификации ($S = CE$) определяется следующим выражением [2]:

$$CE = 1 - \max(p_j). \quad (5)$$

5) В процессе подбора оптимальных гиперпараметров модели дерева решений, было сформировано множество моделей с различными комбинациями гиперпараметров. Оптимальная модель выбиралась на основе максимальной эффективности классификации на валидационной выборке. Для объективной оценки способности модели предоставлять правильные предсказания на новых данных, была проведена оценка ее эффективности на отложенной тестовой выборке. Данный подход позволил выбрать оптимальную модель дерева решений, обеспечивающую максимальную точность классификации воздушных объектов по траекторным признакам.

Результаты математического моделирования

В исследовании была разработана модель классификации воздушных объектов по траекторным признакам. Представителями воздушной обстановки рассматривались пять классов объектов: беспилотные летательные аппараты, крылатые ракеты, вертолеты, винтовые самолеты, турбореактивные самолеты. В качестве классификационных признаков использовались высота и скорость объекта. Исходный набор данных состоял из 200 объектов, по 40 представителей каждого класса. Для обучения модели был применен алгоритм дерева решений. Данные были разделены случайным образом в соотношении 80% на обучающую выборку и 20% на тестовую. Обучающая выборка была дополнительно разделена на обучающие и валидационные данные в соотношении 50% на 50%. Для поиска оптимальных гиперпараметров модели дерева решений был использован алгоритм поиска по сетке с вариациями следующих параметров: максимальная глубина дерева (max depth) от 3 до 20, минимальное количество наблюдений в узле (min samples split) от 2 до 20, минимальное количество наблюдений в листе (min samples leaf) от 1 до 20, критерий разбиения энтропия (3), неопределённость Джини (4), ошибка классификации (5). Оптимальные гиперпараметры были выбраны на основе максимальной эффективности классификации на валидационной выборке. В результате поиска были определены следующие оптимальные параметры: критерий – энтропия, max_depth – 5, min_samples_leaf – 4, min_samples_split – 14. Структура полученного дерева решений была представлена в виде графа (рисунок 3).

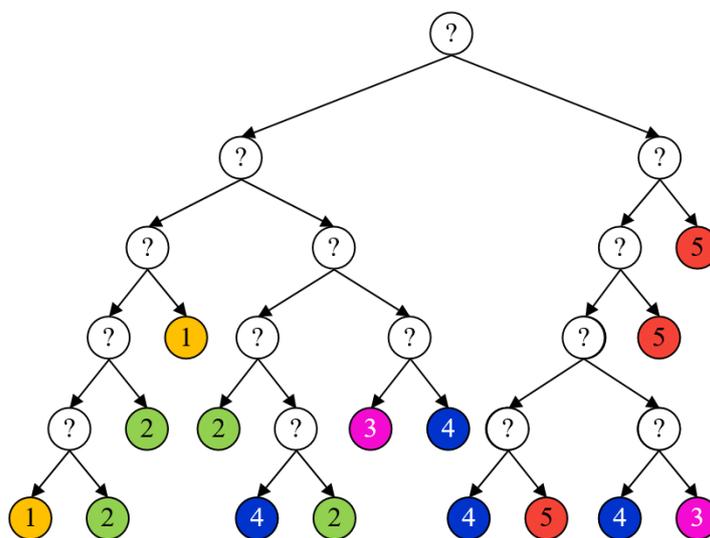


Рис. 3. Структура дерева принятия решений

Качество радиолокационного распознавания класса воздушного объекта оценивалось с помощью следующих метрик: accuracy (точность), precision (точность), recall (полнота), F1-score [2]. Оценка качества принятых решений по тестовой выборке сведена в таблицу 1.

Таблица 1. Показатели качества алгоритма радиолокационного распознавания

Класс объекта	Показатели качества		
	Precision	Recall	F1-score
Беспилотный аппарат	0,85	0,97	0,91
Вертолет	0,71	0,86	0,77
Крылатая ракета	0,73	0,71	0,72
Винтовой самолет	0,72	0,43	0,54
Турбореактивный самолет	0,77	0,82	0,79
Среднее значение	0,76	0,76	0,75

Анализ полученных результатов позволяет утверждать, что обученная модель позволила классифицировать воздушные объекты по траекторным признакам с хорошей точностью (accuracy = 0.76). Не высокая эффективность распознавания классов объектов объясняется пересечением значений классификационных признаков (высоты и скорости). Таким образом, результаты математического моделирования подтверждают возможность использования алгоритма дерева принятия решений для распознавания воздушных объектов по траекторным признакам.

Заключение

Проведенное исследование демонстрирует перспективность применения алгоритма дерева решений для классификации воздушных объектов по траекторным признакам. Полученные результаты свидетельствуют о хорошей эффективности модели, достигающей 76% точности классификации. Однако, анализ отдельных классов объектов выявил необходимость дальнейшего усовершенствования модели, в частности, для повышения точности классификации винтовых самолетов. Перспективным направлением дальнейших исследований является учет ошибок измерения высотно-скоростных характеристик наблюдаемых объектов, а также расширение перечня классификационных признаков.

Таким образом, использование алгоритмов машинного обучения с учителем открывает новые возможности для повышения достоверности распознавания воздушных объектов, что является актуальной задачей для обеспечения безопасности в современных условиях.

Список использованных источников

1. Ширман Я. Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / Я. Д. Ширман [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Рашка С., Мирджалили В. Python и машинное обучение: машинное и глубокое обучение с использованием Python, scikitlearn и TensorFlow 2. СПб. : ООО «Диалектика», 2020. – 848 с.

СУЩНОСТЬ АДАПТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ

ВИНТ ТУ АУНГ, А. А. ДМИТРЕНКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: wintthuaung5306@gmail.com

Аннотация. В статье представлен подробный анализ адаптивного шумоподавления в фазированных антенных решетках с упором на методы пространственной адаптивной фильтрации, используемые в радиолокационных системах для повышения четкости сигнала путем минимизации помех. Исследование рассматривает процесс адаптивной фильтрации, который регулирует параметры фильтра в реальном времени на основе условий окружающей среды, тем самым обеспечивая оптимальный ответ на динамические помехи. Этот метод обеспечивает высокую точность желаемого сигнала за счет минимизации ошибки, достигаемой путем регулировки весовых коэффициентов, которые влияют на реакцию фильтра. Исследование далее изучает как одноканальные, так и многоканальные адаптивные фильтры, подчеркивая их эффективность в смягчении пространственно распределенного шума. Результаты способствуют улучшению характеристик радара, обеспечивая точное извлечение сигнала цели среди активных шумовых помех.

Abstract The article presents a detailed analysis of adaptive noise suppression in phased antenna arrays, focusing on spatial adaptive filtering techniques used in radar systems to enhance signal clarity by minimizing interference. The study addresses the adaptive filtering process, which adjusts filter parameters in real-time based on environmental conditions, thereby providing an optimal response to dynamic interference. This method ensures a high fidelity in the desired signal through minimized error, achieved by adjusting the weighting coefficients that influence the filter's response. The research further explores both single-channel and multi-channel adaptive filters, highlighting their efficacy in mitigating spatially distributed noise. The findings contribute to improved radar performance by enabling precise target signal extraction amid active noise interferences.

Введение

Целью пространственной адаптивной фильтрации сигналов является выделение полезного сигнала (отраженного от цели) и подавление всех остальных мешающих излучений (в том числе активных шумовых помех (АШП)) [1-5].

Известно, что свойства любого фильтра с фиксированными параметрами определяются его передаточной функцией. В свою очередь, передаточная функция определяет структуру фильтра, его характеристики и вычислительную сложность. Параметры передаточной функции определяются видом и характеристиками обрабатываемых сигналов, которые должны быть известны с некоторой точностью.

Если же требования к передаточной функции невозможно сформулировать заранее вследствие отсутствия информации об ожидаемых к обработке сигналах, или эти требования могут изменяться в процессе работы, то вместо фильтра с фиксированными параметрами необходимо использовать адаптивный фильтр с изменяемыми во времени параметрами в зависимости от складывающихся условий окружающей обстановки.

Так как параметры пространственного адаптивного фильтра меняются в процессе его работы, то очевидно, что такой фильтр является нелинейным устройством. Однако при каждом фиксированном значении параметров адаптивный фильтр представляет собой линейное устройство, так как между его входными и выходными сигналами существует линейная зависимость, определяемая текущим набором весовых коэффициентов (ВК), подобно линейным фильтрам с фиксированными параметрами.

Таким образом, адаптивный фильтр – это фильтр с изменяемыми в процессе работы параметрами, набор которых в основном определяется выбранным критерием работы адаптивного фильтра. Наиболее распространенным критерием является достижение минимума некоторой целевой функции, как правило, квадратичной функции ошибки между так называемым требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра. Достижение минимума

целевой функции означает, что выходной сигнал адаптивного фильтра «близок» к требуемому сигналу, т.е. повторяет по форме этот сигнал.

Формализация задачи компенсации активных шумовых помех в РЛС с фазированной антенной решеткой

При решении задачи компенсации АШП в системе с выделенным основным каналом в качестве требуемого выступает сигнал помехи на выходе основного канала, в качестве входных сигналов адаптивного фильтра выступают входные сигналы дополнительных компенсационных каналов, а в качестве выходного сигнала адаптивного фильтра – сумма взвешенных сигналов с выходов дополнительных каналов. Взвешивание сигналов дополнительных каналов осуществляется путем их перемножения с вектором ВК, которые являются объектом управления в пространственном адаптивном фильтре.

В качестве целевой функции при пространственной компенсации АШП выступает мощность сигнала помехи на выходе фильтра, которая представляет собой разность между сигналом помехи в основном канале и взвешенной суммой сигналов помехи в дополнительных каналах.

Выходной сигнал адаптивного фильтра приближается к требуемому сигналу за счет изменения ВК, рассчитываемых на основе обработки требуемого и входных сигналов. В установившемся режиме значения ВК соответствуют минимуму целевой функции или находятся в небольшой окрестности этого минимума. Так как состояние адаптивного фильтра меняется в процессе настройки ВК, то считается, что он приспособливается или адаптируется к существующим условиям функционирования. Поэтому и такой фильтр, и алгоритм вычисления его ВК называют адаптивными.

Если условия функционирования меняются, то адаптивный фильтр может эти изменения в некоторой степени отслеживать. Если изменения в системе медленные, т.е. происходят за время, существенно превышающее длительность переходного процесса адаптивного фильтра, то этот фильтр такие изменения, как правило, отслеживает. По мере же увеличения скорости изменений в системе эффективность адаптивного фильтра падает, так как за время изменения он не успевает «полностью настроиться», т.е. перейти в установившийся режим, когда его переходный процесс считается законченным.

В общем случае одноканальный адаптивный фильтр представляет собой устройство, показанное на рисунке 1.

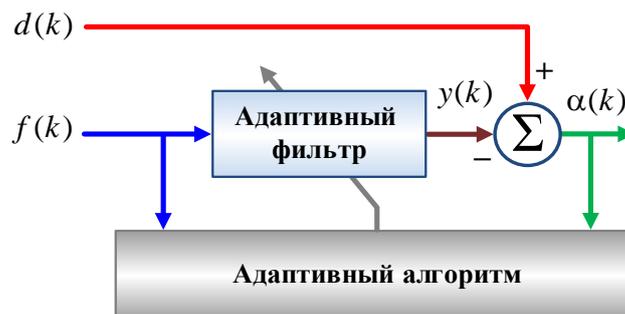


Рис. 1. Одноканальный адаптивный фильтр

где $f(k)$ – входной сигнал; $d(k)$ – требуемый сигнал; $y(k)$ – выходной сигнал; $\alpha(k)=d(k)-y(k)$ – сигнал ошибки;

k – индекс дискретного времени или номер отсчета обрабатываемого сигнала.

Отсчеты равномерно распределены на оси времени как:

$$t=kTS=k/FS \quad (1)$$

где TS – период дискретизации; FS – частота дискретизации обрабатываемых сигналов.

Длительность одной итерации адаптивного алгоритма, т.е. время, в течение которого осуществляется расчет ВК, используемых для вычисления выходного сигнала адаптивного фильтра на следующей итерации, в большинстве случаев равна одному периоду дискретизации. Если расчет ВК ведется медленно, т. е. в течение нескольких периодов дискретизации, то формирование сигнала $y(k)$ все равно необходимо осуществлять на каждом периоде дискретизации для удовлетворения требованиям теоремы Котельникова.

Для работы адаптивного фильтра, как правило, недостаточно информации, получаемой только из входного сигнала. Источниками недостающей информации обычно служит требуемый сигнал $d(k)$ и сигнал ошибки адаптивного фильтра $\alpha(k)$.

Устройство автоматической компенсации мешающих излучений представляет собой многоканальный адаптивный фильтр (рисунок 2) с одним ВК в каждом канале.

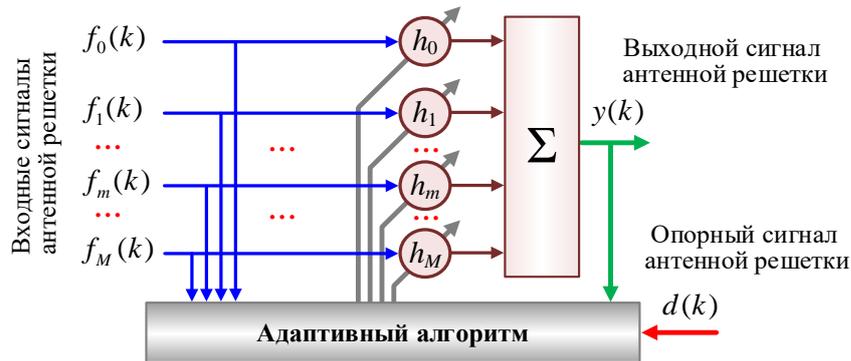


Рис. 2. Многоканальный пространственный адаптивный фильтр

В общем случае в алгоритмах вычисления ВК для фазированных антенных решеток (ФАР) используются входные сигналы $f_1(k), f_2(k), \dots, f_m(k), \dots, f_M(k)$, выходной $y(k)$ и требуемый $d(k)$ сигналы. В то же время в ФАР могут также применяться алгоритмы, не требующие сигнала $d(k)$, если в структуре РЛС выделен основной канал обработки радиолокационной информации, оптимальный в отсутствие помех и направление приема полезного сигнала известно. В этом случае это направление может быть использовано в качестве характеристики полезного сигнала путем «введения в алгоритм» линейного ограничения, обеспечивающего необходимый уровень полезного сигнала на выходе ФАР.

Антенная решетка характеризуется диаграммой направленности антенны, т.е. амплитудно-угловой характеристикой $|F(\Theta)|$, которая с помощью ВК может менять свою форму, обеспечивая требуемые значения в направлениях на источники принимаемых сигналов, например, единичное в направлении на источник полезного сигнала и нулевое или «очень маленькое» в направлениях на источники помех. ФАР с комплексными ВК характеризуется наличием M степеней свободы. Она может принимать, например, один полезный сигнал и полностью подавлять $M-1$ сигналов источников пространственно-разнесенных помех.

Выходной сигнал $y(k)$ пространственного адаптивного фильтра формируется как линейная комбинация отсчетов входных сигналов $f_m(k)$, взятых с весами $h_m(k-1)$, вычисляемыми на предыдущих итерациях $(k-1)$ по отношению к текущим итерациям k , т. е. как:

$$y(k) = \sum_{m=1}^M h_m^*(k-1) f_m(k) = \mathbf{h}^H(k-1) \mathbf{f}_m(k), \quad (2)$$

где M – число ВК фильтра; $\mathbf{h}_M(k-1)$ – вектор ВК:

$$\mathbf{h}_M(k-1) = [h_1(k-1), h_2(k-1), \dots, h_m(k-1), \dots, h_{M-1}(k-1), h_M(k-1)]^T; \quad (3)$$

$\mathbf{f}_M(k)$ – вектор входных сигналов в фильтре:

$$\mathbf{f}_M(k)=[f_1(k), f_2(k), \dots, f_m(k), \dots, f_{M-1}(k), f_M(k)]^T. \quad (4)$$

Порядок фильтра определяется как $M-1$, т. е. по числу каналов. Векторы $\mathbf{h}_M(k)$ и $\mathbf{f}_M(k)$ в общем случае являются комплексными.

Используя выходной сигнал адаптивного фильтра (2), можно вычислить сигнал априорной ошибки требуемого сигнала $d(k)$ как:

$$\alpha(k) = d(k) - y(k) = d(k) - \mathbf{h}_M^H(k-1)\mathbf{f}_M(k). \quad (5)$$

Сигнал апостериорной ошибки определяется при ВК, равных $\mathbf{h}_M(k)$, как:

$$e(k) = d(k) - \hat{y}(k) = d(k) - \mathbf{h}_M^H(k)\mathbf{f}_M(k). \quad (6)$$

Термины «априорный» и «апостериорный» связаны со значениями ВК адаптивного фильтра, вычисляемыми соответственно на предыдущей и текущей итерациях алгоритма адаптивной фильтрации.

На практике при работе адаптивного фильтра на его выходе наблюдаются априорные ошибки (5), так как текущее значение выходного сигнала фильтра $y(k)$ формируется по значениям ВК, вычисленным на предыдущей итерации. Апостериорные ошибки (6) обычно используются в алгоритмах вычисления ВК и при формировании целевой функции работы адаптивного фильтра.

Заключение

Таким образом, адаптивный алгоритм – это процедура вычисления ВК, обеспечивающих минимизацию некоторой целевой функции адаптивного фильтра, т.е. выполнения критерия его работы. Алгоритм характеризуется видом используемой целевой функции и методом поиска оптимального решения. В адаптивных алгоритмах, как правило, используются арифметические операции как над априорными, так и над апостериорными ошибками. Процедуры вычисления выходных сигналов адаптивного фильтра в уравнениях (5) и (6), т.е. собственно фильтрация сигналов, также часто считаются составными частями адаптивного алгоритма.

Список использованных источников

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004 – 488 с.
2. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
3. Костромицкий, С.М. Вопросы радиоавтоматики адаптивных антенных решеток / С. М. Костромицкий, И. Н. Давыденко; Нац. акад. Наук Беларуси, Центр радиотехники. – Минск: Беларус. навука, 2021. – 174 с.
4. Костромицкий, С.М. Математическая модель многоканального автокомпенсатора помех / С.М. Костромицкий, И.Н. Давыденко, А.А. Дятко // Электроника инфо. – 2010. – № 3. – С. 64 – 66.
5. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. Пер. с англ. Челпанова В. Г., Лексаченко В. А. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

УСТРОЙСТВО КОМПЕНСАЦИИ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

ЗЕЙЯ ВИН, А. В. ГРИНКЕВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: grinkevich@bsuir.by

Аннотация. Устройство компенсации отражений помех является важным усовершенствованием в технологии радаров. Оно помогает решать проблемы, вызванные нежелательными отражениями, которые могут скрывать реальные цели, улучшая способность радара точно их обнаруживать. Делая сигналы более четкими и уменьшая количество ложных срабатываний, оно повышает надежность радиолокационных систем, используемых в таких областях, как наблюдение и навигация, делая операции более безопасными и эффективными.

Основная часть

Данное устройство благодаря повышению объема информации о структуре и параметрах мешающих отражений, а также повышению точности оценивания и прогнозирования этих параметров по пространству обзора в реальном времени, позволяет повысить эффективность компенсации мешающих отражений в первую очередь от объемно-распределенных отражателей и тем самым обеспечить повышение характеристик РЛС УВД, после их модернизации, до уровня современных образцов.

Рассматриваемое устройство компенсации мешающих отражений разработано для использования в большинстве современных РЛС УВД дециметрового (сантиметрового) диапазона длин волн на основе дополнения уже существующей антенной системы РЛС УВД дополнительной слабонаправленной антенной и далее путем адаптации к уже существующей аппаратуре обработки принятых сигналов.

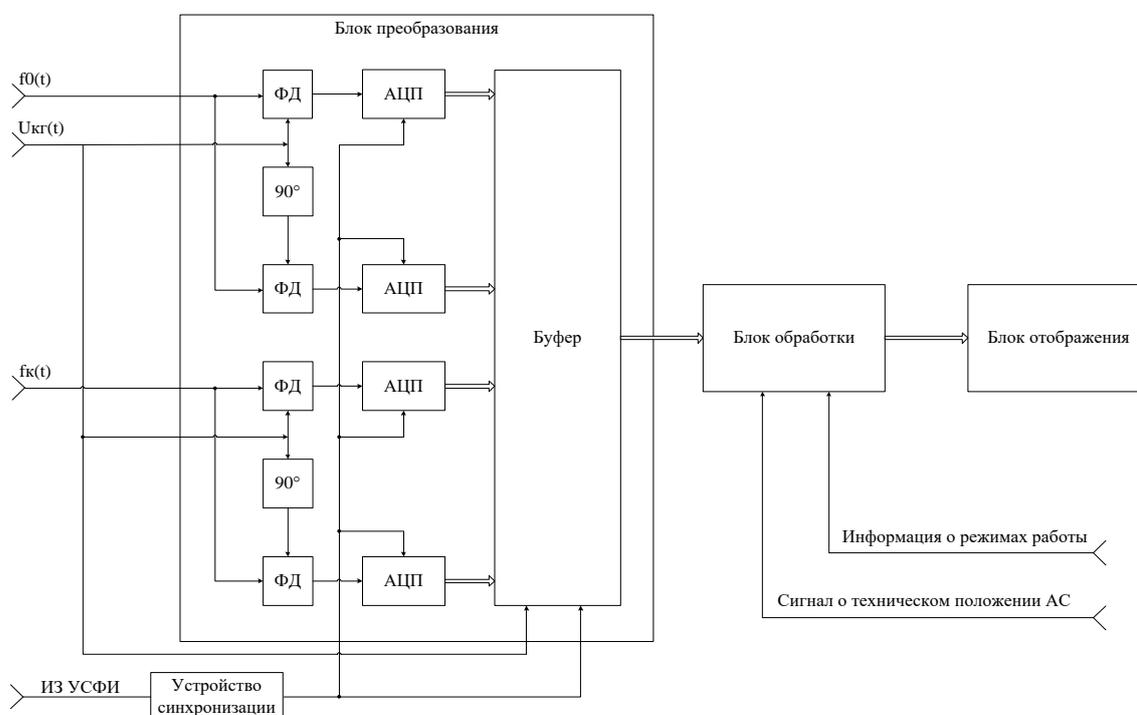


Рис. 1. Функциональная схема устройства компенсации мешающих отражений

Было реализовано компьютерное моделирование сигнала мешающих отражений, компьютерное моделирование блока пространственно-временной обработки мешающих отражений, сделан вывод об эффективности устройства компенсации мешающих отражений.

Данное устройство предназначено для дополнительной компенсации принятых в ходе сбора радиолокационной информации мешающих отражений и тем самым позволяет увеличить отношение мощности полезного сигнала к мощности помех.

Данное устройство разработано для использования в большинстве современных РЛС УВД сантиметрового диапазона длин волн на основе дополнения уже существующей антенной системы РЛС слабонаправленной антенной и далее путем адаптации к уже существующей аппаратуре обработки принятых сигналов.

Устройство компенсации мешающих отражений необходимо в радиолокационных системах для решения проблем, связанных с нежелательными отражениями от объектов окружающей среды, которые могут скрывать подлинные сигналы и приводить к пропуску обнаружения или ложным срабатываниям. Улучшая обнаружение целей, увеличивая отношение сигнал/шум и уменьшая количество ложных срабатываний, устройство компенсации мешающих отражений значительно повышает точность и надежность работы радара, особенно в сложных условиях.

Список использованных источников

1. Радиолокация : учебное пособие / А. В. Гринкевич. – Минск : БГУИР, 2015. – 190 с.
2. Радиолокационные системы : учебное пособие / 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. Выбор алгоритма адаптации для компенсации мешающих отражений в РЛС со сложным квазинепрерывным сигналом : учебное пособие / Д. В. Чеботарев. 2003. – 89 с.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ УСТРОЙСТВА ПУЛТ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОЙ
ВЫБОРКИ ДЛЯ ОЦЕНКИ УРОВНЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ФОНА

С. Ю. СЕДЫШЕВ, ШИН ТАНТ АУНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: shinthantaung66391@gmail.com

Аннотация. В статье рассматриваются характеристики обнаружения устройства ПУЛТ в условиях ограниченной выборки для оценки уровня радиолокационного фона. Приводится анализ влияния ограниченного объема выборки на точность установки порога обнаружения и вероятность ложной тревоги. Показано, что использование ограниченной выборки может приводить к увеличению числа ложных срабатываний и снижению дальности обнаружения, что требует компромисса между объемом выборки и вычислительными затратами. В статье также предложены численные примеры, иллюстрирующие влияние объема выборки на характеристики обнаружения.

Abstract. The article examines the detection characteristics of the CFAR device in conditions of limited sampling for assessing radar background noise levels. The study analyzes the impact of limited sample sizes on threshold accuracy and false alarm probability. It is shown that limited sampling can lead to an increase in false alarms and a decrease in detection range, requiring a trade-off between sample size and computational costs. Numerical examples are provided to illustrate the impact of sample size on detection characteristics.

Введение

Дальность обнаружения РЛС является статистической категорией [4, 14, 15]. Это обусловлено следующими причинами:

- обнаружение целей происходит на фоне помех;
- решение о наличии или отсутствии цели принимается за ограниченное время;
- отраженный сигнал флуктуирует по амплитуде и фазе от импульса к импульсу.

Качество принятия решения характеризуется вероятностной оценкой, поэтому о дальности обнаружения можно говорить только с вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги (ЛТ) F [4, 14]:

$$r_{\text{обн}} = 4 \sqrt{\frac{P_0 T_0 G_a^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 N_0 \gamma(D; F)}}, \quad (1)$$

где $\gamma(D; F)$ – требуемое отношение сигнал/шум для обнаружения на дальности $r_{\text{обн}}$ при заданных D и F ;

P_0 – импульсная мощность РЛС;

T_0 – длительность зондирующего импульса;

G_a – коэффициент направленного действия антенны;

λ – длина волны;

$\sigma_{\text{ц}}$ – ЭПР цели;

N_0 – спектральная плотность шума.

В статье, в качестве примера, будем рассматривать модель Сверлинга I [8] – модель «дружно» флуктуирующей пачки отраженного сигнала. Для этой модели обработка пачки отраженных сигналов заключается в ее когерентном накоплении, квадратичном детектировании и сравнении с порогом обнаружения. В соответствии с критерием Неймана-Пирсона [1, 4, 14, 15, 5] этот порог устанавливается по заданной вероятности ложной тревоги F . На практике порог обнаружения в современных радарх устанавливается с помощью цифрового устройства, которое адаптивно к уровню радиолокационного фона, и которое обеспечивает постоянство уровня ложных тревог (ПУЛТ, CFAR) [2, 3, 6, 7, 9, 10, 13, 14, 15]. В таких устройствах порог оценивается по конечной выборке из N значений мощности радиолокационного фона (РЛФ). Задача статьи – показать влияние ограниченной выборки для оценки уровня РЛФ на

характеристики обнаружения РЛС и ее дальность обнаружения.

Решение задачи

Квадратурные составляющие принятого сигнала распределены нормально, операция когерентного накопления является линейной и не меняет плотность вероятности квадратур. Тогда после квадратичного детектирования плотность распределения сигнала является экспоненциальной [4, 8, 15]:

$$p(z) = \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{z}{\sigma}\right), \tag{2}$$

где σ – средняя мощность сигнала на выходе квадратичного детектора.

Условным вероятностям ложной тревоги F и правильного обнаружения D , согласно их определению, определяются в виде:

$$F = \int_{Tr}^{\infty} p_0(z) dz = e^{-Tr/\sigma_0}, \quad D = \int_{Tr}^{\infty} p_1(z) dz = e^{-Tr/\sigma_1}, \tag{3}$$

где σ_0 – среднее значение мощности шума;

$\sigma_1 = \sigma_c + \sigma_0$ – среднее значение мощности сигнала и шума.

Отсюда следует, что:

$$D = e^{-Tr/\sigma_1} = e^{-\frac{Tr}{\sigma_0} \cdot \frac{1}{1+\sigma_c/\sigma_0}} = F^{1+\gamma}, \tag{4}$$

а отношение сигнал/шум, как функция вероятностей, запишется в виде:

$$\gamma(D, F) = \frac{\ln(F)}{\ln(D)} - 1. \tag{5}$$

В тактических характеристиках радара условная вероятность ЛТ F задана. Тогда порог обнаружения Tr может быть определен из (3):

$$Tr = -\sigma_0 \cdot \ln(F) = |T = -\ln(F)| = \sigma_0 T, \tag{6}$$

где T – нормированный порог обнаружения.

Порог (6) является теоретическим, поскольку мощность РЛФ является известной точно. Как уже отмечалось, на практике эта мощность оценивается по конечной выборке размерности N в устройстве ПУЛТ. На рисунке 1 показана схема такого устройства

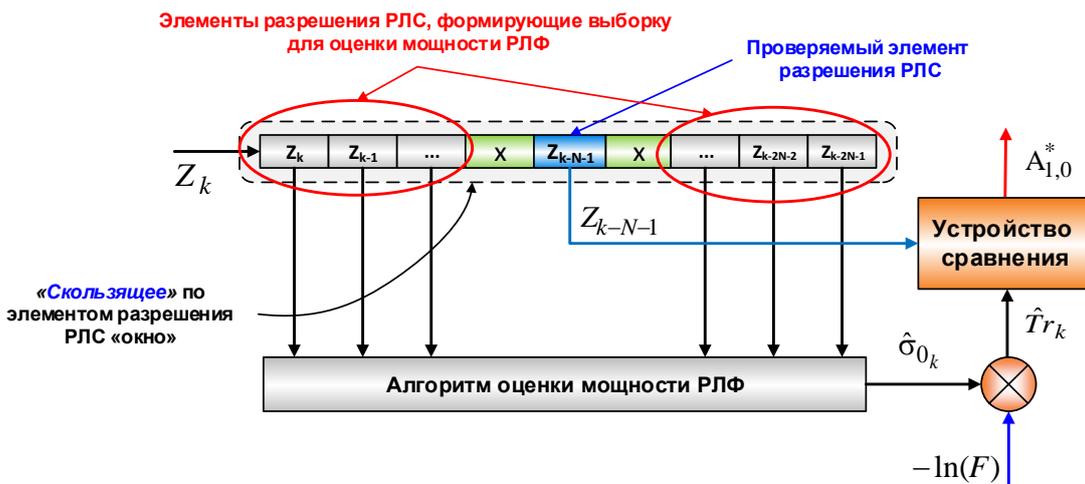


Рис. 1. Схема ПУЛТ

В данной статье для получения характеристик обнаружения устройства ПУЛТ в условиях ограниченной выборки для оценки уровня радиолокационного фона в качестве примера будем рассматривать алгоритм «скользящего среднего»:

$$\hat{\sigma}_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} Z_i. \quad (7)$$

Сумма N независимых случайных экспоненциально распределенных случайных величин (2) имеет плотность распределения хи-квадрат с $2N$ степенями свободы [4, 5, 9, 14]:

$$p_{\hat{\sigma}_0}(z) = \frac{1}{(N-1)!} \left(\frac{N}{\sigma_0}\right)^N z^{N-1} \exp\left(-\frac{Nz}{\sigma_0}\right). \quad (8)$$

Найдем вероятность ложной тревоги, которую обеспечивает ПУЛТ с алгоритмом оценки РЛФ в виде «скользящего среднего». С учетом (3) и случайной оценки (7) порог обнаружения (6) также становится случайным

$$\hat{T}r = -\hat{\sigma}_0 \cdot \ln(F) = \hat{\sigma}_0 \cdot T, \quad (9)$$

Тогда вероятность ложной тревоги ПУЛТ зависит от случайной оценки фона $\hat{\sigma}_0$

$$F(\hat{\sigma}_0) = \int_{\hat{\sigma}_0 T}^{\infty} p_0(z) dz = e^{-\hat{\sigma}_0 T / \sigma_0} \quad (10)$$

а математическое ожидание ложной тревоги ПУЛТ получим путем интегрирования (10) с плотностью (7):

$$F_{ПУЛТ} = \int_0^{\infty} p_{\hat{\sigma}_0}(z) F(z) dz = \int_0^{\infty} \frac{1}{(N-1)!} \left(\frac{N}{\sigma_0}\right)^N z^{N-1} \exp\left(-\frac{Nz}{\sigma_0}\right) \cdot e^{-zT/\sigma_0} dz \quad (11)$$

Решим этот интеграл, без потери общности, при $\sigma_0 = 1$. Вынесем за знак интеграла не зависящие от z величины и преобразуем экспоненты [7, 10]:

$$F_{ПУЛТ} = \frac{N^N}{(N-1)!} \int_0^{\infty} z^{N-1} e^{-z(N+T)} dz \quad (12)$$

Это табличный интеграл гамма-функции вида [5]

$$\int_0^{\infty} x^{a-1} e^{-bx} dx = \frac{(a-1)!}{b^a}. \quad (13)$$

Так как для нашего случая $a = N$, $b = N + T$:

$$F_{ПУЛТ} = \frac{N^N}{(N-1)!} \cdot \frac{(N-1)!}{(N+T)^N} = \left(\frac{N}{N+T}\right)^N. \quad (14)$$

Аналогично можно показать, что вероятность правильного обнаружения, как функция отношения сигнал/помеха γ , записывается в виде

$$D_{ПУЛТ}(\gamma) = \left(\frac{N}{N+T/(1+\gamma)}\right)^N. \quad (15)$$

Рассмотрим численный пример при следующих значениях:

$N = 10$ – размер выборки для оценки мощности РЛФ;

$F = 10^{-6}$ – условная вероятность ложной тревоги;

$D = 0.9$ – условная вероятность правильного обнаружения.

Для этих значений нормированный порог обнаружения равен

$$T = -\ln(F) = -\ln(10^{-6}) \approx 13.816,$$

а вероятность ложной тревоги в устройстве ПУЛТ:

$$F_{ПУЛТ} = \left(\frac{N}{N+T} \right)^N = \left(\frac{10}{10+13.816} \right)^{10} \approx 1.7 \cdot 10^{-4}.$$

Как видно из расчетов, конечность объема выборки N приводит к росту вероятности ложных тревог в ПУЛТ ($F_{ПУЛТ} > F$). Следовательно, порог обнаружения в ПУЛТ меньше теоретического, что приводит к увеличению числа ложных срабатываний ПУЛТ по шумовым выбросам.

Найдем для выражения (14) такое значение нормированного порога $T_{ПУЛТ}$, при котором $F_{ПУЛТ} = F$:

$$\left(\frac{N}{N+T_{ПУЛТ}} \right)^N = F \Rightarrow T_{ПУЛТ} = N \left(\frac{1}{\sqrt[N]{F}} - 1 \right). \quad (16)$$

Для рассматриваемого численного примера

$$T_{ПУЛТ} = 10 \cdot \left(\frac{1}{\sqrt[10]{10^{-6}}} - 1 \right) \approx 29.811.$$

На рисунке 2 приведены характеристики обнаружения

$$D_{ПУЛТ}(\gamma) = \left(\frac{N}{N+T_{ПУЛТ}/(1+\gamma)} \right)^N$$

и теоретическая (4) при условии, что $F_{ПУЛТ} = F$.

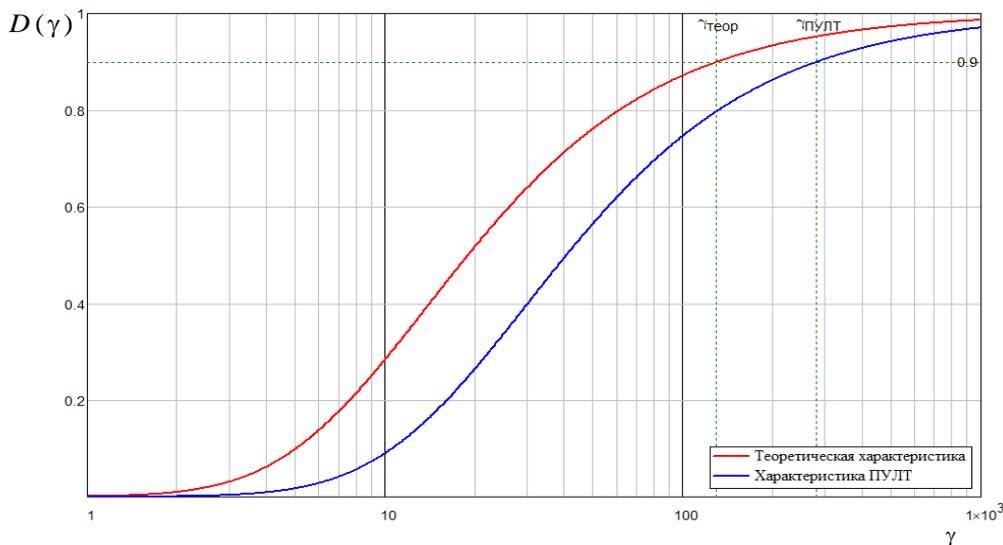


Рис. 2. Характеристики обнаружения

Из рисунка видно, что заданная вероятность правильного обнаружения $D = 0.9$ теоретически (5) достигает при $\gamma_{теор} \approx 130.126$, в то время как у ПУЛТ

$$\gamma_{ПУЛТ} = \frac{T_{ПУЛТ}}{N \left(\frac{1}{\sqrt[N]{D}} - 1 \right)} \approx 280.452.$$

Можно говорить о потерях в отношении сигнал шум в устройстве ПУЛТ из-за конечности выборки для оценки мощности радиолокационного фона $\gamma_{ПУЛТ}/\gamma_{теор} \approx 2.155$ или о потерях в дальности обнаружения:

$$K_{\text{потерь}} = 4 \sqrt{\frac{\gamma_{\text{ПУЛТ}}}{\gamma_{\text{теор}}}} \approx 1.212.$$

Таким образом, потери в дальности обнаружения (1) для нашего примера составят приблизительно 21%.
Для снижения потерь можно увеличить объем выборки N . Например, при $N = 20$

$$T_{\text{ПУЛТ}} \approx 20; \quad \gamma_{\text{ПУЛТ}} \approx 187.43; \quad K_{\text{потерь}} \approx 1.1,$$

– потери в дальности обнаружения составят приблизительно 11%.

Заключение

Несмотря на то, что при увеличении размера выборки ПУЛТ улучшается точность оценки мощности РЛФ, уменьшаются потери в дальности обнаружения, с этим также связаны некоторые недостатки:

– увеличение вычислительных затрат: чем больше размер выборки, тем больше требуется вычислительных ресурсов для обработки каждого элемента дальности. Это может замедлить работу системы ПУЛТ, особенно в условиях реального времени и большого количества элементов дальности;

– при увеличении выборки ПУЛТ становится менее чувствительным к локальным изменениям мощности РЛФ в случае его нестационарности. Это может привести к "запаздыванию" обнаружения целей в условиях быстро изменяющегося РЛФ;

– если радиолокационный фон изменяется быстро, большая выборка может сгладить важные его локальные изменения, что приведет в свою очередь к пропуску сигнала.

Таким образом, размер выборки должен быть компромиссом между точностью оценки РЛФ и способностью своевременно реагировать на его изменения.

При большом размере выборки возникают дополнительные сложности, связанные с расчетом порогом обнаружения в начале и конце дальности, так как часть данных из «окна» будет выходить за границы зоны наблюдения, что приведет к некорректной оценке РЛФ. Эти эффекты могут усилиться при увеличении размера выборки, так как большая выборка требует больше пространства для корректной оценки фона.

Список использованных источников

1. Neyman, J. и Pearson, E., Neyman-Pearson Criterion for Radar Signal Detection. – London: Philosophical Transactions of the Royal Society, 1933. – 90 с.
2. Urkowitz, H. Signal Detection Theory and Radar. Academic Press, 1967.
3. Johnson, R. S. Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter estimates/ R.S. Johnson, H.M. Finn// RCA Review, vol. 29, 1968, p.414–464.
4. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч.1. – М.: Воениздат, 1980.
5. Семендяев К., Бродштейн И. Справочник по математике для инженеров. – М.: Наука, 1986.
6. Therrien, C. W. Decision Estimation and Classification: An Introduction to Pattern Recognition and Related Topics. Wiley-Interscience, 1989.
7. Prastitis, L. A. Ph. Dissertation. On adaptive censored CFAR detection. – New Jersey Institute of Technology. – 1993. – p.197
8. Swerling, P. Radar probability of detection for some additional fluctuation target cases. / P. Swerling. – Life Member, IEEE A. Corporation, 1996. – 698 – 709 p.
9. Levanon, N., Radar Principles. John Wiley and Sons, New York, 1988.
10. Steven M. Kay. Statistical signal processing: Detection theory. Prentice Hall PTR, 1998.
11. Rohling, H. 25 years research in range CFAR techniques / H. Rohling // Proc. IRS-2003, Germany. – 2003. – P. 363–368.
12. Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: конспект лекций. – Ч I. – Минск: ВА РБ, 2003.
13. Michael F. Rimbert, Constant False Alarm Rate Detection Techniques Based on Empirical Distribution Function Statistics, Ph.D Thesis, Purdue University, 2005
14. Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: конспект лекций. – Ч II. – Минск: ВА РБ, 2005.
15. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ./ под ред. Я. Д. Ширмана.– М.: МАКВИС, 2007.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИКЕ И СИСТЕМАХ СВЯЗИ

ХУДАЙБЕРДИЕВ МЕРДАН АРСЛАНОВИЧ

Туркменский инженерно-технологический университет имени Огуз Хана

E-mail: merdan13.11.96@mail.com

Аннотация. В этой статье исследуются обширные применения и влияние цифровой обработки сигналов (ЦОС) в радиотехнике, подчеркивая ее вклад в повышение надежности и эффективности систем связи. Рассматриваемые темы включают основы цифровой обработки сигналов, шумоподавление, методы модуляции, сжатие данных, исправление ошибок и последние достижения в области интеграции машинного обучения. Кроме того, обсуждаются практические примеры применения DSP в современных системах связи и радиосвязи, что дает представление о будущих разработках и последствиях этой технологии.

Введение

Цифровая обработка сигналов (DSP) — это ключевая технология в системах связи, позволяющая манипулировать цифровыми сигналами для повышения точности и контроля. Преобразуя аналоговые сигналы в цифровую форму, DSP позволяет применять сложные операции, которые значительно повышают качество, надежность и эффективность связи. DSP занимает центральное место во многих радиотехнических приложениях, таких как мобильная связь, спутниковая передача и широкополосные сети, позволяя в реальном времени корректировать условия сигнала, тем самым отвечая требованиям современных коммуникационных инфраструктур [1].

Основы ЦОС. Выборка и квантование

Выборка и квантование являются основополагающими концепциями DSP, преобразующими аналоговые сигналы в цифровую форму. Выборка — это процесс периодических измерений аналогового сигнала для создания дискретной последовательности выборок. Согласно теореме Найквиста-Шеннона, частота дискретизации должна быть как минимум в два раза больше максимальной частоты аналогового сигнала, чтобы точно захватить всю необходимую информацию [1]. С другой стороны, квантование присваивает каждой выборке конечное числовое значение, внося незначительный шум квантования, который алгоритмы DSP должны учитывать для поддержания качества сигнала.

Методы фильтрации

DSP использует фильтры для улучшения сигналов, выделения желаемых частот и снижения шума. Фильтры можно разделить на категории с конечной импульсной характеристикой (FIR) и бесконечной импульсной характеристикой (IIR). КИХ-фильтры, известные своей стабильностью, обычно используются в приложениях, где важна точность, поскольку они могут обрабатывать шум и эхо с минимальными искажениями. С другой стороны, БИХ-фильтры предпочтительнее из-за их эффективности при обработке в реальном времени, хотя они требуют более сложного управления ошибками [2].

Внедрение адаптивной фильтрации позволяет системам DSP динамически изменять свои параметры фильтрации в ответ на изменение условий шума и помех. Адаптивные фильтры широко применяются в системах мобильной связи и радиолокации, где условия окружающей среды быстро меняются, что требует корректировки фильтрации в реальном времени для сохранения целостности сигнала [2].

Преобразование Фурье и спектральный анализ

Преобразование Фурье, особенно быстрое преобразование Фурье (БПФ), позволяет системам DSP переключаться между временной и частотной областями, позволяя инженерам анализировать сигналы и манипулировать ими на основе их спектральных свойств. Спектральный анализ имеет важное значение в радиочастотной (РЧ) технике, поскольку он обеспечивает точную модуляцию, демодуляцию и разделение каналов, которые являются неотъемлемой частью передачи высококачественных сигналов [3]. Анализ Фурье, предоставляющий представление о компонентах сигнала в разных диапазонах частот, широко используется в беспроводной связи для оптимизации полосы пропускания и уменьшения помех.

Применение DSP в радиосистемах

Приложения DSP в радиосистемах повышают функциональность и надежность современных коммуникаций. Ключевые области включают в себя:

- Шумоподавление: алгоритмы DSP способствуют снижению шума в каналах связи. Такие методы, как фильтрация Винера и Калмана, позволяют системам DSP эффективно отделять сигнал от шума, обеспечивая более четкую связь в средах со значительными помехами [3].
- Модуляция и демодуляция: DSP позволяет использовать сложные схемы модуляции, такие как квадратурная амплитудная модуляция (QAM) и мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM). Эти методы улучшают скорость передачи данных и спектральную эффективность, которые имеют решающее значение в беспроводных и широкополосных сетях [4]. Способность DSP модулировать и демодулировать с высокой точностью обеспечивает надежную и эффективную связь даже в сложных условиях.
- Сжатие сигнала: DSP способствует эффективному использованию полосы пропускания за счет сжатия сигналов. Такие методы, как вейвлет и прогнозирующее кодирование, снижают скорость передачи данных без ущерба для качества, что важно для приложений потокового видео и аудио, а также для эффективной передачи данных в телекоммуникациях [5].
- Обнаружение и исправление ошибок. Благодаря использованию кодов исправления ошибок (ECC) и таких методов, как сверточное кодирование, DSP может выявлять и исправлять ошибки, возникающие во время передачи. Обнаружение и исправление ошибок особенно ценны в спутниковой связи и беспроводных сетях, где повторная передача является дорогостоящей или непрактичной [6].

Повышение надежности и эффективности

Одним из наиболее важных вкладов DSP в системы связи является повышение надежности с помощью адаптивных методов. Адаптивные фильтры в DSP адаптируются к изменениям шума, что имеет решающее значение в динамичных средах, таких как мобильная связь, где помехи могут колебаться в зависимости от движения пользователя и препятствий. Постоянно оптимизируя параметры, DSP помогает поддерживать четкость и точность сигнала в реальном времени [4].

Кроме того, DSP повышает эффективность, обеспечивая обработку в реальном времени. В отличие от аналоговых систем, системы на основе DSP обрабатывают сигналы в цифровом виде, уменьшая задержки и увеличивая скорость обработки. Эта эффективность имеет решающее значение для таких приложений, как телевидение высокой четкости, где большие объемы данных должны обрабатываться мгновенно [5].

Машинное обучение и DSP

Интеграция машинного обучения (ML) с DSP представляет собой значительный прогресс в обработке сигналов. Используя алгоритмы машинного обучения, системы DSP могут учиться на прошлых данных и делать прогнозы для автоматической оптимизации настроек фильтрации и модуляции. Приложения машинного обучения в DSP включают:

- Прогнозирующая фильтрация. Алгоритмы машинного обучения анализируют шаблоны сигналов, чтобы прогнозировать и устранять помехи до их возникновения. Это особенно ценно в когнитивном радио, где каналы динамически распределяются на основе моделей использования [7].

- Автоматическое распознавание модуляции: машинное обучение позволяет автоматически классифицировать схемы модуляции в режиме реального времени, позволяя системам DSP адаптироваться к меняющимся условиям сигнала с минимальным вмешательством человека [8].

Включение ML не только повышает адаптивность DSP, но и позволяет ему обрабатывать сложные сигнальные среды, с которыми сталкиваются традиционные методы DSP, такие как совместное использование спектра в 5G и за его пределами.

Заключение

Цифровая обработка сигналов произвела революцию в современных системах связи, обеспечив точную, надежную и эффективную манипуляцию сигналами. В радиотехнике DSP играет решающую роль в различных функциях: от шумоподавления до расширенной модуляции, сжатия сигнала и исправления ошибок. Появление машинного обучения еще больше расширяет возможности DSP, открывая путь для интеллектуальных адаптивных систем, способных удовлетворить потребности сетей связи следующего поколения.

Продолжающееся развитие DSP, особенно с использованием новых технологий, таких как AI и 5G, обеспечит его актуальность и адаптируемость в будущих системах связи, укрепив его статус незаменимой технологии в радиотехнике.

Список использованных источников

1. Smith, J. (2022). *Introduction to Digital Signal Processing*. New York: Academic Press.
2. Brown, L., & Davis, M. (2021). *Applications of DSP in Communication Systems*. IEEE Transactions on Signal Processing, 69(3), 223-232.
3. Zhang, Y., & Li, X. (2023). *Machine Learning in DSP for Radio Systems*. Communications Journal, 41(7), 390-405.
4. Jackson, P., & Roberts, S. (2020). *Adaptive Filtering Techniques in DSP*. Springer Publishing.
5. Clark, M. (2019). *Data Compression in Digital Communication*. McGraw-Hill Education.
6. El-Sayed, A., & Hamilton, G. (2021). *Error Detection and Correction in Communication Systems*. Journal of Electronic Engineering, 55(4), 203-215.
7. Johnson, K., & Thompson, A. (2023). *Cognitive Radio and Spectrum Sharing with Machine Learning*. IEEE Access, 11, 10532-10547.
8. White, D. (2022). *Automatic Modulation Classification Using Machine Learning*. IEEE Journal of Emerging Topics in Signal Processing, 8(5), 531-540.

DESCRIPTION OF THE SHAPE OF THE IMAGE OBJECT

A. MITSUKHIN

Belarusian State University of Informatics & Radioelectronics,
Institute of Information Technology (BSUIR IIT)
(Minsk, Republik of Belarus)

E-mail: mityuhin@bsuir.by

Abstract. When performing many tasks of industrial control, detection, search, recognition, medical diagnostics and fast transmission of images by unmanned aerial vehicles, the problems of efficient description of the objects of interest occur. The spatial data may have high dimensionality. The paper discusses the methods of compact presentation of the object contour on the basis of successive application of the spatial or spectral encoding of two-dimensional signals. The comparative assessment of the efficiency of compression of the method under consideration and that of the entropy encoding method is presented.

Введение

Efficiency can be obtained by using, for example, the Hadamard transform to represent spatial data defined on a digital grid. Efficiency can be obtained by using, for example, the Hadamard transform [1] to represent spatial data defined on a digital grid. Efficiency can be achieved by using, for example, a Freeman code [2] to represent spatial data defined on a digital grid. The distinctive statistical property of a typical image of a contour is a property of high linear dependence – high correlation of the values of discrete samples. The existence of this property makes it possible to perform the efficient data compression with a zero value of the image restoration error.

Теоретические принципы

The case of processing, where the a priori information is used, is under consideration. The availability of such information opens the opportunities for reducing the computational complexity of the processing, shortening the time of transmission of the necessary data, etc.

Method 1 is spectral. Let us to present the contour image in the form of a random two-dimensional sequence

$$g(x, y) = ((x_0, y_0), \dots, (x_{M-1}, y_{N-1})), \quad (1)$$

where (x_i, y_i) are the spatial variables and N is the number of pixels of the contour.

The symbol sequence we will write the code sequence as a two-dimensional image

$$\mathbf{C} = (c_{ij}), \{i, j\} \in \square^+, \quad (2)$$

consisting of implementations of random vectors.

It is known that a certain efficiency of the description of contours is achieved by applying coordinate transformations to the (1). The best minimisation result is achieved when a set of eigenvectors of the covariance matrix $\text{cov}(c_{ij})$ of the two-dimensional Matrix \mathbf{C} is considered as a basis of expansion [3]. The computation of eigenvalues and eigenvectors is a rather laborious task. To random vectors $\mathbf{c} = (c(0), c(0), \dots, c(N-1))^T$, of the matrix (2) of size $N \times N$, an orthogonal Hadamard transform can be applied to minimise the data to be used for describing the contour. The computational gain is ensured at the cost of encoding the integer pixel values with Hadamard functions. The Hadamard transform is performed with of Hadamard fast transform. The discrete decomposition of matrix \mathbf{C} in a coordinate system, the base space of which is formed by the vectors of the Hadamard matrix, may be written in the form [4]

$$\hat{\mathbf{C}} = \frac{1}{N^2} (\mathbf{HCH}), \quad (3)$$

where $\hat{\mathbf{C}}$ – is the matrix of the transform coefficients by the size $N \times N$,

\mathbf{H} – is the matrix of the Hadamard by the size $N \times N$.

The components of the vectors of the matrix $\hat{\mathbf{C}}$ are uncorrelated random values and considered as

attributes presenting the two-dimensional image. To implement the efficient description of the contour, it is sufficient to use the coefficients of the vectors $\hat{C} = (\hat{c}_{ij})$ corresponding to maximum dispersions of the set $\{\hat{\sigma}_{ij}^2\}$, $\{i, j\} \in \square^+$. In the field of transforms, the dispersions have the sense of the eigenvalues $\Lambda = (\hat{\lambda}_{ij})$, $\hat{\lambda}_{ij} \in \square$ of the covariance matrix $\text{cov}(\hat{C})$ [5]. Then the following equation is valid for the two-dimensional:

$$\sum_i \sum_j \hat{\sigma}_{ij}^2 = \sum_i \sum_j \hat{\lambda}_{ij}^2.$$

In accordance with the distribution of the $\{\hat{\sigma}_{ij}^2\}$ then the volume of input of processing the data describing the contour is reduced. The matrix \hat{C} are reduced to the dimensions ensuring the restoration of the contour image with a zero mean-square error $\varepsilon = 0$.

Method 2 is entropic. The matrix C reflects the source C with the probabilities p_{ij} of the appearance of elements of two-dimensional space. The sequence $g(x, y)$ may be considered as an output of a source without memory with the known entropy value. The knowledge of the distribution (p_{ij}) makes it possible to obtain the entropy value, assess the maximum possible efficiency of description by the optimum entropy encoding method. Since the entropy value does not depend on the symbol sequence order, we will write the code sequence (1) as a two-dimensional image (2) C .

It is assumed that the elements of boundaries of the objects form a connected set with the connectivity component S . In this case, it is possible to achieve the high efficiency of describing the boundaries using the Freeman code. In general, the accuracy of the border description is determined by the size of the grid step and the number of image elements in S [6].

The theoretical principles of the method 2 are illustrated by the example of processing of the segmented image of the contour.

Example of the efficient description of kontour

An image of an object for an effective description of its shape is shown in Fig.1.

The object контура description is implemented by means of the Freeman code with the connectivity component $S = 4$ [7]. The sequence of the code is shown below (lexicographic entry in the form of a table).



Fig. 1. Image of the object of interest

The characteristic of the source is the entropy H . The value H determines the upper value of the average length l of the prefix code, with the use of which you can compress the source. As a result of the entropy encoding of the source H by the Huffman code, the resulting value of the code length approaches the value

$$l \Rightarrow H = 0,9097.$$

The average length of a Huffman code word is 1.6 bits.

Table 1. Freeman Code Sequence Characters

0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	3	3	3	0	1
1	1	1	0	0	3	3	3	3	0	1	1	1	0	0	0
0	0	0	3	2	2	2	3	2	2	2	2	3	3	3	3
0	0	3	2	2	2	3	2	1	2	2	2	1	0	0	0
1	1	1	1	2	2	1	2	0	0	0	0	0	0	0	1
1	1	0	3	3	3	0	1	1	1	1	0	0	3	3	3
3	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	3	2	2	2	3
2	2	2	2	3	3	3	3	0	0	3	2	2	2	3	2
1	2	2	2	1	0	0	0	1	1	1	1	2	2	1	2
2	1	2	2	2	2	2	2	2	1	0	0	0	0	0	0

Table 2 presents the data on the efficiency of compression of the at the intermediate and final stages of the image processing. The efficiency was evaluated by the compression ratio

$$\eta = V / V_{\text{cod}},$$

where V – are the costs of description without encoding;

V_{cod} – are the costs of storing (transmitting) the data after efficient encoding: encoding Freeman \Rightarrow Huffman encoding.

Table 2. Contour Data Compression Efficiency for Method 1 and Method 2

Coding Method	Data Type	Data size, bit	Data size, bit	Lossless Compression ratio
Hadamard Transform	4-bit	640	426	$\approx 1,5$
Freeman Code	2-bit	320		$640/320 = 2$
Freeman Code \Rightarrow \Rightarrow Huffman Code	1,6	256		$640/256 = 2,5$

Results and their discussion

Experimental studies have shown that the considered methods make it possible to reduce the size of the initial contour data by 1.5 -2.5 times. The effectiveness of the description depends on the geometric characteristics of the contour under study, the magnitude of the correlation between the adjacent pixels of the Freeman sequence.

Coordinate transformations (method 1) are inferior in efficiency to method 2. In addition, they have computational cost (3).

Conclusion

1. The features of the algorithm for the point numerical encoding of images of contour make it possible to use relatively simple encoding algorithms based on the Freeman code and entropy approach for the purposes of compression.

2. The considered method, based on the combination of segmentation, transformation and filtering algorithms, accelerates the process of transmission, processing and signal energy saves.

3. Besides, the shortening of the time required for the information transmission improves the reliability of the system from the information security standpoint and reduce the probability of the information capturing by a hacker.

4. The method 2 can be used not only to describe the shape of objects, but also to solve the problems of segmentation and classification of objects.

References

1. Gonzalez R. C. R. E., Woods. Digital Image Processing. New Jersey: Prentice Hall: 2008.
2. Pratt W. K. Digital Image Processing. Wiley-Interscience. Published by J. Wiley & Sons, Inc. New Jersey, 2007.
3. Mitsiukhin A. Efficient Description of the Boundary of the Object under Observation. Engineering for a Changing World: proc of 59th IWK, Ilmenau Scientific Colloquium, Technische Universität Ilmenau, P. 11-15.
4. Oppenheim A., Schafer K. Digital Signal Processing. Moscow, Technosphere, Publ., 2006, (in Russian).
5. Mitsiukhin A. I., Konopelko V. K. Description of the Binary Image Outline of the Object of Interest. Eighth Belarusian Space Congress, Oktober 25-27, 2022. Proceedings of the Congress in 2 Vol, Minsk, OIPI NASBelarus, 2022, Vol.1, pp. 250- 253, ISBN: 978-985-7198-10-8 (Vol. 1), ISBN: 978-985-7198-09-2, (in Russian).
6. Митюхин А. И., Пикиреня И.И. Метод обработки изображения, полученного на основе результатаваэрокосмического мониторинга // Доклады БГУИР. 2021; (4). С. 21–27.
7. Mitsiukhin A. Compressing the geospatial data of testing grounds / A. Mitsiukhin / WSEAS Transactionson Environmentand Development, ISSN: 1790-5079 E-ISSN: 2224-3496 Volume 19, 2023, Art. #125. Pages: 1386- 1391 DOI: 10.37394/232015.2023.19.125. Indexed.by Scopus.

FORECASTING ENERGY CONSUMPTION USING MACHINE LEARNING: A CASE STUDY OF KYRGYZSTAN USING SOCIOECONOMIC DATA

ZH. SAIPIDINOV¹, R. ISAEV¹, G. GIMALETDINOVA¹

¹*Ala-Too International University*

(Bishkek, Kyrgyzstan)

E-mail: zhusupbek.saipidinov@alato.edu.kg

Abstract. As global energy demands soar, understanding and accurately forecasting energy consumption becomes crucial for both economic stability and sustainable development. This paper explores the application of machine learning techniques to predict energy consumption, using the "World Energy Consumption" dataset from Kaggle. Focusing on Kyrgyzstan as a case study, we investigate how factors such as energy per capita, population, and GDP influence energy demand. Employing a regression model, we evaluate the effectiveness of socioeconomic indicators in predicting energy needs. Results demonstrate the potential for these methods to contribute to energy management strategies, though limitations point toward the need for more complex models and broader datasets.

Keywords: energy consumption forecasting, machine learning, regression analysis, socioeconomic factors, linear regression, primary energy consumption, time-series analysis, sustainable energy management, predictive modeling, energy demand trends, developing countries, Kyrgyzstan energy demand

UDC Classification: 333.79 (Energy consumption. Energy use, management, and policy)

Introduction

The main goal of this study is to forecast electricity consumption and demand in Kyrgyzstan for planning purposes using machine learning methods. A future increase in the population and improvement in people's living standards could lead to an unpredictable extension of electricity consumption and a corresponding increase in the peak power demand. In this study, we proposed an approach to forecast electricity consumption and demand using socioeconomic data such as the number of people and households, birth and mortality rates, settlement types, and gross regional product. Predictive analysis is crucial for the planning of investments, and the system itself must be tailored taking into account the variability of energy demand and seasonal influences. As part of this study, we compare the forecasting accuracy of several machine learning algorithms used in this study, which differ from algorithms used in similar works because we included social and economic development indicators. The electricity consumption and demand data of the regional distribution grid company of Kyrgyzstan from 2015 to 2019 will be used. Upon completion of the study, we obtained weekly electricity demand forecasts at 5 AM, 11 AM, 6 PM, and 11 PM. This study can be used as a basis for forecasting electricity consumption and demand in Kyrgyzstan using the demographic and socioeconomic indicators of various sectors.

Background and Significance

Kyrgyzstan has a legacy of old heavy industry and inefficient technologies that significantly affect the present state of the country's economy. More than 90% of Kyrgyzstan's electricity is generated using hydroelectric power plants, and the demand for electricity is rapidly increasing because of technological development alongside the renewed industrialization of the country and the mass replacement of traditional stoves with electric heaters and electric stoves. To explain these predictions, we outline recent data related to the situation and the development of new technology in Kyrgyzstan's energy systems. The national electric fund was installed mainly in the late 1980s, during the collapse of the Soviet Union. In 1995, almost three-quarters of the electricity generation capacity was installed, and these installations are already planned for replacement or refurbishment. In addition, tremendous spring flows produce free energy from existing hydroelectric power plants.

Objectives

This study aims to:

1. Investigate the use of machine learning models in forecasting energy consumption.
2. Understand how factors like population growth and economic indicators (GDP) affect energy demand in Kyrgyzstan.
3. Develop a predictive model that offers reliable forecasts for primary energy consumption.

Literature Review

The demand for energy is growing in step with both economic development and an increase in population. Given the growing importance of energy in the modern world, forecasting its consumption has become paramount. A number of models have been developed to forecast energy consumption using time series, with traditional econometric models and machine learning being the most commonly utilized. This study contributes to the existing literature by applying a Random Forest model to forecast energy consumption, where the features include training data and socioeconomic data. The Random Forest model has potential given that it handles large datasets and can provide an accurate forecast. The model is built using time series data on energy consumption and a set of demographic and socioeconomic features from Kyrgyzstan, a country with an emerging market, and is able to predict monthly energy consumption up to 12 months in advance. The Random Forest model is of interest because the use of training data in conjunction with additional dataset features can enhance forecast performance.

The forecast performance of different models and the impact of related features on machine learning, especially deep learning, and time series were highlighted in previous studies, with a review revealing the different issues and methods of modern statistical modeling. Furthermore, this paper addresses the problem of forecast performance when using additional dataset features as input in comparison to using only the features derived from the time series data. To analyze energy consumption and forecast demand, a model should be developed by combining both time series data on energy consumption as well as data on associated indicators such as population, housing, and road traffic, among others. Additionally, the population and socioeconomic characteristics were identified as important variables in previous studies. Taken together, from a practitioner perspective, this construct validates the stance that both demographic and socioeconomic data have an impact on energy consumption and, importantly, further demonstrates that data-driven models including additional features can achieve superior performance, which is useful for policymakers in developing efficient and targeted strategies.

Methodology. Dataset and Data Collection

The dataset used in this study is the "World Energy Consumption" dataset, publicly available on Kaggle. This dataset provides an extensive range of energy-related metrics for various countries over several years, including energy per capita, population, GDP, and primary energy consumption. For our analysis, we narrowed down the data to focus on Kyrgyzstan, as this enables us to study a specific country's energy trends in detail.

Data Preprocessing and Feature Engineering

Effective preprocessing is essential for building reliable ML models. The data preparation steps included:

- Data cleaning, handling missing values by removing rows with incomplete data, ensuring model robustness.
- Feature selection, we selected `energy_per_capita`, `population`, and `gdp` as the main predictors, as these factors are known to influence energy needs significantly.
- Time-based indexing, converting the `year` column to a datetime format allowed us to sort the data chronologically, making it easier to analyze trends over time.

By creating this feature set, we could analyze energy demand relative to both population and economic growth, two key indicators that typically influence energy consumption.

Model choice and training

Regression models are commonly used for predictive analysis and were well-suited to our task of estimating future energy needs based on historical data. We selected a linear regression model as a starting point due to its simplicity and interpretability. Linear regression is advantageous in cases where the relationship between predictors and the target variable is primarily linear, which often holds true for basic economic data.

Using 80% of the data for training and reserving 20% for testing, we trained the model to predict `primary_energy_consumption` based on `energy_per_capita`, `population`, and `gdp`. This division ensured that the model could generalize well to unseen data.

Results. Model Performance Metrics

The effectiveness of the regression model was evaluated using Mean Absolute Error (MAE) and Mean Squared Error (MSE). These metrics assess the average magnitude of prediction errors, with lower values indicating better model performance. The calculated MAE and MSE were as follows:

MSE: 0.1063847579096529, MAE: 0.24825151457624628

These metrics suggest that the model captures a significant portion of the trend in energy consumption, though some discrepancies exist due to the linear assumption of the model.

Visualizing Model Predictions

To further evaluate the model's accuracy, we plotted the actual vs. predicted energy consumption values for the test set. Figure 1 below illustrates the extent to which the model predictions align with observed values. The trendline suggests that the model follows the actual consumption pattern relatively well but may struggle to capture some nuances due to the linear approach.

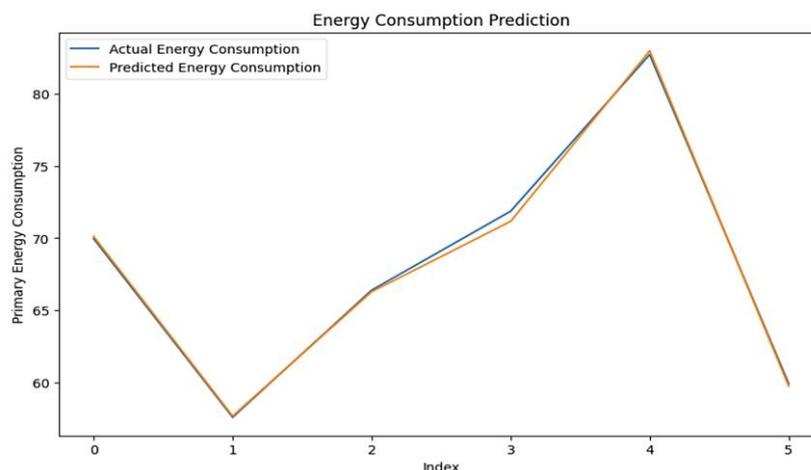


Fig. 1. Actual vs. Predicted Energy Consumption for Kyrgyzstan

The model managed to capture the general upward trend in energy consumption over time, suggesting a positive relationship between socioeconomic factors and energy demand in Kyrgyzstan.

Discussion. Interpretation of Results

The linear regression model showed effectiveness in identifying general trends in energy consumption in Kyrgyzstan, based on economic indicators and population data. Key insights emerged from the model's analysis:

1. Population Growth and Energy Demand: The data indicates a positive correlation between population size and energy consumption, which aligns with economic principles suggesting that a larger population drives higher energy demand due to increased consumption needs.
2. Economic Indicators and Energy Demand: GDP, often viewed as a measure of industrial and economic activity, also strongly correlates with energy demand. This finding supports the idea that economic growth leads to greater energy requirements, a trend noted in previous studies.

Limitations

While the results are promising, several limitations of this study should be noted:

1. Model Simplicity: Linear regression assumes a straightforward, linear relationship between the input features and the target variable. This assumption may overlook complex, non-linear relationships that can arise in real-world energy consumption patterns.

2. Limited Feature Set: Only three socioeconomic factors were included in the model—energy per capita, population, and GDP. However, other important factors, such as climate conditions, seasonal variations, and policy changes, could significantly influence energy demand and were not accounted for here.
3. Data Granularity: The analysis aggregates data at the national level, which could mask regional variations. In countries with diverse geographical and demographic characteristics, such as Kyrgyzstan, local variations in energy demand could provide additional insights.

Future Work

To overcome these limitations, future studies should consider the following:

Advanced models, Using more complex models, such as Random Forests or neural networks (e.g., Long Short-Term Memory networks), could improve prediction accuracy. These models are better suited for capturing non-linear relationships and could be especially valuable in analyzing data with temporal dependencies. Incorporating Additional features, adding variables such as weather patterns, energy pricing, and external factors like policy changes could improve the model's accuracy by accounting for influences on energy demand beyond population and GDP alone. Spatial and temporal analysis, a more detailed approach, analyzing energy demand at the regional or seasonal level, could provide a clearer understanding of local and temporal variations. Distinguishing between urban and rural energy needs, as well as seasonal trends, could refine insights and support more targeted energy management strategies.

In summary, while the linear regression model provided useful insights, incorporating advanced techniques and additional factors would offer a more comprehensive understanding of energy demand patterns in Kyrgyzstan and beyond.

Conclusion

This study demonstrates the use of machine learning, specifically a linear regression model, to forecast primary energy consumption in Kyrgyzstan. By leveraging socioeconomic data, we can observe how factors like population size and GDP correlate with energy demand. The results suggest that while linear models can capture basic trends, they are limited in their ability to handle complex patterns in energy consumption. These findings provide a foundation for further research in the field of energy forecasting, with potential applications for other regions and countries. By building on this approach with more sophisticated models and a broader set of predictors, future studies could produce even more reliable and actionable forecasts. Improved energy consumption forecasts can empower policymakers, utility companies, and environmental agencies to make data-driven decisions, leading to more efficient resource management and sustainable energy use.

Acknowledgments

We would like to acknowledge Kaggle for providing access to the World Energy Consumption dataset, which was instrumental in conducting this analysis.

References

1. Ritchie, H., Roser, M. (2022). "World Energy Consumption." Kaggle.
2. Hyndman, R.J., Athanasopoulos, G. (2018). *Forecasting: Principles and Practice*. Open-source online textbook, Monash University.
3. Bhattacharyya, S.C., & Timilsina, G.R. (2010). "Modelling energy demand in developing countries: Review and assessment." *Energy*, 35(6), 2465-2474.
4. Bianco, V., Manca, O., & Nardini, S. (2009). "Electricity consumption forecasting in Italy using linear regression models." *Energy*, 34(9), 1413-1421.
5. Suganthi, L., & Samuel, A.A. (2012). "Energy models for demand forecasting—A review." *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 16(2), 1223-1240.
6. Jin, Y., & Kim, J. (2018). "Hybrid Machine Learning Models for Energy Consumption Forecasting." *Procedia Computer Science*, 140, 120-130.
7. Ahmad, T., & Chen, H. (2019). "Nonlinear autoregressive artificial neural network model for short-term load forecasting." *Journal of Cleaner Production*, 206, 203-219.
8. Zhong, M., He, X., & Luo, X. (2017). "Machine learning in renewable energy applications: A comprehensive review and analysis." *Energy Reports*, 3, 296-304.
9. Wang, X., & Li, L. (2020). "Forecasting energy consumption using deep learning and the incorporation of socioeconomic and environmental factors." *Energy*, 203, 117945.
10. Mohammadi, M., & Asgarian, F. (2019). "A review of forecasting methods in energy demand and renewable energy applications." *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 106, 262-275.
11. International Energy Agency (IEA). (2021). *World Energy Outlook 2021*. Paris: IEA Publications.

АНТЕННЫЙ КОММУТАТОР ДЛЯ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

А. Л. МАТЮШКОВ¹, Е. Н. КАЛЕНКОВИЧ¹, Н. А. ТИТОВИЧ¹, А. А. ЖУК¹

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: titovich@bsuir.by

Аннотация. В работе рассмотрен антенный коммутатор преселектора радиоприемного тракта обнаружителя источников радиоизлучений.

Abstract. The paper examines the antenna switch of the preselector of the radio receiving path of a detector of radio emission sources.

Введение

Для построения пеленгаторов радиосигналов, реализующих беспойсковый метод пеленгации [1, 2] в широкой полосе частот, необходимы многоходовые преселекторы с высокой частотной избирательностью. Одним из наиболее важных узлов преселектора является антенный коммутатор, который должен обеспечить последовательное переключение антенн при осуществлении поиска источников радиоизлучения по азимуту в диапазоне углов пеленгации от 0 до 360 градусов и иметь низкие потери и коэффициент шума в тракте при прохождении сигнала [3]. В данной работе представлен разработанный антенный коммутатор для подключения шести узконаправленных антенн.

Основная часть

Для обнаружения источников радиоизлучений беспойсковым методом пеленгации в общем случае используют многоканальные пространственно-избирательные устройства, которые осуществляют прием радиосигналов со всех направлений и определяют направление на источник радиоизлучения при помощи большого числа приемных антенн, имеющих узкую диаграмму направленности, а, следовательно, и такого же числа приемных трактов. Для уменьшения числа приемных трактов возможно применение одного или нескольких каналов приема и обработки сигналов и совместно с ними антенного коммутатора, при помощи которого осуществляется подключение необходимой антенны к входу приемного тракта. Структурная схема подключения антенного коммутатора показана на рисунке 1.

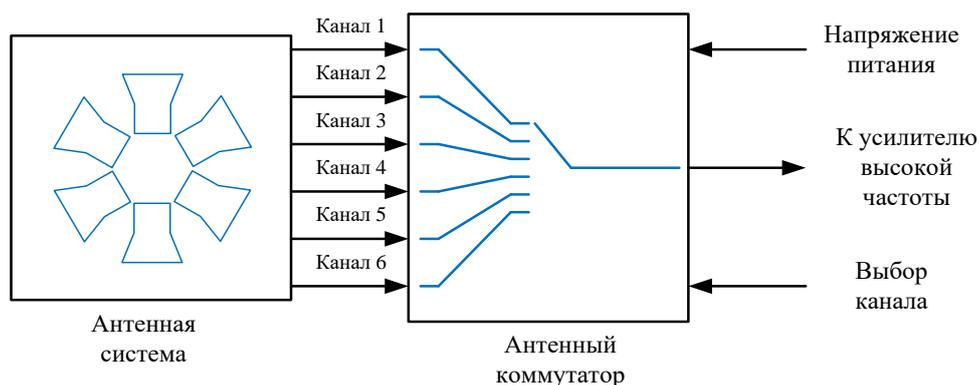


Рис.1. Схема подключения антенного коммутатора.

Антенная система представляет собой шесть пирамидальных рупорных антенн С-диапазона, имеющих ширину основного лепестка диаграммы направленности антенны 60 градусов, которые установлены по кругу и обеспечивают прием сигнала с любого направления в азимутальной плоскости с коэффициентом усиления не менее 10 дБ на частоте 5,8 ГГц. Сигналы с антенн поступают на антенный коммутатор. С выхода антенного коммутатора сигнал подается на усилитель высокой частоты приемного радиотракта. На антенный коммутатор также подаются сигналы управления для выбора номера канала и напряжение питания.

Для коммутации высокочастотных сигналов были использованы СВЧ ключи SKY13522-644LF производства Skyworks [4] в типовой схеме включения. На рисунке 2 показан внешний вид платы реализованного антенного коммутатора.

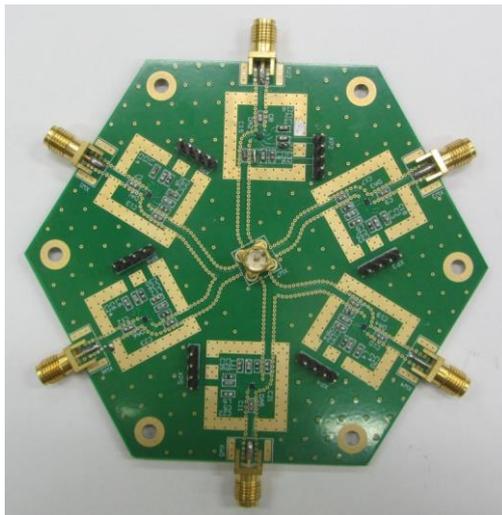


Рис. 2. Внешний вид платы антенного коммутатора.

Внешний вид экспериментального макета для беспойскового обнаружителя радиоизлучений показан на рисунке 3.

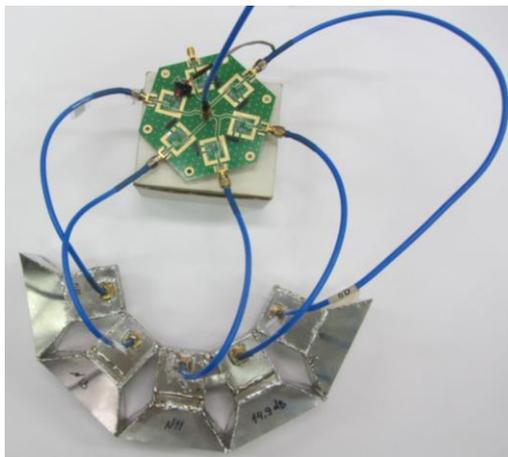


Рис. 3. Экспериментальный макет антенного коммутатора с подключенными антеннами.

Были также проведены измерения параметров потерь в тракте вносимых антенным коммутатором для диапазона частот от 3 до 6 ГГц при напряжении питания 3 В, которые составили 1,3...1,4 дБ для указанной полосы частот и время переключения порядка 560 нс.

Заключение

Был разработан высокочастотный антенный переключатель для беспойскового обнаружителя радиоизлучений С-диапазона частот. Проведенные измерения рабочих параметров коммутатора показали низкий коэффициент потерь в тракте и высокую скорость переключения.

Список использованных источников

1. Основы теории радиоэлектронной борьбы / Под ред. Н. Ф. Николенко. – М. : Воениздат, 1987. – 351 с.
2. Рембовский, А. М., Ашихмин, А. В., Козьмин, В. А. Радиомониторинг : задачи, методы, средства / Под. ред. А. М. Рембовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.
3. Ашихмин, А. В. Технические характеристики и особенности построения автоматических радиопеленгаторов семейства АРТИКУЛ / А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, А. М. Рембовский, А. Р. Сергиенко // «Спецтехника и связь». – 2008. – № 2. – С. 26-35.
4. SKY13522-644LF: High-Isolation (Single-Bit-Control) SPDT Switch // Skyworks [Electronic resource]. – Mode of access: https://www.skyworksinc.com/-/media/skyworks/documents/products/2201-2300/sky13522_644lf_202858f.pdf. – Data of access: 05.11.2024.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УРОВНЯ ТОПЛИВА В ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКАХ

А. А. ДЫДО, В. Т. КРУШЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Email: dydoanton00@gmail.com

Аннотация. Предложена схема определения уровня топлива без использования дополнительных микросхем. Разработана математическая модель определения уровня топлива.

Abstract. A scheme for determining the fuel level without the use of additional microcircuits is proposed. A mathematical model for determining fuel level has been developed.

Введение

Сегодня важной задачей любого крупного промышленного предприятия является создание системы непрерывного мониторинга уровня топлива транспортных средств (ТС). Так как такие устройства необходимы в достаточно больших количествах, остро стоит вопрос понижения стоимости единичного устройства путем использования более эффективных схемотехнических решений и внедрения более гибких алгоритмов определения уровня топлива.

Емкостные уровнемеры строятся на основе конденсаторных преобразователей, изменяющих электрическую емкость в зависимости от степени погружения измерительного преобразователя в жидкость. Емкостные датчики могут применяться для непрерывного измерения уровня как электропроводных, так и неэлектропроводных жидкостей.

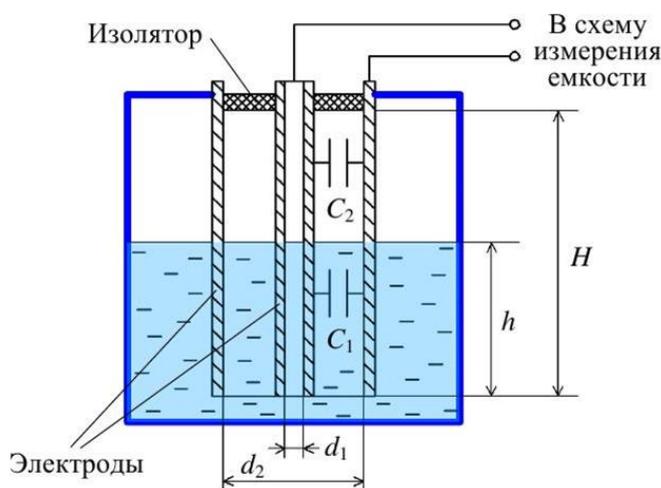


Рис. 1. Принцип действия емкостного датчика

Емкость цилиндрического конденсатора определяется формулой:

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 H}{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)} \quad (1)$$

Для случая частично погруженной измерительной трубки в жидкость емкость определяется формулой:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_{ж}\epsilon_0 h}{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)} + \frac{2\pi\epsilon_{г}\epsilon_0 (H-h)}{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}, \quad (2)$$

где $\epsilon_{ж}$ – относительная диэлектрическая проницаемость жидкости, заполняющей бак ТС,

$\epsilon_{г}$ – относительная диэлектрическая проницаемость газа, заполняющего пространство измерительной трубки.

Таким образом, емкость измерительного элемента полностью определяется геометрическими размерами трубки и химическим составом жидкости и газа, заполняющего бак ТС. Следовательно, и уровень топлива ТС определяется теми же параметрами.

Основная часть

Типовая схема включения измерительной трубки приведена на рисунке 1 ниже. C_1 – измеряемая емкость, контрольная точка 3 – место подключения процессора.

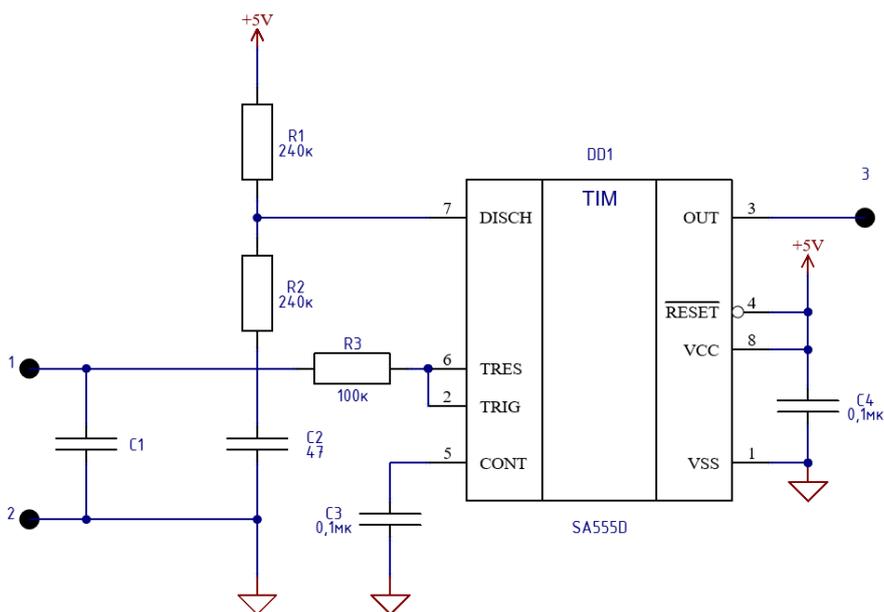


Рис. 2. Типовая схема включения измерительной трубки

Предлагаемая схема включения измерительной трубки приведена на рисунке 2 ниже. C_1 – измеряемая емкость, контрольная точка 1 – выход процессора, генерирующего прямоугольные импульсы, 2 – вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

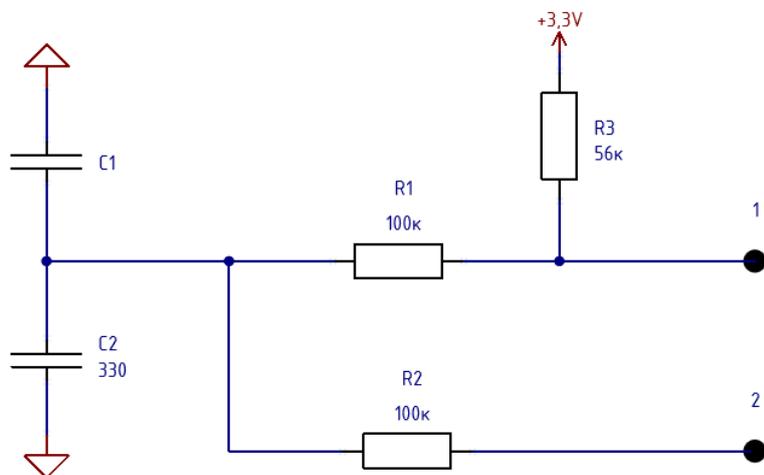


Рис. 3. Предлагаемая схема включения измерительной трубки

В данном случае будет использован способ определения напряжения на выходе RC -цепи, включающей переменный конденсатор в виде измерительной трубки. На вход измеряемой цепи подается сигнал прямоугольных импульсов, длительность и скважность которых управляется источником сигнала. Постоянная времени исследуемой цепи определяется формулой,

$$\tau = R(C_1 + C_2), \quad (3)$$

где C_1 – переменная емкость измеряемой трубки.

Для определения напряжения на выходе RC -цепи воспользуемся формулой,

$$u(\tau) = U_1 + (U_0 - U_1)e^{-\frac{T}{\tau}}, \quad (4)$$

где U_1 – напряжение импульсов, генерируемые источником сигнала,

$U_0 = 0$ В,

T – длительность импульса высокого уровня, генерируемого источником сигнала.

Для формирования размаха по напряжению на входе АЦП необходимо, чтобы постоянная времени RC -цепи находилась в диапазоне $0,5T < \tau < 4T$. При таком соотношении постоянной времени и длительности импульса будет достигнут оптимальный размах по напряжению на входе АЦП. Для задания такого режима работы схемы используется конденсатор C_2 .

Ниже приведены результаты моделирования предлагаемой схемы включения измерительной трубки. Моделирование произведено в программе LTspice. Синим цветом изображена форма генерируемых импульсов, черным – напряжение на выходе цепи для типовых значений емкости измерительной трубки.

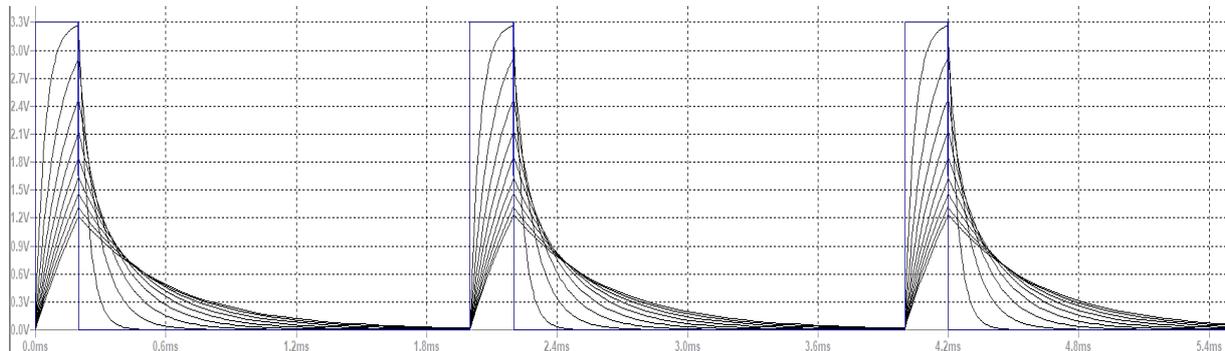


Рис. 4. Зависимость напряжения на выходе исследуемой цепи от времени для некоторых значений емкости C_1

Зависимость емкости измерительной трубки от ее высоты погружения в топливо можно представить в виде:

$$C(h) = kh + b, \quad (5)$$

Таким образом, принимая во внимание формулы (2), (4) и (5), существует однозначная связь между напряжением на входе АЦП и определяемым уровнем топлива ТС. Коэффициенты в формуле (5) зависят от размеров измерительной трубки, требуемой для конкретного вида ТС, и могут быть определены в процессе калибровки и тарировки датчика.

Зависимость измеряемого уровня топлива от напряжения заряда исследуемой цепи имеет вид:

$$h(u) = \frac{-T}{kR \ln\left(\frac{u-U_1}{U_0-U_1}\right)} - \frac{b}{k'} \quad (6)$$

При экспериментальной установке значений коэффициентов k и b в формуле (6), график зависимости может иметь вид, показанный на рисунке ниже.

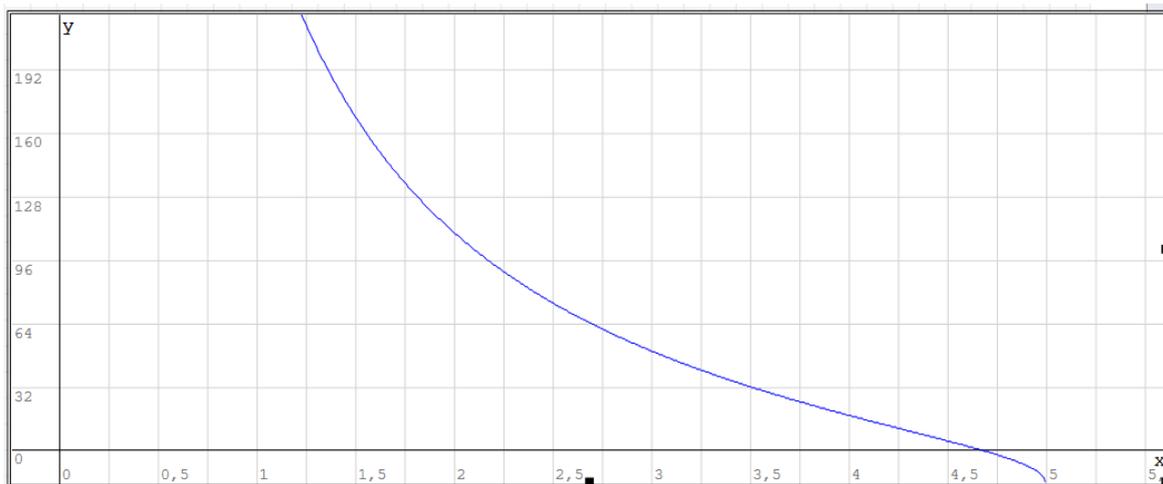


Рис. 5. График зависимости уровня топлива от напряжения на выходе исследуемой цепи

Таким образом, для предлагаемой схемы включения измерительной трубки, уровень топлива транспортного средства однозначно определяется номиналами компонентов схемы, параметрами испытательного сигнала и измеренным напряжением на выходе исследуемой цепи.

Стоит отметить, что для полного разряда RC -цепи, скважность генерируемых прямоугольных импульсов должна быть порядка 10. При использовании данной схемы совместно с алгоритмом усреднения измерений за последние N импульсов может быть достигнута точность измерений порядка 1-2%.

Заключение

Согласно приведенным графикам, предложенная схема может быть использована в целях снижения затрат на производство датчика путем уменьшения количества компонентов схемы и снижения затрат на разработку устройства путем гибкого подстраивания параметров испытательного импульсного сигнала, что позволяет использовать схему с различными видами и формами измерительной трубки.

Список использованных источников

1. В. Б. Топильский. Схемотехника измерительных устройств. — М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. - 232 с.:
2. Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости. — Л.: Энергоиздат. Денингр. отд. 1981. - 288 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МОДЕЛЕЙ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ КЛАССА НАДЁЖНОСТИ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

С. М. БОРОВИКОВ, В. О. КАЗЮЧИЦ, И. В. РУСАК

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: bsm@bsuir.by

Аннотация. Рассматривается применение статистического имитационного моделирования для исследования эффективности моделей, используемых в начальный момент времени ($t = 0$) для индивидуального прогнозирования надёжности изделий электронной техники для заданной (будущей) наработки по значениям информативных параметров изделий при $t = 0$. Особенностью исследуемых моделей прогнозирования является наличие операции преобразования информативных параметров конкретного экземпляра в дискретный двоичный или троичный код с последующим принятием решения о классе надёжности экземпляра (класс надёжных или класс потенциально ненадёжных экземпляров) по набору двоичных или троичных кодовых сигналов, полученных для этого экземпляра. Статистическое имитационное моделирование использовано для генерирования на компьютере результатов обучающего эксперимента, представляющего собой таблицу с указанием номера экземпляра, значений его информативных параметров и класса экземпляра по результатам виртуальных испытаний, соответствующих с точки зрения надёжности изделий заданной наработке. Генерировалось три информативных параметра, объём обучающей выборки составлял 5000 экземпляров. Условия моделирования (генерирования на компьютере) значений информативных параметров выбраны с учётом законов их распределения, полученным отдельно для экземпляров обоих классов, используя обработку результатов реального обучающего эксперимента, выполненного для биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А. Эффективность интересующих моделей прогнозирования определена путём получения моделей с использованием смоделированного обучающего эксперимента и дальнейшего их применения для прогнозирования класса надёжности экземпляров четырёх, специально сгенерированных контрольных выборок, классы надёжности экземпляров которых для заданной наработки были известны.

Abstract. The article considers the application of statistical simulation modeling for studying the efficiency of models used at the initial moment of time ($t = 0$) for individual forecasting of reliability of electronic products for a given (future) operating time based on the values of informative parameters of products at $t = 0$. The peculiarity of the studied forecasting models is the presence of an operation of converting the informative parameters of a specific instance into a discrete binary or ternary code with subsequent decision-making on the reliability class of the instance (the class of reliable or the class of potentially unreliable instances) based on a set of binary or ternary code signals obtained for this instance. Statistical simulation modeling is used to generate on a computer the results of a training experiment, which is a table indicating the instance number, the values of its informative parameters and the instance class based on the results of virtual tests corresponding to a given operating time from the point of view of product reliability. Three informative parameters were used; the volume of the training sample was 5000 instances. The conditions for modeling (generating on a computer) the values of informative parameters were selected taking into account the laws of their distribution, obtained separately for instances of both classes, using the processing of the results of a real training experiment performed for high-power bipolar transistors of the KT872A type. The efficiency of the forecasting models of interest was determined by obtaining models using a simulated training experiment and their subsequent application for forecasting class of the reliability of instances of four specially generated control samples, class of the reliability of instances of which for a given operating time were known.

Введение

Одним из подходов к обеспечению повышенной надёжности ответственных электронных устройств является отбор и использование в составе устройств экземпляров (образцов) изделий электронной техники (ИЭТ), отвечающих требованию надёжности. В инженерной практике находят применение методы прогнозирования надёжности, основанные на использовании информативных параметров ИЭТ. Эти методы позволяют в начальный момент времени для интересующего типа ИЭТ, используя заранее полученную модель прогнозирования, разделить выборку (партию) готовых изделий, прошедших выходной контроль и признанных годными для поставки потребителю, на два класса:

K_1 – класс надёжных экземпляров для заданной наработки t_3 ;

K_2 – класс потенциально ненадёжных экземпляров для наработки t_3 .

Потенциально ненадёжные экземпляры – это такие экземпляры, которые с большой вероятностью откажут раньше заданной наработки t_3 из-за наличия в них скрытых дефектов, не выявленных производственным контролем при изготовлении ИЭТ.

Актуальность исследований

Разделение в начальный момент времени выборки ИЭТ на два класса надёжности выполняют путём контроля информативных параметров у каждого экземпляра выборки. Для принятия в начальный момент времени решения о классе экземпляра, к которому он будет принадлежать для интересующей заданной наработки t_3 , используют модель прогнозирования, в которую подставляют значения информативных параметров прогнозируемого экземпляра. Модель получают заранее, исследуя на надёжность часть экземпляров той выборки однотипных ИЭТ, для которой в дальнейшем будет выполняться прогнозирование класса надёжности для наработки t_3 . Эту часть выборки называют обучающей, её объём составляет примерно 30...100 экземпляров. Исследования на надёжность экземпляров обучающей выборки (эти исследования называют обучающим экспериментом) выполняют, используя ускоренные испытания в течение времени, эквивалентном заданной наработке t_3 . Модель прогнозирования получают в виде [1]

$$\begin{aligned} j \in K_1, \text{ если } F[x_1^{(j)}, \dots, x_k^{(j)}] \geq P_0 \\ j \in K_2, \text{ если } F[x_1^{(j)}, \dots, x_k^{(j)}] < P_0, \end{aligned} \quad (1)$$

где символ j означает конкретный экземпляр; $x_1^{(j)}, x_2^{(j)}, \dots, x_k^{(j)}$ – значения информативных параметров j -го экземпляра; $F[\dots]$ – прогнозирующая функция, подсчитанная для j -го экземпляра; k – число информативных параметров, используемых для индивидуального прогнозирования класса надёжности (обычно $k = 2 \dots 5$); P_0 – порог разделения классов, выбираемый экспериментально из условия лучшего разделения на классы экземпляров обучающей выборки.

Полученную модель (1) применяют для прогнозирования класса однотипных экземпляров, не принимавших участия в обучающем эксперименте. Эта процедура включает измерение информативных параметров x_1, \dots, x_k у прогнозируемого экземпляра, подсчёт значения прогнозирующей функции $F[\dots]$ и принятие по (1) решения о классе надёжности экземпляра по прогнозу для будущей наработки t_3 . Необходимость выполнения сложных расчётов по определению прогнозирующей функции $F[\dots]$, входящей в (1), ограничивает, а во многих случаях сдерживает применение рассматриваемого вида индивидуального прогнозирования в инженерной практике.

Интерес представляют методы, в которых информативные параметры экземпляра (ИЭТ) преобразуют в дискретный двоичный [1–3] или троичный [4] коды. В этих методах модель прогнозирования класса надёжности экземпляров, не принимавших участия в предварительных исследованиях, может быть представлена логической таблицей, показывающей, какой комбинации двоичных или троичных кодовых сигналов соответствуют по прогнозу экземпляры, например класса K_1 .

Возникает вопрос об эффективности методов, основанных на преобразовании информативных параметров в кодовые сигналы. В качестве показателя эффективности метода прогнозирования можно использовать вероятность принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ в предположении применения (1) к экземплярам обучающей выборки, действительный класс которых для наработки t_3 известен по результатам обучающего эксперимента. Использование обучающих выборок из-за их ограниченного объёма (обычно не более 100...200 экземпляров) не позволяет получить аргументированный ответ на этот вопрос. Ответ на указанный вопрос можно получить, используя обучающую выборку очень большого объёма и статистическое имитационное моделирование обучающего эксперимента на компьютерной технике. Целью данной работы является определение эффективности моделей, использующих преобразование информативных параметров в дискретные коды для прогнозирования класса надёжности ИЭТ, и их сравнение с моделями, получаемыми методом статистических решений [1].

Методика исследования

Для получения ответа на вопрос об эффективности моделей прогнозирования, использующих преобразование информативных параметров в дискретные коды, экспериментально исследованы закономерности информативных параметров ИЭТ для классов надёжности K_1 и K_2 на примере биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А и с учётом этого выбраны условия генерирования информативных параметров при статистическом имитационном моделировании на компьютере обучающего эксперимента. Использование компьютерной техники предоставляет возможность генерировать обучающую выборку, включающую тысячи экземпляров каждого класса (K_1 и K_2).

Результаты обучающего эксперимента, смоделированного на компьютере, были использованы для получения моделей прогнозирования для случаев преобразования информативных параметров как в двоичные (1 и 0), так и троичные (1, 0, R) кодовые сигналы, где код «1» характеризует близость экземпляра к классу K_1 , код «0» – близость к классу K_2 , а код «R» означает неопределённость класса экземпляра. Полученные модели прогнозирования были применены для прогнозирования экземпляров обучающей выборки (5000 экземпляров) и четырёх контрольных выборок, каждая объёмом также 5000 экземпляров. Количество экземпляров класса надёжных (n_1) и потенциально ненадёжных (n_2) для выборок: $n_1 = 3000$, $n_2 = 2000$. Действительный класс

экземпляров контрольных выборок был известен до процедуры применения моделей прогнозирования. Путём сравнения прогнозного класса экземпляра с действительным классом были определены вероятности принятия правильных решений $P_{\text{прав}}$ для моделей прогнозирования, основанных на использовании прогнозирующих функций, получаемых с использованием разных подходов: классического метода статистических решений [1] и с использованием преобразования информативных параметров в двоичный [1–3] и троичный [4] коды.

Результаты эффективности моделей

Пояснение информативных параметров, используемых для биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А, размерность параметров и режим их измерения приведены в таблице 1. Обозначения параметров электрического режима, принятые в этой таблице: $U_{КЭ}$, $U_{КБ}$ – напряжение коллектор-эмиттер и напряжение коллектор-база; I_B , I_K – ток базы и ток коллектора.

Таблица 1. Информация об информативных параметрах

Обозначение информативного параметра	Пояснение	Размерность	Режим измерения
$x_1 \rightarrow h_{21Э}$	Статический коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером	–	$U_{КЭ} = 5 \text{ В};$ $I_K = 7 \text{ А}$
$x_2 \rightarrow I_{КБ0}$	Обратный ток коллектора при разомкнутом выводе эмиттера	мкА	$U_{КБ} = 500 \text{ В}$
$x_3 \rightarrow U_{КЭнас}$	Напряжение насыщения коллектор-эмиттер	мВ	$I_B = 3,5 \text{ А};$ $I_K = 7 \text{ А}$

Анализируя экспериментальные данные результатов обучающего эксперимента (на примере транзисторов КТ872А), установлено, что для описания распределения информативных параметров, рассматриваемых отдельно для экземпляров классов K_1 и K_2 , «не работает» гипотеза о нормальном распределении. Информативные параметры в классах K_1 и K_2 неплохо описываются трёхпараметрическим распределением Вейбулла-Гнеденко, согласно которому модель плотности распределения информативного параметра (обозначен через x) в каждом классе имеет вид [5]

$$f(x, a, b, c) = \begin{cases} \frac{b}{a} \left(\frac{x-c}{a} \right)^{b-1} \exp \left[- \left(\frac{x-c}{a} \right)^b \right] & \text{для } x > c \\ 0 & \text{для } x \leq c, \end{cases} \quad (2)$$

где $a > 0$ – параметр масштаба; $b > 0$ – параметр формы; c – параметр сдвига, $x > c$.

Используя результаты реального обучающего эксперимента, для (2) получены параметры a , b и c для классов надёжности K_1 и K_2 для случая трёх информативных параметров, указанных в таблице 1. С учётом этого выбраны условия генерирования при статистическом имитационном моделировании информативных параметров, соответствующих экземплярам классов K_1 и K_2 (таблица 2).

Таблица 2. Условия моделирования информативных параметров

Параметр распределения Вейбулла-Гнеденко	Информативный параметр для экземпляров класса K_1			Информативный параметр для экземпляров класса K_2		
	$x_1 \rightarrow h_{21Э}$	$x_2 \rightarrow I_{КБ0}$	$x_3 \rightarrow U_{КЭнас}$	$x_1 \rightarrow h_{21Э}$	$x_2 \rightarrow I_{КБ0}$	$x_3 \rightarrow U_{КЭнас}$
a	0,963	0,0889	112,8	0,719	0,062	330,8
b	3,684	4,569	1,310	2,754	2,109	1,430
c	2,717	0,123	421,3	2,529	0,182	400,7

Параметры a и c распределения Вейбулла-Гнеденко, указанные в таблице 2, являются размерными. В данном случае размерность: для $I_{КБ0}$ – мкА, для $U_{КЭнас}$ – мВ.

Генерирование информативных параметров для обучающей и контрольных выборок выполнялось по следующему вычислительному алгоритму:

$$x = c + a[-\ln(1-r)]^{1/b}, \quad (3)$$

где r – случайные равномерно распределённые числа в диапазоне (0...1).

В таблице 3 приведены значения $P_{\text{прав}}$, полученные для обучающей выборки, и средние значения $P_{\text{прав}}$ – по результатам применения исследуемых моделей к четырём контрольным выборкам.

Таблица 3. Эффективность моделей прогнозирования

Описание прогнозирующей функции F в (1), ссылка на источник	Значение порога P_0 в (1)	Вероятность $P_{\text{прав}}$ для выборки	
		обучающей	контрольной
Преобразование информативных параметров в дискретные кодовые сигналы			
Сумма весовых коэффициентов двоичных кодовых сигналов [1–3]	1,704	0,8818	0,8803
Сумма весовых коэффициентов кодовых сигналов 1, 0 и R [4]	1,428	0,9246	0,9151
Метод статистических решений			
Логарифм отношения правдоподобия с использованием гипотезы о нормальном распределении информативных параметров в классах K_1 и K_2 [1]	0	0,9132	0,9116
Логарифм отношения правдоподобия с использованием гипотезы о распределении информативных параметров в классах K_1 и K_2 по закону Вейбулла-Гнеденко [5]	0	0,9136	0,9062

Заключение

Применение в практике описанных в [1–4] моделей прогнозирования класса надёжности ИЭТ для заданных наработок, основано на преобразовании информативных параметров в дискретный код. Модели прогнозирования в этих случаях могут быть представлены логическими таблицами, показывающими, как по набору (комбинации) двоичных или троичных сигналов принять решение о классе экземпляра, к которому по прогнозу он будет принадлежать для заданной наработки. Но возникает вопрос о качестве прогнозирования с помощью таких моделей. Для получения достоверного ответа на этот вопрос использовано статистическое имитационное моделирование обучающего эксперимента, включающее генерирование информативных параметров, соответствующих классам надёжных (K_1) и потенциально ненадёжных (K_2) экземпляров. Условия моделирования получены на основе анализа результатов реального обучающего эксперимента, выполненного для биполярных транзисторов большой мощности типа КТ872А. На примере смоделированных обучающей и четырёх контрольных выборок большого объёма (5000 экземпляров каждая) сделана оценка и сравнение по вероятности принятия правильных прогнозов моделей, использующих преобразование информативных параметров в дискретный код, и моделей, получаемых методом статистических решений.

Установлено, что модель, использующая преобразование информативных параметров в троичный код (1, 0 и R – неопределённость) обеспечивает лучшие результаты прогнозирования для контрольных выборок. Модель прогнозирования, получаемая методом статистических решений в предположении распределения информативных параметров по закону Вейбулла-Гнеденко, уступает ей по эффективности. Объясняется это тем, что для некоторых экземпляров выборок нарушается условие $x > c$ и, как следствие, используя (2), не удаётся получить отношение правдоподобия, что вынуждает отказаться от прогнозирования класса надёжности таких экземпляров, а это в условиях инженерной практики равносильно отнесению экземпляра к классу потенциально ненадёжных экземпляров.

Список использованных источников

1. Боровиков С. М. Статистическое прогнозирование для отбраковки потенциально ненадёжных изделий электронной техники: монография. М.: Новое знание, 2013. – 343 с.
2. Боровиков С. М. Метод прогнозирования надёжности изделий электронной техники / С. М. Боровиков, А. В. Емельянов, А. А. Хмыль, А. И. Бересневич // Доклады НАН Беларуси, 2006, Т. 50, № 4. – С. 105-109.
3. Боровиков С. М. Прогнозирование надёжности изделий электронной техники методом пороговой логики / С. М. Боровиков, А. И. Бересневич, А. А. Хмыль, А. В. Емельянов, И. Н. Цырельчук // Доклады БГУИР, 2006, № 2(14). – С. 49-56.
4. Казюциц В. О. Прогнозирование класса надёжности изделий электронной техники методом преобразования информативных параметров в дискретный код / В. О. Казюциц, С. М. Боровиков, М. П. Батура, Е. Н. Шнейдеров // Доклады ТУСУР, 2023, Т. 26, № 1. – С. 91-97.
5. Правила определения оценок и доверительных границ для параметров распределения Вейбулла. ГОСТ 11.007–75, Москва, 1980. – 30 с.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО УРОВНЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А. В. ГРИНКЕВИЧ, ЯН МЬО АУНГ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: grinkevich@bsuir.by

Abstract. Methodological approach in evaluation of the radio-technical systems technical level in case of imperfect initial data is presented. Obtained result of the technical level evaluation may be used to make decision on design, production and operation of radio-technical systems.

Введение

Радиотехническая система (РТС) – это совокупность различных устройств, которые используются для передачи, приема, обработки и хранения информации с использованием радиоволн. Современные РТС превратились в сложные системы, обладающие множеством различных характеристик, таких как разрешение, дальность действия, частотный диапазон, точность, устойчивость к помехам, надежность и т.д.

Обеспечение и повышение качества выпускаемых РТС – одна из главных задач производства. В решении этой задачи важная роль отводится контролю качества на всех этапах производства с целью проверки соответствия показателей качества установленным требованиям. При этом качество РТС представляет меру конструктивного и эксплуатационного совершенства, проявляющуюся в полезных свойствах, совокупность и значения которых отражают возможность удовлетворения требований, предъявляемых на данном этапе к РТС.

Методика оценки ТУ РТС

Оценка уровня качества представляет совокупность операций, включающих выбор номенклатуры показателей качества оцениваемой РТС, определение значений этих показателей, сравнение их с базовыми значениями или с установленными требованиями и определение степени их соответствия. В зависимости от цели оценки можно сделать выводы:

- качество оцениваемой продукции выше, ниже или на уровне базового образца (образца РТС с которым проводится сравнение);
- качество продукции соответствует или не соответствует установленным требованиям (нормам).

Рассмотрен методический подход к сравнительной оценке радиотехнических систем. Приведен вариант реализации разрабатываемой программы расчета оценки технического уровня РТС, написанной на языке C++.

В докладе приводится методика оценки технического уровня РТС.

В настоящее время наибольшее развитие получили методы сравнения РТС, основанные на сравнении их технического уровня. Такое сравнение заключается в сопоставительной оценке технического уровня аналогичных по назначению РТС.

Технический уровень образца – это относительная характеристика его качества, основанная на сравнении значений показателя качества оцениваемого образца с некоторым базовым (эталонным) значением. Численно технический уровень (ТУ) образца выражается через коэффициент технического уровня (КТУ).

Процедура определения технического уровня не требует сложных моделей и может быть выполнена небольшой группой специалистов в данной области. Кроме того, показатель технического уровня определяет соизмеримость образцов между собой, что показывает во сколько раз (или насколько процентов) один образец имеет преимущество перед другим.

Расчет коэффициента технического уровня РТС включает четыре основных этапа:

- 1) определение перечня показателей, необходимых для оценки;
- 2) формирование группы аналогов и выделение из их числа базового образца;

- 3) установление значений единичных показателей технического уровня;
- 4) сравнение значений показателей ТУ оцениваемых образцов с базовым.

Для определения номенклатуры показателей ТУ, необходимых для оценки, требуется ТУ представить в виде иерархической структуры показателей. При составлении многоуровневой иерархической структуры на самом высоком уровне находится технический уровень, а на самом низком уровне – показатели, характеризующиеся тактико-техническими характеристиками.

При формировании группы аналогов включают однотипные уже существующие отечественные и зарубежные образцы РТС. В качестве базовых образцов, относительно которых производится сравнительная оценка, экспертным путем выбираются общепризнанно лучшие образцы РТС.

Далее определяются числовые значения единичных показателей ТУ, которые представляют собой тактико-технические и эксплуатационные характеристики и являются элементами нижнего уровня иерархической структуры.

На рис.1 показан один из возможных вариантов реализации программы расчета оценки технического уровня РТС.

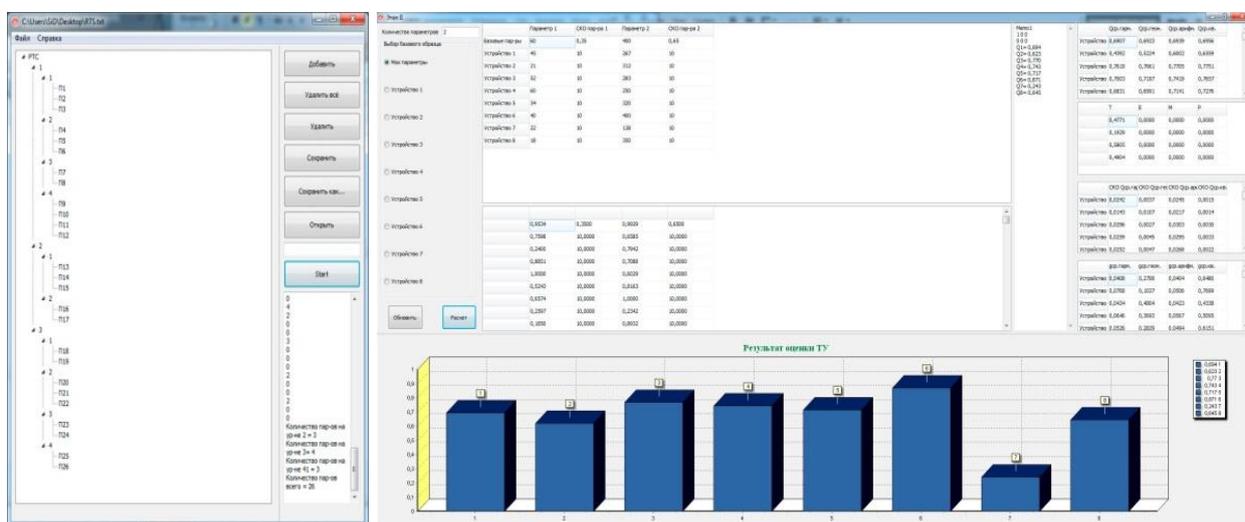


Рис. 1. Вариант реализации программы расчета оценки технического уровня РТС

Заключение

Разработанная методика оценки ТУ РТС позволяет оценить качество (технический уровень) РТС. В результате преимущество описанного подхода по сравнению с известными заключается в более точной, правильной и достоверной оценке полученного результата (оценке ТУ РТС). Таким образом, оценка ТУ образцов по предложенной методике позволит решать следующие задачи: осуществлять контроль качества и выбор наилучших образцов РТС; обосновывать целесообразность снятия с производства РТС; прогнозировать требования к РТС, их качеству и ТУ; стимулировать повышение качества и объемы производства РТС.

Список использованных источников

1. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения.
2. Хасханов Д.Н. Основы квалиметрии. Улан-Удэ, 2003
3. Шишкин И.Ф. Теоретическая метрология. Часть 1. Общая теория измерений. СПб, 2010.

МЕТОДИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ВЫБОРУ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННЫХ РАДИОСЕТЕЙ ПАКЕТНОГО ОБМЕНА ДАННЫХ

В. Н. ГОРЧАКОВ, С. В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: kozlov@bsuir.by

Аннотация. В статье рассматриваются децентрализованные радиосети пакетного обмена данных, такие как MANET. Обсуждаются преимущества этих сетей, а также проблемы, такие как кратковременность соединений и потери пакетов. Рассматриваются критерии выбора сигнально-кодовых конструкций. Предложена математическая модель оптимизации выбора сигнально-кодовых конструкций, учитывающая факторы, влияющие на качество обслуживания и эффективность радиоинтерфейса.

Abstract. The article discusses decentralized packet-switched radio networks, such as MANET. It addresses the advantages of these networks as well as issues such as the transient nature of connections and packet loss. The criteria for selecting signal-code constructions are examined. A mathematical model for optimizing the choice of signal-code constructions is proposed, taking into account factors that influence the quality of service and the efficiency of the radio interface.

Введение

Децентрализованные радиосети пакетного обмена данных – беспроводные сети, в которых узлы могут взаимодействовать друг с другом без использования фиксированной инфраструктуры и центральных узлов: базовых станций, шлюзов, центральных маршрутизаторов (Рис. 1). Каждый узел такой сети функционирует в качестве приемника, передатчика и маршрутизатора, для обеспечения связи с другими устройствами. Децентрализованные радиосети, как правило, используют протоколы динамической маршрутизации, что позволяет при перемещении узлов оптимально изменять топологию всей сети.

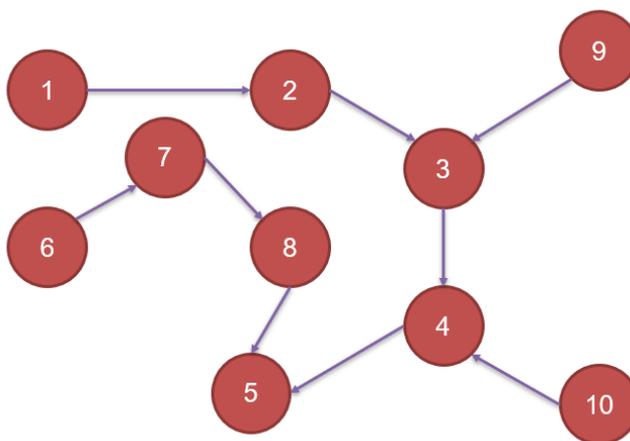


Рис. 1. Децентрализованная радиосеть пакетного обмена данных.

Существует несколько разновидностей децентрализованных радиосетей. Рассмотрим некоторые из них.

Mesh сети – это радиосети с ячеистой архитектурой, которые. В таких сетях могут быть как мобильные, так и стационарные абоненты, которые получают доступ к одному из маршрутизаторов в пределах радиуса действия сети. Топология этих сетей представляет собой звезду с произвольным соединением узлов.

Ad hoc сети – это радиосети, состоящие из случайно перемещающихся мобильных абонентов, которые обеспечивают полностью децентрализованное управление без необходимости в базовых станциях или опорных узлах. Топология таких сетей является фиксированной, при этом узлы соединяются случайным образом.

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2024»

Открытая республиканская научно-практическая интернет-конференция,
21-22 ноября 2024 г., Минск, Республика Беларусь

MANET сети – это радиосети, состоящие из случайно перемещающихся мобильных абонентов, которые обеспечивают полностью децентрализованное функционирование без наличия базовых станций или опорных узлов. Топология таких сетей быстро изменяется, узлы соединяются случайным образом.

Основные особенности MANET включают:

- Децентрализованное управление: В таких сетях нет центрального управления, что позволяет каждому узлу самостоятельно принимать решения о передаче данных.
- Отсутствие базовых станций: MANET не требует установки фиксированных узлов или базовых станций, что делает их более гибкими и мобильными.
- Функции маршрутизатора: Каждый узел в сети может выполнять функции маршрутизатора, что позволяет передавать данные от одного узла к другому без необходимости в центральном узле.

Эти преимущества делают MANET хорошим выбором для обеспечения связи на удаленных, перемещающихся объектах. Использование беспроводной самоорганизующейся сети часто является единственным приемлемым вариантом для организации информационного обмена в опасных и быстроизменяющихся условиях. Развертывание систем связи на базе традиционных централизованных беспроводных и проводных технологий может быть сложной и дорогой. Кроме того, установка фиксированных узлов снижает мобильность сети, что делает ее менее эффективной в условиях, когда узлы могут быть перемещены, подавлены, разрушены.

Несмотря на все эти преимущества, самоорганизующиеся сети пока не получили широкого распространения на практике. Это связано с тем, что в условиях постоянно меняющейся сетевой структуры возникают определенные проблемы, которые затрудняют передачу данных. К основным факторам, влияющим на это, можно отнести:

- Кратковременность соединений. Соединения между узлами могут существовать очень недолго из-за быстрого изменения сетевой структуры.
- Искажение информации. В радиоканалах могут возникать помехи, что приводит к искажению передаваемых данных.
- Задержки передачи. Низкая пропускная способность радиоканалов может вызывать значительные задержки в передаче пакетов данных.
- Применение более сложных алгоритмов маршрутизации. Топология сети регулярно перестраивается в зависимости из изменения состояния узлов.
- Потери пакетов. Могут возникать перегрузки сети, что приводит к потере данных.

Эти проблемы могут снижать объем передаваемой информации и увеличивать время доставки данных, что является крайне нежелательным в сферах применения, где важна оперативность, точность и полнота полученной информации. Таким образом, необходимо обеспечить оптимальную работу сети на различных уровнях. В настоящей работе остановимся на физическом уровне, так как именно от него зависят характеристики канала связи между различными узлами.

Обоснование критериев выбора сигнально-кодовой конструкции

При передаче информации на физическом уровне по децентрализованным радиосетям пакетного обмена важную роль играют сигнально-кодовые конструкции, включающие в себя схемы модуляции и кодирования. Модуляция необходима для преобразования потока цифровых данных в высокочастотные сигналы. Могут применяться такие типы модуляции, как *ASK*, *PSK*, *FSK*, *CPM*, *OFDM* и др. Помехоустойчивые коды позволяют обнаружить и исправлять битовые ошибки через внесение избыточности в передаваемую информацию, что позволяет улучшить помехоустойчивость при влиянии на канал связи преднамеренных и непреднамеренных помех. В децентрализованных сетях находят применения блочные, сверточные и каскадные коды. Возможно применение таких кодов, как коды *Hamming*, *RS*, *BCH*, *LDPC*, *Polar*, *Turbo* и др.

Ширина спектра ΔF определяет диапазон частот, используемый для передачи сигнала. При выборе более широкой полосы увеличивается пропускная способность сети. Использование узкой полосы частот может приводить к снижению пропускной способности и повышать вероятность битовой ошибки (*BER*). Также ширина спектра накладывает ограничение на дальнейший выбор вида модуляции. При выборе ширины спектра также необходимо учитывать спектральную эффективность, которая выражает отношение скорости передачи данных к ширине спектра.

Сложность формирования и демодуляции сигнала. Сложность формирования зависит от типа модуляции. Например, схемы *ASK*, *FSK*, *PSK*, *CPM* модуляции просты в реализации относительно таких, как *QAM*, *OFDM*, *DSSS* требующих более сложных алгоритмов и аппаратных возможностей для реализации. Процесс формирования сигнала сопровождается цифровой обработкой. Более сложные алгоритмы могут требовать больше вычислительных ресурсов, что создаёт требования к аппаратным ресурсам. Могут потребоваться более производительные системы. Сложность демодуляции также зависит от типа исходной модуляции и алгоритмов обработки. Также возможно применение адаптивных подходов.

Сложность декодирования зависит от типа применяемого кода и метода его декодирования. К кодам с относительно простой реализацией можно отнести *Hamming*, *RS*, *BCH*. К сложным – *LDPC*, *Polar*, *Turbo* коды.

Секция 4 «Радиотехнологии и их элементная база»

Некоторые современные коды декодируются итеративными алгоритмами (*LDPC*). В этом случае с повышением числа итераций растут затраты на вычисления, что требуют повышения требования к аппаратным ресурсам.

Время задержки. Время декодирования при использовании блочных кодов зависит от длины кодового слова N , так как изначально происходит накопление до полного блока и только после этого декодирование. Большее число итераций позволяет корректировать больше битовых ошибок, но приводит к увеличению времени декодирования. Задержка при декодировании также зависит от аппаратных ресурсов. Более производительные процессоры позволяют выполнить декодирование быстрее. Уменьшение задержек также можно производится через параллелизацию с использованием многопроцессорных систем и систем на кристалле на базе ПЛИС.

Устойчивость к пакетным ошибкам. Данный критерий зависит от корректирующих свойств кода и вида модуляции. Выбирается такая сигнально-кодовая конструкция, которая обеспечивает вероятность битовой ошибки *BER* не ниже заданного значения, при фиксированном значении E_b/N_0 .

Требуемое E_b/N_0 . Мощность передачи. Энергопотребление. При воздействии помех на узел увеличивается значение спектральной плотности мощности шума и отклонения от требуемого значения E_b/N_0 , что приводит к ухудшению качества соединения. При увеличении мощности передачи будет возрастать излучаемая энергия на один бит E_b , что улучшит качество соединения за счет изменения соотношения E_b/N_0 . Однако при возрастании мощности передачи, возрастает и энергопотребление, что приводит к более быстрому расходу ресурса аккумулятора мобильного узла. Исходят из этой проблемы можно сделать вывод, а необходимости реализовали алгоритма адаптивного управления мощностью передачи и энергопотреблением при ограничении на качество соединения.

Энергетическая эффективность: В децентрализованных радиосетях возможно применение мобильных узлов, в которых для уменьшения расхода заряда аккумулятора необходимо минимизировать энергопотребление, что продлит время жизни устройства от одного цикла зарядки.

Масса. Поскольку узел сети может быть мобильным, необходимо обеспечить минимальную массу устройства при обеспечении конфигурации других критериев.

Стоимость. Необходимо обеспечить минимальную при выполнении всех прочих критериев во всех заданных конфигурациях.

Математическая формулировка поставленной задачи

Выполним математическую постановку задачи оптимального выбора сигнально кодовой конструкции в сетях MANET. Введем следующие обозначения:

$\sigma = (V_M, V_{ДК}, V_{ПК}, I_{ИТ})$ – вид сигнально-кодовой конструкции, включающий вид модуляции V_M , вид декодирования $V_{ДК}$ (когерентное, некогерентное и т.д.), вид помехоустойчивого кода $V_{ПК}$, число итераций при декодировании помехоустойчивого кода $I_{ИТ}$, при использовании многокаскадных составных кодов параметры $V_{ПК}$ и $I_{ИТ}$ детализируются соответствующим образом;

C – информационную скорость передачи данных;

\mathbf{u} – вектор, определяющий условия функционирования линий связи в MANET-сети и включающий минимальную и максимальную дальность связи, вид и параметры модели распространения (ослабления) сигналов, параметры межсистемных помех, а также статистические параметры распределения указанных величин;

μ – вектор, определяющий технические характеристики радиоинтерфейса для одного узла MANET-сети и включающий излучаемую мощность, характеристики направленности антенн, чувствительность приемника и т.д.;

ξ – вектор, определяющий параметры управления трафиком в сети, включающий алгоритмы маршрутизации, обслуживания очередей, переспроса и т.д.;

В качестве показателей эффективности функционирования передачи данных в MANET-сети будем использовать:

– стоимость $S(C, \sigma, \mu)$ оборудования (в расчете на узел, включающий передатчик и приемник с заданными пространственными параметрами обслуживания);

– качество обслуживания (Quality of Service, QoS) $Q(C, \sigma, \mu, \mathbf{u}, \xi)$, при определении которого необходимо также учитывать параметры ξ управления трафиком и маршрутизацию в сети; при анализе качества функционирования только радиоинтерфейса используется

– вероятность битовой ошибки $BER(C, \sigma, \mu, \mathbf{u})$;

- время задержки в декодировании пакетов $\tau(C, \sigma)$;
- ширину спектра излучаемых сигналов $\Delta F(C, \sigma)$;
- массу $M(C, \sigma, \mu)$ и объем (габариты) $V(C, \sigma, \mu)$ аппаратуры.

Очевидно, что при разработке сети необходимо стремиться к минимизации стоимости оборудования при выполнении требований по качеству обслуживания и внешнесистемных требований к радиointерфейсу. Поэтому, формальную математическую постановку задачи можно сформулировать в виде:

$$(C_{\text{опт}}, \sigma_{\text{опт}}, \mu_{\text{опт}}) = \arg \min_{C, \sigma, \mu} S(C, \sigma, \mu) \quad (1)$$

при

$$\min_{\mathbf{u}} Q(C, \sigma, \mu, \mathbf{u}, \xi) \geq Q_{\min}; \quad (2)$$

$$\tau(C, \sigma) \leq \tau_{\max}; \quad (3)$$

$$\Delta F(C, \sigma) \leq \Delta F_{\max}; \quad (4)$$

$$M(C, \sigma, \mu) \leq M_{\max}, V(C, \sigma, \mu) \leq V_{\max}, \quad (5)$$

где Q_{\min} – минимально допустимое качество обслуживания; τ_{\max} – максимально-допустимая задержка в декодировании пакетов; ΔF_{\max} – максимальная ширина спектра излучаемых сигналов; M_{\max}, V_{\max} – максимально возможные масса и объем аппаратуры радиointерфейса.

Ограничения (2) и (3) определяет эффективность радиointерфейса по основному назначению, ограничение (4) – это внешнесистемное ограничение по электромагнитной совместимости, (5) – внешнесистемное ограничение с позиций технической реализации радиointерфейса на мобильных объектах.

Отметим, что в число оптимизируемых параметров наряду с сигнально-кодовой конструкцией входит также скорость передачи данных, что позволяет при анализе качества обслуживания в сети с динамичной топологией варьировать параметры таких методов повышения эффективности информационного обмена, как обслуживание очередей и организацию обратной связи между источником и приемником [1].

Анализ задачи оптимизации (1) при ограничениях (2) – (5) показывает, что основные трудности заключаются в установлении основных функциональных связей $S(C, \sigma, \mu)$, $M(C, \sigma, \mu)$ и $V(C, \sigma, \mu)$, что особенно важно, $Q(C, \sigma, \mu, \mathbf{u}, \xi)$.

Определение функциональной зависимости $Q(C, \sigma, \mu, \mathbf{u}, \xi)$ требует разработки полной модели MANET-сети на физическом, канальном, сетевом уровнях, что является наиболее трудоемкой частью исследований. При наличии такой связи возможно определение предварительного перечня сигнально-кодовых конструкций для последующей оптимизации.

Определение функциональных связей $S(C, \sigma, \mu)$, $M(C, \sigma, \mu)$ и $V(C, \sigma, \mu)$ возможно на основе обобщения данных о доступной элементной базе и имеющихся образцах радиointерфейса.

Заключение

Математическая постановка задачи, предложенная в данной работе, позволяет систематизировать подход к выбору параметров, необходимых для достижения заданных требований по качеству обслуживания и эффективности радиointерфейса.

Дальнейшие исследования в области децентрализованных радиосетей и их сигнально-кодовых конструкций имеют большое значение для повышения надежности и эффективности передачи данных в условиях, требующих высокой мобильности и адаптивности

Список использованных источников

1. Польщиков К.А. Теоретические основы пакетной передачи данных в беспроводной самоорганизующейся сети при обеспечении связи на объектах строительства: диссертация ... доктора технических наук : 05.13.01 / Польщиков Константин Александрович; [Место защиты: Орлов. гос. ун-т]. - Белгород, 2016. - 312 с. : ил. - М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Чиров Д.С., Лобов Е.М. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности и // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Том 11. №10. С. 21-28.
3. Кузнецов В.С., Волков А.С., Солодков А.В., Баскаков А.Е. Разработка гетерогенной помехозащищенной системы радиосвязи с временным кодово-адресным разделением // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Том 12. №9. С. 4-9.

МЕТОДИКА СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ КОНСТРУКЦИИ БУКСИРУЕМОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОДНОЙ РАДИОАНТЕННЫ КРАЙНЕ НИЗКИХ ЧАСТОТ

И. А. ЖАРИКОВ, В. А. ПАХОТИН

ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия»
(г. Санкт-Петербург, Россия)

E-mail: zharikov.igor2015@yandex.ru

Аннотация. Разработана методика совершенствования конструкции буксируемой кабельной электродной антенны, которая применяется для приема сигналов диапазона крайне низких частот (КНЧ) погруженными объектами. Предлагается использовать на электродах диэлектрическую оболочку, содержащую микроканалы, обеспечивающие гальванический контакт электродов с морской водой. Применение оболочки с микроканалами обеспечивает снижение уровня собственного шума антенны при ее буксировании.

Abstract. A method has been developed for improving the design of a towed cable electrode antenna, which is used to receive signals in the extremely low frequency (ELF) range by submerged objects. It is proposed to use a dielectric shell on the electrodes, containing microchannels that provide galvanic contact of the electrodes with sea water. The use of a shell with microchannels ensures a decrease in the level of the antenna's own noise during towing.

Основная часть

В настоящее время связь с морскими подвижными объектами на рабочих глубинах ограничивается из-за известной зависимости глубины проникновения электромагнитных волн в воду от частоты [1,2]. Одним из возможных вариантов решения указанной проблемы является применение буксируемых кабельных электродных радиоантенн диапазона КНЧ (< 30 Гц). Подобные антенны содержат металлические электроды, предназначенные для обеспечения гальванического контакта с морской водой. Вследствие значительного поглощения радиосигналов, напряжение полезного сигнала составляет единицы-десятки нановольт. Качество связи в диапазоне КНЧ снижается вследствие наличия собственных шумов антенны, которые возникают из-за колебаний антенны в геомагнитном поле Земли, а также из-за воздействия турбулентных пульсаций давления потока морской воды на поверхность электродов антенны [1]. Наибольший вклад в снижение качества полезного сигнала вносит электродный шум.

На границе электрода с водой образуется двойной электрический слой [3], и из-за разности электрохимических потенциалов материала электрода и воды возникает контактная разность потенциалов $\Delta\mu$, заряжающая емкость двойного слоя. При буксировке антенны на ее поверхность действуют пульсации турбулентного давления, которые приводят к изменению емкости двойного слоя на электродах 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 $\Delta\varepsilon$ и $\Delta\mu$, где $\Delta\varepsilon$ – изменение ε .

Необходимо предохранить двойной слой от воздействия турбулентных пульсаций. Предлагается конструкция электрода буксируемой антенны, в котором гальванический контакт провода антенны с водой осуществляется через микроканалы в диэлектрическом покрытии электрода. Микроканалы характеризуются большим гидродинамическим сопротивлением [4] и поэтому снижают влияние турбулентных пульсаций давления потока обтекания на уровень сигнала (рис. 1). Эффективность действия микроканала определяется коэффициентом изменения пульсаций турбулентного давления в микроканале

$$K_0 = e^{\left(-\frac{4\mu L}{r^2 \rho c}\right)}, \quad (1)$$

где r – радиус, L – длина канала, μ – коэффициент вязкости морской воды, ρ – плотность морской воды, c – скорость звука в воде. Микроканалы имеют форму прямолинейного кругового цилиндра, расположены под углом θ к продольной оси электрода для увеличения длины микроканала, количество микроканалов N определяется по формуле

$$N = \frac{\rho D c}{4 \mu R \pi \sigma} \ln K_0, \quad (2)$$

где, D – отношение активного электрического сопротивления антенны к общему сопротивлению микроканалов, R – активное сопротивление проводов антенны, σ – проводимость морской воды, Радиус микроканалов определяется выражением

$$r = \sqrt{\frac{S_e}{N \pi p_s}}, \quad (3)$$

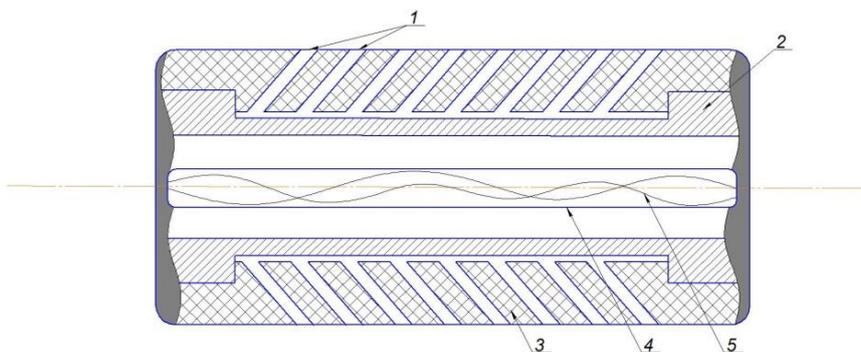


Рис.1. Конструкция электрода буксируемой кабельной электродной антенны крайне низких частот, 1 – микроканалы, 2 – цилиндрический электрод, 3 – диэлектрическая оболочка, 4 – грузонесущие полимерные нити, 5 – электрические проводники.

где S_e – площадь поверхности электрода, p_s – отношение площади электрода к общей площади всех микроканалов. Длина микроканала L определяется с помощью выражения

$$L = \frac{\sigma \rho r}{4 \mu} \ln K_0, \quad (4)$$

угол наклона микроканала определяется формулой

$$\theta = \arcsin\left(\frac{h}{L}\right), \quad (5)$$

h – толщина диэлектрической оболочки (высота микроканала). Покрытие с микроканалами можно изготовить, в частности, по технологии изготовления микроканальных пластин, используемых для усиления электронных потоков. Турбулентное давление на поверхности кабеля определяется характерными масштабами турбулентности. Для расчетов использовался спектр мощности давления Виллмарта [5]. С целью минимизации ошибки спектральная плотность турбулентного давления умножалась на отношение квадрата масштаба к общей площади поверхности приемника (электрода) до тех пор, пока это отношение не достигало единицы. В узкой полосе частот средний квадрат турбулентных пульсаций давления будет пропорционален корню квадратному из истинного спектра мощности турбулентного давления. По предварительным оценкам напряжения электродного шума на входе приемника в полосе частот 1 Гц при плотности микроканалов 20 1/мм, скорости буксировки 10 узлов возможно снижение уровня шума в три раза, что позволяет существенно повысить качество радиосвязи. Разработанная методика совершенствования позволит производить разработку, проектирование и изготовление буксируемых кабельных электродных радиоантенн крайне низких частот для обеспечения качественного приема сигналов погруженными объектами.

Список использованных источников

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 низких частотах, ТИИЭР, 1974, т. 62, № 3, стр. 5-30.
3. Салем Р.Р. Теоретическая электрохимия. М.: Вузовская книга, 2001. – 328 с.
4. С.Н. Ржевкин. Курс лекций по теории звука. М.: МГУ, 1960, 337с.
5. Миниович И.Я. Гидродинамические источники звука. Л.: Судостроение, 1972.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА НА БАЗЕ ESP32

А. С. СИДЛЯРЕВИЧ, Т. Н. ДВОРНИКОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: dvornikova@bsuir.by

Аннотация. В данной статье рассматривается разработка системы "умный дом" на основе микроконтроллера ESP32. Система включает в себя датчики температуры и влажности, а также приводы для управления вентиляторами и заслонками, обеспечивая автоматическое регулирование микроклимата в помещении. Описаны основные компоненты системы, их взаимодействие и перспективы развития.

Abstract. This article discusses the development of a smart home system based on the ESP32 microcontroller. The system includes temperature and humidity sensors, as well as actuators for controlling fans and flaps, providing automatic control of the indoor microclimate. The main components of the system, their interaction and development prospects are described.

Введение

Современные технологии позволяют создавать эффективные и удобные системы автоматизации домашнего хозяйства. Одним из ключевых элементов таких систем являются микроконтроллеры, способные обрабатывать данные от различных датчиков и управлять исполнительными механизмами. ESP32, благодаря своим возможностям, низкой стоимости и широкой поддержке, является популярным выбором для подобных проектов. В данной статье представлена концепция системы "умный дом", основанной на ESP32, предназначенной для автоматического контроля температуры и влажности в помещении с помощью вентиляторов и заслонок.

Основная часть

Система "умный дом" на базе ESP32 состоит из следующих основных компонентов:

Микроконтроллер ESP32: Сердце системы, отвечает за обработку данных от датчиков, принятие решений и управление приводами. ESP32 обладает достаточной вычислительной мощностью, большим объемом памяти и встроенным Wi-Fi, что позволяет реализовать беспроводное управление и мониторинг.

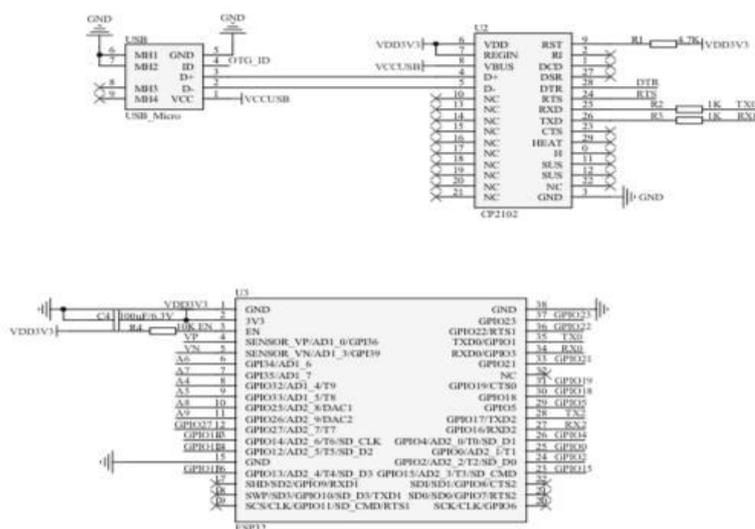


Рис.1. Принципиальная схема микропроцессора ESP32

Датчики температуры и влажности (DHT11/DHT22/AM2302): Обеспечивают измерение параметров микроклимата в помещении. Выбор конкретного датчика зависит от требуемой точности и стоимости. Эти датчики обычно подключаются к ESP32 по интерфейсу I2C или One-Wire.



Рис.2. Датчик температуры DHT11

Приводы для управления вентиляторами: Это могут быть реле, управляемые через цифровые выходы ESP32. Реле позволяют коммутировать напряжение питания вентиляторов, обеспечивая их включение и выключение. Для плавного регулирования скорости вращения вентиляторов можно использовать ШИМ (PWM) сигнал.

Приводы для управления заслонками: Для управления заслонками можно использовать сервоприводы, подключаемые к ESP32 через PWM выходы. Сервоприводы обеспечивают точное позиционирование заслонок, позволяя регулировать воздушный поток. Альтернативным решением могут быть шаговые двигатели с соответствующими драйверами.

Программное обеспечение: Программное обеспечение для ESP32 написано на языке программирования C/C++ с использованием среды разработки Arduino IDE или PlatformIO. Программа обрабатывает данные с датчиков, анализирует их и принимает решения о включении/выключении вентиляторов и управлении положением заслонок. Для удобства пользователя может быть разработано мобильное приложение или веб-интерфейс для удаленного мониторинга и управления системой.

Схема работы системы

Система работает следующим образом: ESP32 периодически считывает данные с датчиков температуры и влажности. Полученные данные сравниваются с заданными пользователем пороговыми значениями. В зависимости от текущих значений и заданных параметров, микроконтроллер управляет приводами вентиляторов и заслонок, обеспечивая оптимальный микроклимат в помещении. Например, при высокой температуре и влажности, ESP32 включает вентиляторы и открывает заслонки для улучшения вентиляции.

Алгоритм управления: Алгоритм управления может быть реализован различными способами, например, с использованием PID-регулятора для более точной регулировки температуры и влажности. Более простой подход заключается в использовании логических условий: при превышении заданных пороговых значений включаются вентиляторы и/или открываются заслонки.

Безопасность: Важно учитывать аспекты безопасности при разработке системы. Для защиты от несанкционированного доступа следует использовать надежные методы аутентификации и шифрования данных. Также необходимо учитывать защиту от перенапряжения и коротких замыканий в цепях питания и управления.

Расширение функциональности: Система может быть расширена путем добавления дополнительных датчиков и исполнительных механизмов. Например, можно добавить датчик освещенности для управления освещением, датчик движения для автоматического включения/выключения света и т.д. Использование облачных сервисов позволит осуществлять удаленный мониторинг и управление системой с любого устройства, имеющего доступ к интернету.

Заключение

Система "умный дом" на базе ESP32 предоставляет гибкое и экономичное решение для автоматического контроля микроклимата в помещении. Использование ESP32 с его встроенным Wi-Fi, большим количеством выводов ввода/вывода и доступностью библиотек упрощает процесс разработки и отладки. Возможности расширения функциональности делают данную систему привлекательной для различных применений, от небольших квартир до больших домов. Дальнейшее развитие системы может включать в себя интеграцию с другими системами "умного дома", использование машинного обучения для оптимизации алгоритмов управления, а также повышение надежности и безопасности. Разработанная система демонстрирует потенциал ESP32 в создании современных и эффективных решений для автоматизации быта.

Список использованных источников

1. Дворникова Т.Н. Автоматизированная беспроводная система управления инженерным оборудованием здания/ Саланович И.Н. Захаров И.А. – М.: Издательство БГУИР, 2020. – 3 с.
2. Ю. П. Гришин. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. –М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕНСОРНОЙ СЕТИ С УЧЕТОМ QoS ПАРАМЕТРОВ

О. А.ЛАВШУК¹, Н. И. ЛИСТОПАД²

¹Учреждение образования «Белорусская государственная академия связи»,
(г. Минск, Республика Беларусь)

²Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»,
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: Lavshukoa@tut.by

Аннотация. С развитием полупроводниковых технологий возникли новые практические задачи и теоретические проблемы, связанные с применениями сенсорных сетей в промышленности, жилищно-коммунальном комплексе, домашних хозяйствах. В данной работе представлены результаты моделирования беспроводной сенсорной сети при различных QoS параметрах каналов и проанализировано их влияние на различные показатели производительности сети.

Abstract. With the development of semiconductor technologies, new practical tasks and theoretical problems have arisen related to the application of sensor networks in industry, housing and communal services, and households. In this study, a wireless sensor network was simulated with various QoS channel parameters and their impact on various network performance indicators was analyzed.

Введение

Одной из основных технологий применяемой в беспроводных сетях является технология ZigBee, которая обладает относительно невысоким энергопотреблением поддерживает не только простые топологии беспроводной связи, по типу «звезда» или «точка-точка», но и сложные беспроводные сети с ячеистой топологией с ретрансляцией и маршрутизацией сообщений. Области применения данной технологии – это построение беспроводных сетей датчиков, автоматизация жилых и строящихся помещений, создание индивидуального диагностического медицинского оборудования, системы промышленного мониторинга и управления, а также при разработке бытовой электроники и персональных компьютеров.

Моделирование сенсорной сети Промышленного Интернета вещей

Исследование выполнялось в операционной системе Contiki с открытым исходным кодом, которая используется для моделирования сенсорных сетей и других сетевых встраиваемых устройств. В параметрах симуляции выбираем модель Directed Graph Radio Medium (DGRM). В данной модели возможно добавлять однонаправленные и двунаправленные ссылки от источника к узлу назначения. Для каждой ссылки можно изменять различные параметры канала, такие как соотношение RX, RSSI, LQI и Delay. Эти параметры влияют на качество отдельного канала. Коэффициент RX — это случайная переменная, которая добавляется к приему пакета, чтобы обеспечить моделирование случайных ошибок при приеме пакета на узле назначения. Соотношение RX влияет на значения ETX. RSSI (Received Signal Strength Indicator) — это значение мощности сигнала, поступающего на антенны устройства, и включает в себя сигнал соседних базовых станций, внутренние и внешние помехи, шумы. LQI (Link Quality Indicator) индикатора качества радиоканала физического уровня. Delay — задержка прохождения пакета на канале.

Параметр ETX определяется по следующей формуле: $ETX = 1/(D_f * D_r)$

D_f — вероятность успешного получения пакетов соседним узлом;

D_r — вероятность успешного получения подтверждения.

Для сенсорной сети было установлено значение индикатора качества радиоканала физического уровня LQI (Link Quality Indicator), равное 80, значение мощности сигнала RSSI -20 дБм, значение задержки Delay и параметра RX в данном исследовании не учитываются. В таблице 1 приведены показатели производительности сети.

Таблица 1. Показатели производительности сенсорной сети

Сенсорные узлы	Получено пакетов	Потеряно пакетов	Количество переходов	ETX	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
2	44	0	1	16	0,353	0,153	0,418	0,042	0,966
3	44	0	2	32	0,387	0,152	0,477	0,176	1,192
4	45	0	1	16	0,355	0,153	0,431	0,038	0,977
5	44	0	1	16	0,388	0,152	0,451	0,048	1,039
6	44	0	1	16	0,343	0,153	0,412	0,041	0,948
7	45	0	2	32	0,347	0,153	0,442	0,129	1,071
8	44	0	1	16	0,350	0,153	0,435	0,064	1,002
9	45	0	2	32	0,343	0,153	0,446	0,116	1,057
10	44	0	1	16	0,334	0,153	0,409	0,043	0,939
Средние показатели производительности:				21	0,356	0,153	0,436	0,077	1,021

Анализируя полученные результаты за 45 минут исследования поведения сенсорной сети, можно сделать вывод, что в сенсорной сети отсутствуют потери, энергопотребление узлов в режиме прослушивания приближено к среднему значению для всей сети. Отличается энергопотребление лишь в режиме передачи (Transmit Power) для узлов с количеством переходов до шлюза 2, это узлы 3, 7 и 9 которое в 2,29, 1,68 и 1,51 выше среднего значения. Таким образом, можно сделать вывод, что изменение значения индикатора качества радиоканала физического уровня LQI не оказывает существенного влияния на выбор оптимального пути и основные параметры сенсорной сети. Сенсорная карта и энергопотребления узлов представлены на рисунке 1.

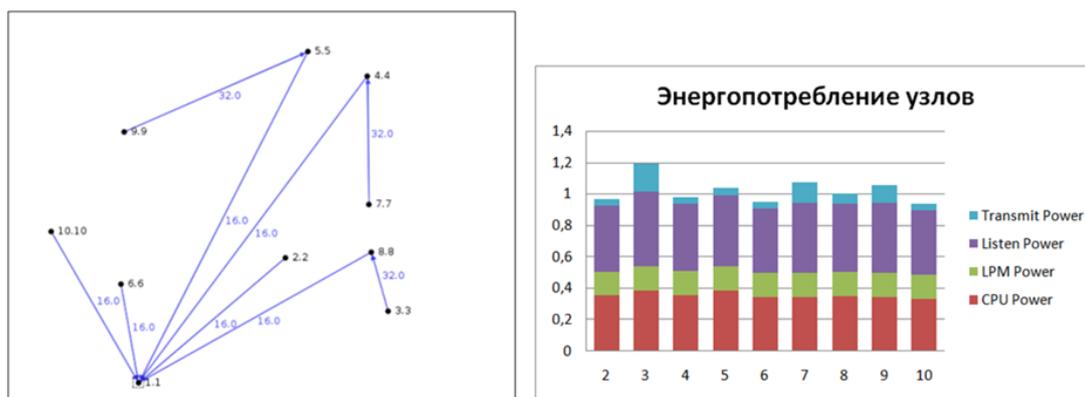


Рис. 1. Сенсорная карта и энергопотребление узлов

В исследуемой сети было добавлено значение коэффициента RX для обеспечения моделирования случайных ошибок при приеме пакета на узле назначения. Значение RX было установлено в размере 50, что позволило смоделировать сенсорную сеть не с идеальными параметрами. Значения остальных параметров мощности сигнала RSSI и значение индикатора качества радиоканала физического уровня LQI остались неизменными. В таблице 2 приведены показатели производительности сети.

Таблица 2. Показатели производительности сенсорной сети

Сенсорные узлы	Получено пакетов	Потеряно пакетов	Количество переходов	ETX	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
2	44	0	1	16	0,374	0,152	0,526	0,166	1,219
3	44	0	2	32	0,429	0,151	0,691	0,509	1,779
4	44	0	1	16	0,375	0,152	0,564	0,151	1,242
5	44	0	1	16	0,430	0,150	0,654	0,261	1,496
6	44	0	1	16	0,359	0,153	0,506	0,144	1,162
7	42	1	2	32	0,389	0,152	0,624	0,427	1,592
8	44	0	1	16	0,370	0,152	0,533	0,205	1,261
9	44	0	2	33	0,396	0,152	0,641	0,473	1,661
10	44	0	1	16	0,355	0,153	0,492	0,172	1,172
Средние показатели производительности:				21,3	0,386	0,152	0,581	0,279	1,398

Результаты, полученные за 45 минут исследования поведения сенсорной сети, показывают, что при данных параметрах сети появились потери пакетов, энергопотребление процессора (CPU Power) в режиме передачи (Transmit Power) и энергопотребление в режиме прослушивания (Listen Power) по сравнению с предыдущим исследованием (таблица 1) увеличилось в среднем в 1,08, 3,62 и 1,33 раза соответственно. При наличии ошибок приема для успешной передачи пакета в узел назначения имела место повторная пересылка, что увеличило энергопотребление узлов. Сенсорная карта и энергопотребления узлов представлены на рисунке 2.

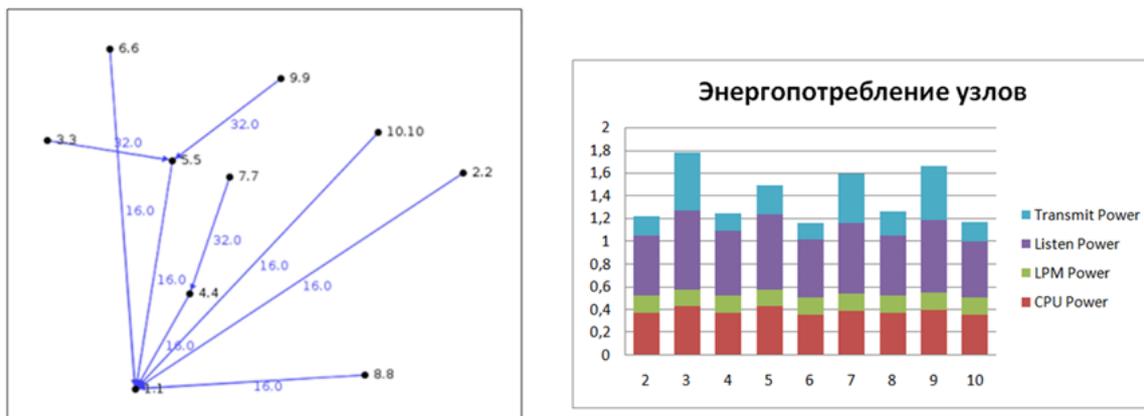


Рис. 2. Сенсорная карта и энергопотребление узлов

В сенсорной карте подключения, в которой представлены наилучшие маршруты, произошли изменения оптимальных маршрутов. Так наилучший маршрут для узла 3 проходит через сенсорные узлы 5-1. Соответственно RX, от которого зависит определение оптимального маршрута, больше других рассмотренных параметров влияет на значения ETX. Энергопотребление узлов увеличилось в трех режимах: прослушивания, пересылки и энергопотребления процессора. Все вышеизложенное стало результатом наличия ошибок приема и необходимости повторной отправки пакетов для успешной доставки.

В исследуемой сети была добавлена задержка в 1 мс, значения остальных параметров были оставлены неизменными. В таблице 3 приведены показатели производительности сети.

Таблица 3. Показатели производительности сенсорной сети

Сенсорные узлы	Получено пакетов	Потеряно пакетов	Количество переходов	ETX	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
2									
3	3	27	2	176	0,447	0,149	0,911	0,824	2,359
4	38	11	1	24	0,468	0,149	0,949	0,852	2,418
5	5	23	2	176	0,498	0,148	1,109	0,933	2,688
6									
7	1	0	2	176	0,493	0,149	0,900	1,206	2,747
8									
9									
10	48	6	1	16	0,483	0,149	0,953	1,071	2,655
Средние показатели производительности:				113,68	0,483	0,149	0,964	0,977	2,574

Полученные результаты за 55 минут исследования поведения сенсорной сети показывают, что при добавлении задержки увеличились потери по сравнению с предыдущими показателями (таблица 2), за время исследования потеряно 67 пакетов, доставлено 95. Узлы 2, 6, 8 и 9 за исследуемое время не подключились к сенсорной сети. Увеличилось значение ETX для всех подключившихся узлов, что обусловлено потерями пакетов. Увеличилось также энергопотребление узлов.

Сенсорная карта и результаты энергопотребления представлены на рисунке 3. Из рисунка следует, что к шлюзу напрямую подключились два узла, а именно 4 и 10, три узла подключились к шлюзу через дополнительный узел, а не напрямую (узлы 3, 5 и 7). Четыре узла за время исследования не подключились (2, 6, 8 и 9). Энергопотребление узлов изменилось в трех режимах: энергопотребление процессора (CPU Power), энергопотребление в режиме передачи (Transmit Power) и энергопотребление в режиме прослушивания (Listen Power) увеличилось в 1,25, 1,66 и 3,5 раза соответственно по сравнению с предыдущими показателями, что обусловлено наличием больших потерь пакетов.

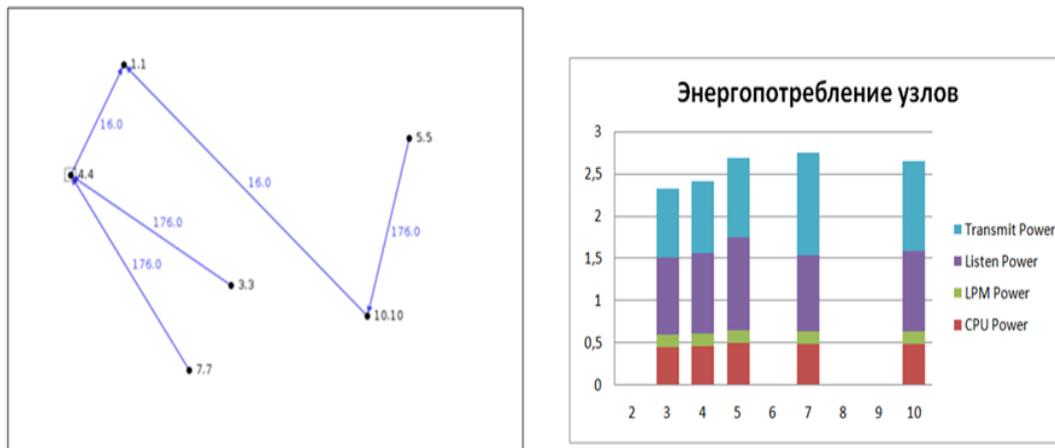


Рис. 3. Сенсорная карта и энергопотребление узлов

В исследуемой сети была установлена задержка в 2 мс для всех каналов, значения остальных параметров были неизменными неизменными. В таблице 4 приведены показатели производительности сети.

Таблица 4. Показатели производительности сенсорной сети

Сенсорные узлы	Получено пакетов	Потеряно пакетов	Количество переходов	ETX	CPU Power	LPM Power	Listen Power	Transmit Power	Power
2	18	1	1	16	0,422	0,151	0,838	0,864	2,275
3									
4	36	6	1	20	0,475	0,149	0,864	1,035	2,523
5	44	3	1	16	0,436	0,150	0,985	0,904	2,475
6									
7	3	18	2	176	0,456	0,150	0,906	1,040	2,551
8	44	5	1	16	0,428	0,151	0,819	0,910	2,308
9									
10	31	7	1	16	0,445	0,150	0,882	0,949	2,427
Средние показатели производительности:				43,41	0,444	0,150	0,882	0,950	2,427

Полученные результаты за 54 минуты исследования поведения сенсорной сети при увеличении задержки до 2 мс показали, что в сети уменьшились потери (таблицы 2,3), за время исследования потеряно 40 пакетов, доставлено 176. Узлы 3, 6 и 9 за исследуемое время не подключились к сенсорной сети. Уменьшились значения ETX для подключившихся узлов, что обусловлено меньшими потерями пакетов. Уменьшилось энергопотребление узлов по сравнению с предыдущими показателями (таблица 3). Сенсорная карта и график соотношения энергопотребления узлов представлены на рисунке 4.

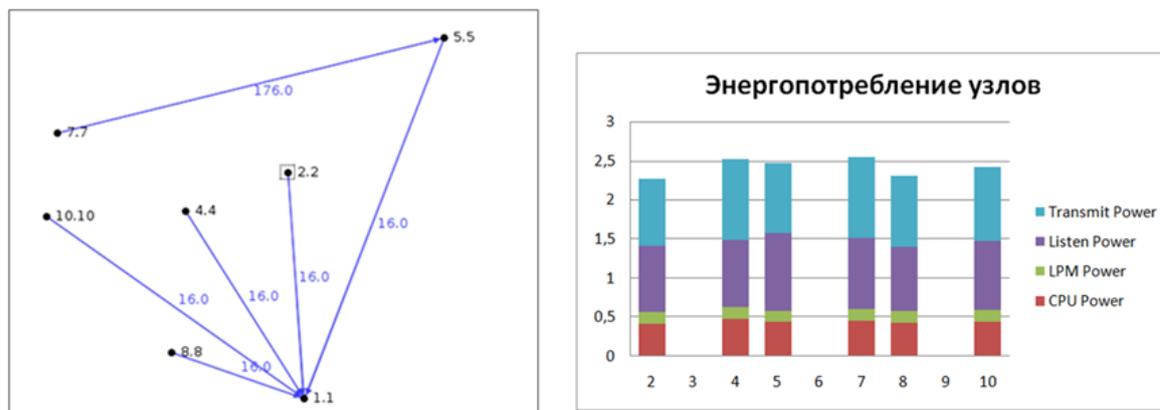


Рис. 4. Сенсорная карта и энергопотребление узлов

Анализ рисунка 4 показывает, что к шлюзу напрямую подключились пять узлов, а именно 2, 4, 5, 8 и 10. Узел 7 подключился к шлюзу через дополнительный узел, а не напрямую. Узлы 3, 6 и 9 за исследуемое время не подключились к сенсорной сети.

Исследование для сравнения результатов выполнялось также для параметра RX 70 %. Исследование показало, что наилучшие показатели производительности были получены в сети с задержкой 2 мс, так как при этих параметрах большее количество узлов подключилось к шлюзу напрямую.

Заключение

Проведенные исследования показали, что параметры мощности сигнала RSSI в диапазоне от -10 до -75 дБм и индикатора качества радиоканала физического уровня LQI от 60 до 105 практически не влияют на показатели производительности сенсорной сети: это означает, что в сенсорной сети отсутствуют потери, энергопотребление в среднем ниже в режиме передачи Transmit Power на 47%, энергопотребление в режиме прослушивания ListenPower ниже на 11% и энергопотребление процессора ниже на 3% по сравнению с другими моделями, которые учитывают случайные ошибки при приеме пакета на узле назначения и установленным коэффициентом RX=70%.

Коэффициент RX, моделирующий случайные ошибки при приеме пакета на узле назначения значительно увеличивает энергопотребление узлов в среднем на 53 %, что обусловлено необходимостью повторной пересылки пакетов. Экспериментально установлено, что значение коэффициента не должно быть меньше, чем 70%.

Задержки на каналах влияют на количество потерянных пакетов и время подключения узлов к сети, причем показатели производительности лучше для задержки в 2 мс, чем в 1 мс. При задержке в 2 мс к шлюзу напрямую подключились 56 % узлов для разных значений коэффициента RX (50% и 70%). При задержке в 1 мс к шлюзу подключились только 30 % от всех узлов, остальные узлы подключились к шлюзу через промежуточные, что намного ухудшает параметры производительности сети. При задержке 3 мс подключилось к сенсорной сети только 44% узлов, что недопустимо при использовании в сетях Промышленном Интернете вещей.

При наличии в сети задержек и необходимости передачи данных, чувствительных к задержке, необходимо использовать методы оптимального размещения узлов и кластеризации, рассмотренные в статье [3], что подтверждают проведенные исследования.

Материал публикации подготовлен при финансовой поддержке Белорусского Республиканского Фонда Фундаментальных Исследований.

Список использованных источников

1. A. Kouicem, A. Chibani, A. Tari, Y. Amirat, and Z. Tari, Dynamic services selection approach for the composition of complex services in the web of objects, in 2014 IEEE World Forum on Internet of Things (WF-IoT), 2014, pp. 298-303.
2. A. Yachir, Y. Amirat, A. Chibani, and N. Badache, Event-Aware Framework for Dynamic Services Discovery and Selection in the Context of Ambient Intelligence and Internet of Things, IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, vol. 13, no. 1, pp. 85-102, 2016.
3. Лавшук О.А. Метод маршрутизации в сетях PoT с использованием кластеризации для протокола RPL/ О. А. Лавшук, Н. И. Листопад // Проблемы физики, математики и техники. – Гомель: «Гомельский государственный университет имени Франциска Скорины», 2023, 4(57): 74– 80. (DOI: https://doi.org/10.54341/20778708_2023_4_57_74)

**ПРИМЕНЕНИЕ pHEMT-ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМЕ БАЛАНСНОГО ГЕТЕРОДИНА
ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ЧАСТОТЕ 28 ГГц**

Ю. Г. КСЕНОФОНТОВ¹, С. К. ЦОЙ²

¹Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова
(г. Санкт-Петербург, Российская Федерация)

²ООО «ЕВРУС»
(г. Санкт-Петербург, Российская Федерация)

E-mail: ksenofontov.ura@mail.ru, savvatsoy@mail.ru

Аннотация. Рассмотрена схема балансного гетеродина с использованием pHEMT-транзисторов на основе GaAs. Она предназначена для приемопередатчиков, работающих в миллиметровом диапазоне на частоте 28 ГГц, предполагаемом для использования в исследовательских целях беспроводной мобильной связи 5G. Рассмотренный вариант реализации обладает диапазоном настройки частоты в 2,4 ГГц (порядка 8,8% от центральной частоты), выходной мощностью в 9 дБм и малыми вносимыми шумами.

Annotation. The scheme of balanced heterodyne using GaAs-based pHEMT-transistors is reviewed. It is intended for a transceiver, which is designed to work in the millimeter range at the frequency of 28 GHz, which is supposed to be used for 5G wireless mobile communication exploring. The reviewed circuit has a frequency tuning range of 2.4 GHz (about 8.8% of the center frequency), output power of 9 dBm and low insertion noise.

Введение

На сегодняшний день развитие радиосвязи направлено на изучение СВЧ диапазона. Такой интерес во многом связан с исследованием беспроводной мобильной связи 5G. Так согласно [1] в РФ планируется выделить полосу частот от 6 до 30 ГГц в целях изучения технологии 5G, а также развития сетей следующих поколений. В основном, рассматривается вариант использования частот в диапазоне 28 ГГц. Такие страны как Южная Корея, Япония и Китай под исследования 5G уже задействуют частоты от 26 ГГц до 29 ГГц. Разработка приемопередатчиков для работы на таких высоких частотах является важной и, в то же время, сложной задачей радиотехники.

Любой приемопередатчик в своей работе задействует схему гетеродина. Существует множество таких схем, главным элементом которых часто выступают варакторы. Проблема таких гетеродинов, что они предназначены для приемопередатчиков, работающих в низкочастотных диапазонах волн, а те схемы, что представлены для миллиметрового диапазона, обладают малым покрытием частотного диапазона, вместе с тем вносят большие фазовые шумы. Решение такой проблемы было найдено в использовании низкочастотных генераторов на биполярных транзисторах, с последующим умножением частоты, однако такой подход сильно отражается на габаритных размерах гетеродина. Использование pHEMT-транзисторов в схеме гетеродина способно решить вышеперечисленные проблемы.

Технология pHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) – создание псевдоморфных транзисторов с высокой подвижностью электронов. Базируется pHEMT на полевом транзисторе, где поток носителей заряда осуществляется между истоком и стоком, а непосредственно управление потоком происходит посредством электрического поля, приложенного к затвору. Высокая подвижность электронов обеспечивается за счет гетероструктуры, поэтому pHEMT иначе называют полевыми транзисторами с гетероструктурой. Основные требования к разработке таких транзисторов – уменьшение сопротивления при включенном состоянии и минимизация емкости в режиме отсечки [2].

Ни одна система связи не обходится без использования гетеродина, чьи характеристики напрямую влияют на работу всей схемы, поэтому проектирование гетеродина для миллиметрового диапазона является важнейшей задачей при конструировании СВЧ-техники. Частота гетеродина используется в качестве опорной для преобразования РЧ-сигнала в промежуточную частоту. Схемы гетеродина с использованием pHEMT-транзисторов, на сегодняшний день, являются крайне перспективными в разработке схем для изучения миллиметрового диапазона частот.

В результате создания гетероструктуры, образуется область свободного перемещения носителей заряда между полупроводниками [3]. Гетероструктуры позволяют управлять шириной запрещенной зоны и подвижностью носителей заряда, что в свою очередь напрямую отражается на быстродействии транзисторов, использующих такую технологию. За счет высокой подвижности и отсутствию столкновений между носителями, такие транзисторы обладают низким уровнем шумов, и могут быть использованы для работы в ВЧ диапазоне.

Схема гетеродина

За основу была взята схема генератора Колпитца. Частота колебаний такого генератора определяется классической формулой:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Упрощенная схема гетеродина [4, 5], собранного на основе GaAs pHEMT-транзисторов (рис. 1) PH15, производства UMS foundry [6]. Длина затвора каждого из транзисторов равна $4 \times 0,15$ мкм, ширина – 20 мкм. Активная часть объединяет в себе два pHEMT-транзистора VT₃ и VT₄. Смещение транзисторов осуществляется за счет источников питания V₁=2В и V₂=0,2В. Индуктивности L_{in} и L₄ используются в качестве нагрузки для транзисторов. Индуктивность L₁ совместно с двумя варакторами VT₁ и VT₂ представляют собой резонатор. Варакторы VT₁ и VT₂ построены на pHEMT-транзисторах методом замыкания истока и стока. Емкость варакторов регулируется подачей на затвор напряжения V_{in}. Конденсатор C₁ обеспечивает фильтрацию по постоянному току.

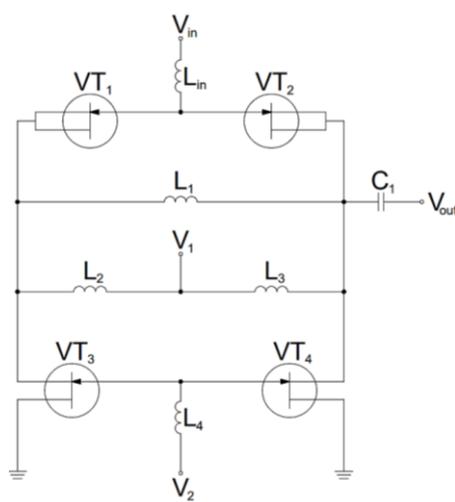


Рис. 1. Схема гетеродина на базе pHEMT-транзисторов

Моделирование

В ходе симуляции схемы особое внимание уделялось проверке симметричности расположения элементов, чтобы избежать асимметрии в колебаниях, предотвращая тем самым возникновение дополнительных фазовых шумов. Имитация схемы производилась с помощью программного обеспечения AWR Design Environment. С момента запуска системы, амплитуда колебаний напряжения (В) от времени (нс) имеет очень высокую стабильность (рис. 2).

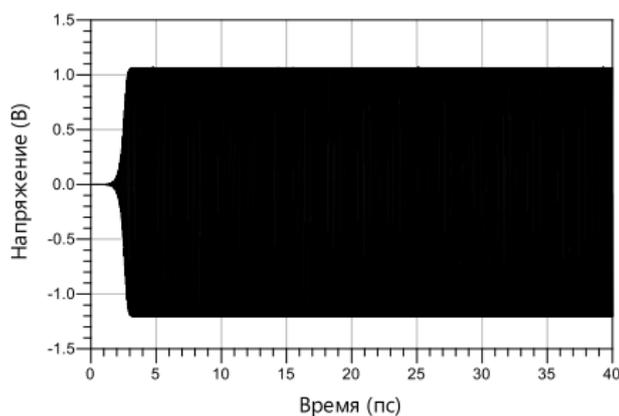


Рис. 2. Изменения выходного сигнала при V_{in} = 2В

Выходная мощность первой гармоники составляет от 5,02 дБ до 9,75 дБм, в то время как нежелательные вторая и третья гармоники сильно подавляются (рис. 3). При изменении напряжения V_{in} от -2В до 2,5В, частота колебаний изменяется в диапазоне от 28,9 ГГц до 26,5 ГГц (рис. 4). Следовательно диапазон частоты настройки такого гетеродина составляет 2,4 ГГц.

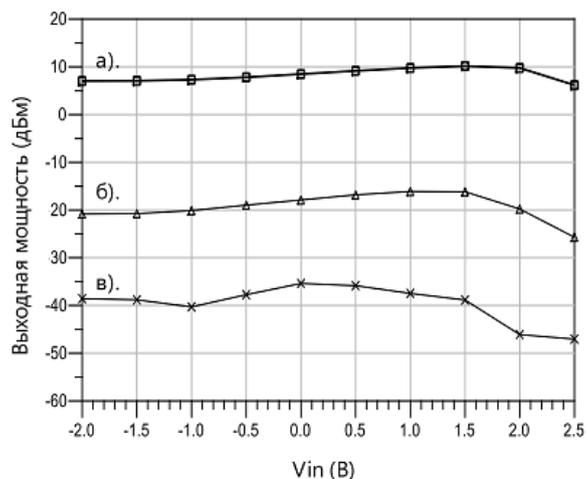


Рис. 3. Выходная мощность (дБм): (а) первой, (б) второй и (в) третьей гармоник

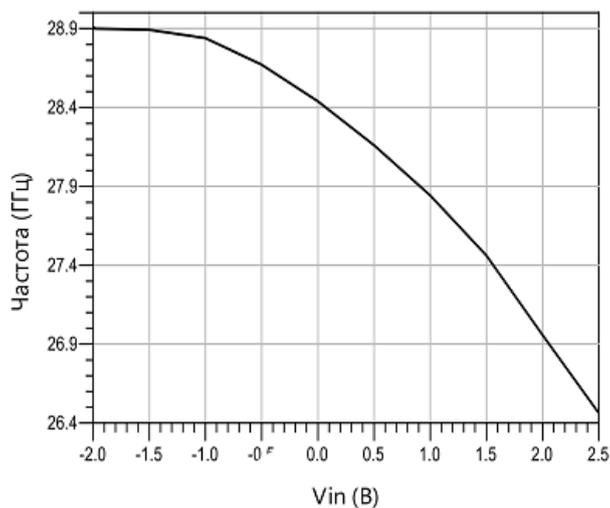


Рис. 4. Изменения частоты в зависимости от V_{in}

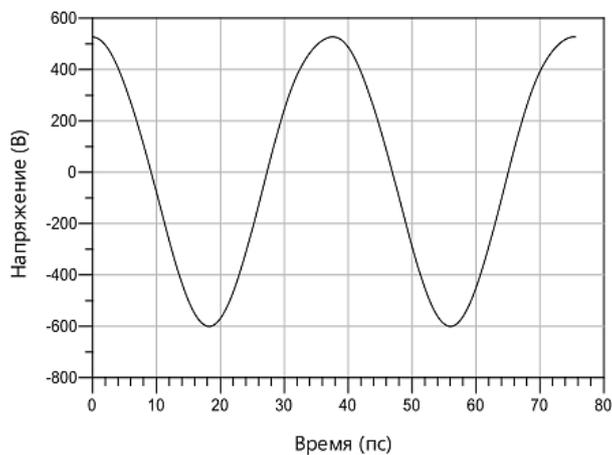


Рис. 5. Сигнал на выходе при $V_{in} = 2,5В$

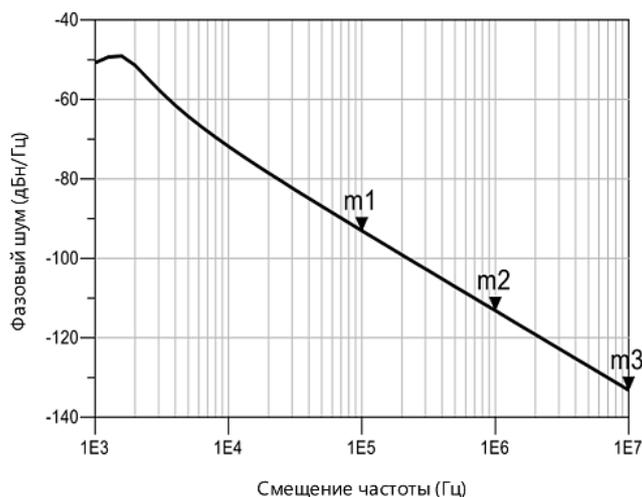


Рис. 6. Однополосный фазовый шум

На рисунке 6 изображен график зависимости фазового шума от смещения частоты, где точкам m1, m2 и m3 соответствуют значения частоты 100 кГц, 1 МГц, 10 МГц и фазового шума -93 дБн/Гц, -113 дБн/Гц, -133 дБн/Гц соответственно.

Заключение

Таким образом, была предложена схема гетеродина на основе рНЕМТ-транзисторов, которая при моделировании доказала свою пригодность для работ в устройствах миллиметрового диапазона, в частности, на частоте 28 ГГц. Охватываемая полоса частот составляет 8,8% от центральной частоты, что является достаточно высоким показателем. При максимальной выходной мощности схемы (9 дБм) значения фазовых шумов являются крайне малыми. Сигнал на выходе гетеродина соответствует почти идеальному синусоидальному сигналу. Представленный вариант схемы обладает относительно малыми габаритами вследствие отсутствия необходимости в использовании дополнительных каскадов умножения частоты выходного сигнала, и может быть задействована в приемопередатчиках СВЧ диапазона.

Список использованных источников

1. Правительство Российской Федерации. Распоряжение № 3339-р. Москва, 2023. – 28 с.
2. Бабак Л.И., Черкашин М.В., Шеерман Ф.И. Разработка GaAs и SiGa СВЧ монолитных интегральных схем. Электронная техника. Сер.3: Микроэлектроника. 2015. № 4. С4-17.
3. Алфёров Ж.И. Двойные гетероструктуры: концепция и применения в физике, электронике и технологии//Успех физических наук: сборник научных докладов. Т.172, №9. – С.1072-1076. 2002..
4. Марков Ю.В., Боков А.С. Проектирование устройств приема и обработки сигналов. Екатеринбург, 2015. – С.75-78.
5. Subhash C. Microwave Active Devices and Circuits for Communication/C. Subhash – Luxembourg: Springer, 2019. – pp.115-145.
6. UMS Foundry service. 170112_DS GaAs PH15 datasheet [Электронный ресурс].URL: <https://www.ums-rf.com/wp-content/uploads/2017/05/PH15.pdf> (дата обращения 03.11.2024).

СИНТЕЗ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМОГО ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА

М. П. ФЕДОРИНЧИК

Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»,
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: fedorinchik@bsuir.by

Аннотация. На основе передаточной функции полосового фильтра второго порядка разработана структура фильтра и составлена принципиальная схема программно-управляемого фильтра с соответствующими параметрами. Проведено компьютерное моделирование принципиальной схемы фильтра.

Abstract. Based on the transfer function of a second-order bandpass filter, a filter structure is developed and a schematic diagram of a software-controlled filter is constructed taking into account parameters. Computer modeling of the filter circuit diagram was carried out.

Введение

Применение программно-управляемых фильтров обусловлено необходимостью реализации сложных алгоритмов обработки сигналов при создании радиоэлектронной аппаратуры, а также для расширения её технических возможностей. Однако, в ряде случаев, когда из-за специфических ограничений невозможно использовать цифровые фильтры, необходимо применять перестраиваемые активные RC-фильтры. Поэтому задача синтеза таких фильтров является актуальной.

Известны два основных подхода к синтезу перестраиваемых фильтров [1]. Первый – синтез цепи с независимым управлением всеми коэффициентами передаточной функции. Второй – создание перестраиваемых схем на базе известных, с фиксированными характеристиками. Это позволяет использовать опыт реализаций фильтров с фиксированными параметрами для получения перестраиваемых схем. Такой подход эффективен при разработке фильтров всех типов с видами перестройки, наиболее широко распространенными на практике, что делает его применение целесообразным.

Основной сложностью при создании перестраиваемых активных RC-фильтров является необходимость синхронно, и с высокой точностью, изменять несколько частотно-задающих элементов. В связи с этим при разработке программно-управляемых фильтров наиболее остро стоит вопрос выбора такой топологии схемы и таких управляющих элементов, которые позволили бы создать сложные фильтры на существующей элементной базе [2]. В качестве управляющих элементов используют цифровые потенциометры, цифро-аналоговые преобразователи и переключаемые конденсаторы [2]. Однако, из-за ограничений по частотному диапазону и создаваемых помех переключаемыми конденсаторами, предпочтительнее использовать цифровые потенциометры, цифро-аналоговые преобразователи.

Синтез структуры программно-управляемого по частоте полосового фильтра

Передаточная характеристика полосового фильтра второго порядка с единичным коэффициентом передачи описывается известным [2] выражением:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{Q}P}{1 + \frac{1}{Q}P + P^2}, \quad (1)$$

где U_2 – выходное напряжение фильтра; U_1 – входное напряжение фильтра; Q – добротность фильтра; P – комплексная частота.

Составим схему фильтра на основе метода аналогового моделирования по формуле (1). Для реализации потребуются дифференцирующие звенья, что нецелесообразно из-за их неустойчивости и большому уровню шумов и помех. Поэтому преобразуем (1) к следующему виду:

$$\frac{1}{P} \left(-\frac{U_2}{P} - \frac{U_2}{Q} + \frac{U_1}{Q} \right) = U_2. \quad (2)$$

Последнее выражение является неудобным для реализации, так как требует применения сумматора с двумя инвертирующими и одним неинвертирующим входами. Проще в реализации будет использование сумматора с тремя инвертирующими входами. С учетом этого замечания последнее выражение запишем в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} -\frac{U_2}{P} - \frac{U_2}{Q} - \frac{U_1}{Q} = U_3; \\ \frac{1}{P} U_3 = U_2. \end{cases} \quad (3)$$

Схема фильтра, реализующая данную систему уравнений, представлена на рисунке 1 и содержит инвертирующий сумматор на три входа на операционном усилителе X 1, а также два интегратора на операционных усилителях X 3, X 5. Управление постоянной времени интеграторов осуществляется двумя цифро-аналоговыми преобразователями R3, R4 и R6, R7. Цифро-аналоговые преобразователи включены в цепь обратной связи операционных усилителей X 2, X 4. Параметры фильтра: коэффициент передачи равен единице, добротность – двенадцать единиц, максимальная частота рабочего диапазона – 100кГц.

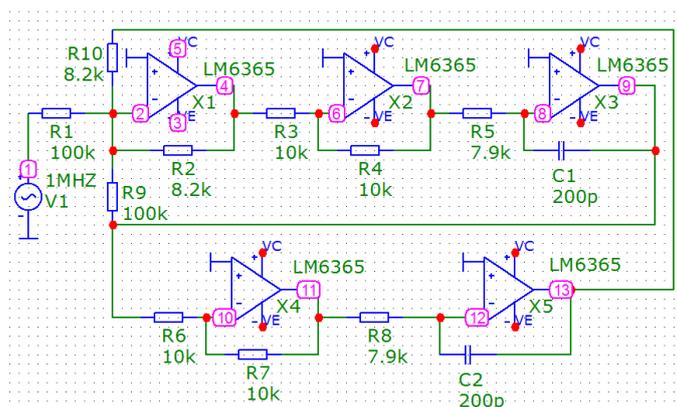


Рис.1 – Принципиальная схема программно-управляемого полосового фильтра

Результаты компьютерного моделирования АЧХ и ФЧХ фильтра в двух точках максимального диапазона частот представлены на рисунке 2 и соответствуют исходным параметрам.

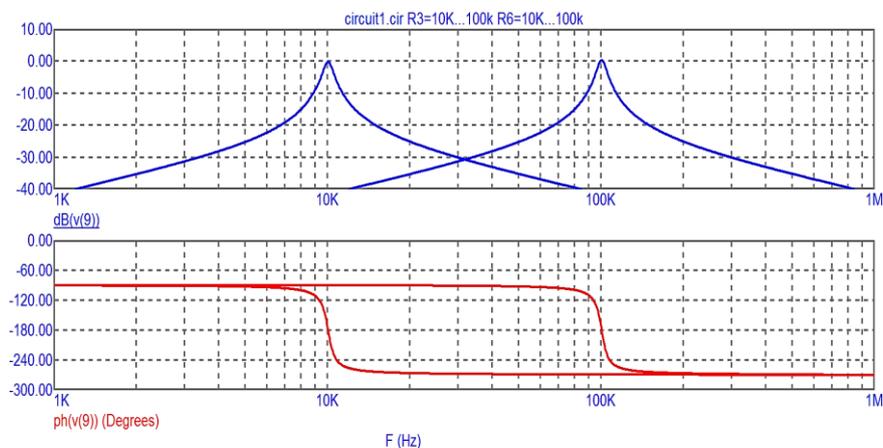


Рис. 2 – Графики АЧХ и ФЧХ фильтра для частот 100кГц и 10кГц

Заключение

На основе передаточной функции полосового фильтра второго порядка синтезирована структура фильтра методом аналогового моделирования с использованием двух интегрирующих звеньев и одного трехвходового инвертирующего сумматора. Перестройка по частоте производится двумя резистивными цифро-аналоговыми преобразователями. Компьютерное моделирование схемы подтвердило правильность расчетов. Приведенный материал можно рекомендовать как для практического применения, так и в учебном процессе как пример методики синтеза аналоговых схем.

Список использованных источников

- Капустян, В.И. Активные RC-фильтры высокого порядка. Москва : Радио и связь, 1985. – 248 с.
- Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т. Т.2. Москва : ДМК Пресс, 2015. – 942 с.

ТЕКУЩИЕ ТРЕНДЫ В РАДИОТЕХНОЛОГИЯХ И ИХ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

БЕРГМАНН ДМИТРИЙ РОМАНОВИЧ

*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Технологический университет имени дважды героя советского союза летчика-космонавта А.А. Леонова»
Колледж космического машиностроения и технологий*

E-mail: bergmann.808@mail.ru

Аннотация. Статья посвящена анализу текущих трендов в радиотехнологиях и их элементной базе, освещая ключевые направления, влияющие на развитие этой динамичной области. Рассматриваются новые материалы и технологии, такие как графен и нанотехнологии, которые открывают новые горизонты для повышения производительности и уменьшения размеров радиокомпонентов. Особое внимание уделяется интегрированным решениям, таким как системы на кристалле (SoC) и их роль в развитии беспроводных технологий, включая 5G и Internet of Things (IoT). Кроме того, статья анализирует тенденции к уменьшению энергопотребления и повышению надежности электронных устройств. Выводы подчеркивают значимость этих трендов для будущего радиотехнологий и их влияния на различные отрасли, от связи до медицины.

Abstract. The article is devoted to the analysis of current trends in radio technologies and their elemental base, highlighting the key directions influencing the development of this dynamic area. New materials and technologies are being considered, such as graphene and nanotechnology, which open new horizons for increasing the performance and reducing the size of radio components. Particular attention is paid to integrated solutions such as systems on a chip (SoC) and their role in the development of wireless technologies, including 5G and the Internet of Things (IoT). In addition, the article analyzes trends towards reducing energy consumption and increasing the reliability of electronic devices. The findings highlight the significance of these trends for the future of radio technology and their impact on industries ranging from communications to medicine.

Введение

Современный мир невозможно представить без радиотехнологий, которые играют ключевую роль в обеспечении связи, передачи данных и управления различными устройствами. С каждым годом требования к радиосистемам становятся всё более сложными: растет потребность в высокой скорости передачи информации, надежности, меньших размерах и энергоэффективности. В ответ на эти вызовы индустрия активно развивает новые технологии и подходы, которые становятся основой текущих трендов в радиотехнологиях и их элементной базе. В данной статье мы рассмотрим основные направления, формирующие современное лицо радиотехнологий. Особое внимание будет уделено новым материалам и компонентам, таким как графен и полупроводники на основе нитридов, а также подходам к проектированию и производству интегральных схем, включая системы на кристалле (SoC). Мы также исследуем влияние новых технологий, таких как 5G и Internet of Things (IoT), на развитие радиокомпонентов и систем. Понимание этих текущих трендов является важной частью эффективного проектирования и внедрения инновационных решений в радиотехнологиях, открывающих новые горизонты для дальнейшего исследования и развития.

Основная часть

Развитие 5G и будущих сетей связи Одним из наиболее заметных трендов в радиотехнологиях является переход на сети пятого поколения (5G). Эта технология обещает значительно увеличить скорость передачи данных и снизить латентность, что открывает новые возможности для мобильной связи, Интернета вещей (IoT) и высокоскоростных приложений. Для реализации 5G в радиотехнологиях требуются новые элементы, включая миллиметровые волновые трансиверы, антенны с высокой плотностью и системы MIMO (Multiple Input Multiple Output). Эти компоненты должны быть не только высокопроизводительными, но и энергоэффективными.

Интернет вещей (IoT) и системы на кристалле (SoC) Становление Интернета вещей стало ещё одной важной вехой в радиотехнологиях. Увеличение числа подключённых устройств требует новых подходов к проектированию радиокомпонентов, способных обрабатывать данные и обеспечивать связь, занимая при этом минимальные размеры и потребляя малое количество энергии. Системы на кристалле (SoC) становятся основой для этих устройств, объединяя функции процессоров, радиочастотных блоков и других необходимых

компонентов на едином чипе. Такие интегрированные решения упрощают производство и улучшают общую производительность конечных продуктов.

Новые материалы и технологии С использованием новых материалов, таких как графен, углеродные нанотрубки и нитриды галлия, в радиотехнологиях открываются новейшие перспективы. Графен, например, обладает выдающимися электрическими, механическими и тепловыми свойствами, что делает его идеальным кандидатом для использования в быстрых и эффективных радиочастотных устройствах. Нитриды галлия, в свою очередь, позволяют создавать высокоэффективные усилители и трансиверы для масштабируемых беспроводных систем.

Энергоэффективность и экологичность Сегодняшние технологии стремятся не только к высокой производительности, но и к снижению воздействия на окружающую среду. Энергоэффективность становится важным критерием при разработке радиокомпонентов. Например, использование более эффективных источников питания, улучшенных схем управления энергией и переработка старых компонентов влияют на создание более устойчивых радиосистем. Это также включает в себя сокращение размеров чипов и упрощение их конструкции без ущерба для производительности.

Автоматизация и искусственный интеллект Внедрение технологий искусственного интеллекта (AI) и машинного обучения (ML) становится делом текущей практики в радиотехнологиях. Эти технологии позволяют оптимизировать производственные процессы, улучшать работу радиосистем и адаптироваться к изменяющимся условиям работы. Например, AI может быть использован для прогнозирования нагрузки на сеть, адаптации параметров передачи в реальном времени, а также для улучшения анализа и обработки данных, что делает радиосистемы более интеллектуальными и адаптированными к потребностям пользователей.

Заключение

Текущие тренды в радиотехнологиях и их элементной базе свидетельствуют о значительных преобразованиях, которые происходят в этой ключевой области науки и техники. Переход на сети 5G и развитие Интернета вещей создают новые требования к радиосистемам, стимулируя разработку более компактных, производительных и энергосберегающих решений. Внедрение новых материалов, таких как графен и нитриды, открывает возможности для создания высококачественных радиокомпонентов, которые могут существенно повысить эффективность беспроводной связи. Адаптация технологий искусственного интеллекта и машинного обучения также вносит свой вклад в трансформацию радиотехнологий, позволяя автоматизировать процессы и повысить уровень интеграции компонентов. Важность энергоэффективности и устойчивого производства становится всё более актуальной в контексте глобальных экологических вызовов. Вместе все эти тренды подчеркивают важность междисциплинарного подхода к исследованию и разработке радиотехнологий. С учетом растущей взаимосвязанности элементов и систем в современном мире необходимо продолжать инвестировать в научные исследования и разработки, чтобы оставаться на острие технологического прогресса. В дальнейшем эти тенденции будут определять не только радиотехнологии, но и более широкий спектр отраслей, включая медицину, транспорт и энергетику, создавая новые возможности для инноваций и улучшения качества жизни.

Список использованных источников

1. Баженов, В. С., & Кулаков, Д. В. (2021). Радиосистемы пятого поколения: Технологии и перспективы. М.: Радио и связь.
2. Крамарев, И. А. (2019). Интернет вещей: Технологии и приложения. М.: Наука.
3. Иванов, А. В., & Петров, С. Н. (2020). Тенденции развития радиочастотных технологий. *Электросвязь*, 11(1), 22-29.
4. Соловьев, А. И. (2018). Основы радиотехники и радиосвязи. М.: Энергия.
5. Зайцева, Е. А. (2022). Новые материалы для радиокомпонентов: графен и его применение. *Технические науки*, 17(4), 97-104.
6. Морозов, В. А. (2020). Системы на кристалле: Технологии и тенденции. М.: ЭКСМО.
7. Лисков, Р. Г. (2021). Искусственный интеллект в радиосвязи: Возможности и вызовы. *Научные ведомости*, 6(2), 134-145.
8. Носов, А. Г. (2023). Энергоэффективные радиокомпоненты для IoT-устройств. *Журнал радиоэлектроники*, 18(1), 55-62.
9. Федоров, И. А., & Рожков, А. В. (2022). Нитриды галлия: Перспективы использования в радиотехнологиях. *Электронные технологии*, 19(3), 78-84.
10. Пудов, С. Н. (2021). Современные радиосистемы: тренды и инновации. СПб.: БХВ-Петербург.

УСИЛИТЕЛИ С БОЛЬШИМ ПИК ФАКТОРОМ: ТЕНДЕНЦИИ И НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ

И. А. ЧЕПИКОВ, Н. А. ТИТОВИЧ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: dlaw99@mail.ru, nikolai.titovich@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассматриваются усилители с большим пик фактором, их важность в современных радиочастотных и звуковых приложениях, а также современные тенденции и технологии, способствующие их развитию. Анализируются существующие решения и их ограничения, предложены новые подходы к проектированию, позволяющие улучшить характеристики усилителей и повысить их эффективность.

Abstract. This article examines high peak factor amplifiers, their importance in modern RF and audio applications, and the current trends and technologies driving their development. Existing solutions and their limitations are analyzed, new design approaches are proposed to improve the characteristics of amplifiers and increase their efficiency.

Введение

Усилители играют ключевую роль в современных системах передачи и обработки сигналов, обеспечивая необходимый уровень мощности для различных приложений, от радиосвязи до аудиотехники и медицинского оборудования. Одним из критически важных параметров, определяющих эффективность работы усилителей, является пик фактор, который отражает соотношение между максимальным значением сигнала и его среднеквадратичным значением. Высокий пик фактор может значительно усложнять работу усилителей, приводя к искажению сигналов, перегреву и другим нежелательным эффектам. В последние годы наблюдается рост интереса к усилителям с большим пик фактором, особенно в контексте развития технологий беспроводной связи и обработки сигналов. Поскольку коэффициент полезного действия (КПД) линейных усилителей мощности радиосигналов с высоким пик-фактором крайне низкий, это создает определенные сложности в проектировании радиопередатчиков и возникает потребность применения специальных методов и схем построения радиопередатчиков с высокой линейностью радиотракта [1].

Цель данной статьи — рассмотреть основные аспекты проектирования и применения усилителей с большим пик фактором, а также проанализировать современные подходы к их оптимизации на примере из одной наиболее популярной схемы усилителя У.Догерти.

Основная часть

Привлекательность решения У.Догерти обусловлена эффективностью управления входными сигналами с высоким отношением пиковой к средней мощности, которое характерно для современных систем связи [2]. Усилитель, построенный по схеме У.Догерти, имеет более высокий коэффициент полезного действия по сравнению с аналогами за счет более рационального использования транзисторов по току. Схема данного метода приведена на рисунке 1.

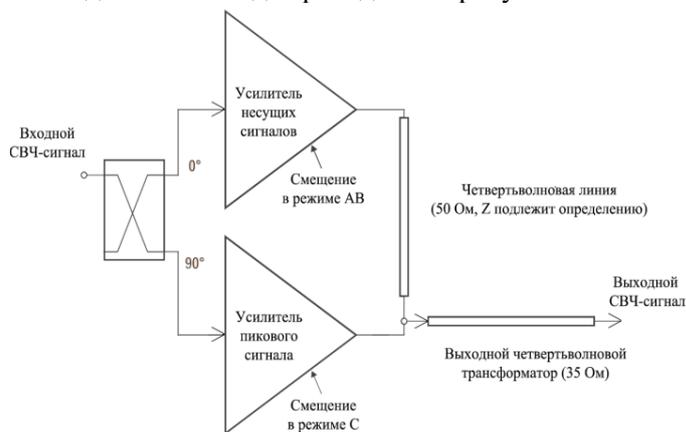


Рис. 1. Структурная схема усилителя У.Догерти.

Суть данного метода заключается в использовании двух различных типов усилителей для достижения оптимального усиления аудиосигнала с высоким пик-фактором. Основной усилитель, работающий в классе АВ, обеспечивает качественное усиление большей части сигнала, обеспечивая хорошую линейность и низкие искажения. Однако одного основного усилителя недостаточно для полноценного усиления всего динамического диапазона.

Для решения данной проблемы используется пиковый усилитель, работающий в классе С. Этот тип усилителя, как правило, имеет высокий коэффициент полезного действия, что позволяет ему эффективно обрабатывать кратковременные пики сигнала, хотя и с некоторыми искажениями. Работая в тандеме, основной и пиковый усилители могут обрабатывать сигнал во всем диапазоне амплитудно-частотной характеристики. Таким образом, работая в паре два усилителя могут обеспечить усиления сигнала во всем диапазоне амплитудно-частотной характеристики. На рисунке 2 приведен график зависимости мощностей основного и пикового УМ и выходного сложеного сигнала.

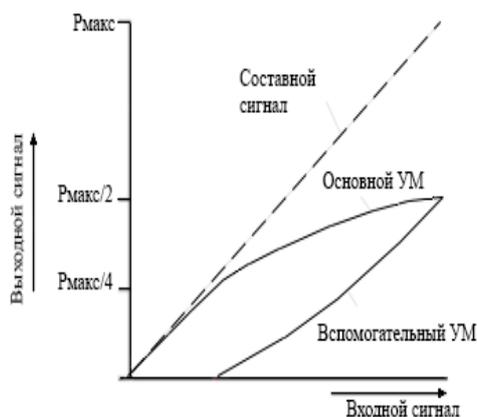


Рис. 2. Характеристика зависимости мощности усилителя мощности У.Догерти от уровня входного сигнала.

Чтобы не перегружать систему, для пикового усилителя, вносится фазовый сдвиг сигнала в 90 градусов. При сложении усиленных сигналов в выходной цепи основного усилителя для обеспечения баланса фаз включена четвертьволновая линия, а для согласования усилителя с нагрузкой — четвертьволновой согласующий трансформатор. Для достижения еще большей энергоэффективности разработчики пытаются добавить не один пиковый усилитель, а два и три. Но данные схемы кроме небольшого преимущества обладают очень большим недостатком: сложностью согласования выходных сопротивлений всех усилителей. Поэтому классическая схема с одним пиковым усилителем является наиболее практичной в использовании.

Основной недостаток данного метода, как и всех мостовых схем сложения мощностей, заключается в ограничении полосы усиливаемого сигнала в 6 МГц. Связанно это ограничение с тем, что схемы мостового делителя и мостового сложения мощностей выполняются на отрезках длинных линий, длина которых составляет четверть длины волны усиливаемого сигнала. При переходе на частоту другого телевизионного канала приходится изменять конструкцию всех мостовых схем.

Одним из методов решения данной проблемы является построение по схеме усилителей мощности с распределенным усилением (УРУ), где для повышения мощности используется параллельное включение нескольких активных элементов. Схема с УРУ широко использовалась в мощных ламповых усилителях в 50-60-е годы прошлого столетия [3]. Однако с развитием мощных усилителей мощности на биполярных транзисторах (БТ), имеющих низкое входное и выходное сопротивление, эта схема не получила дальнейшего развития, так как параллельное соединение нескольких БТ приводит к резкому снижению входного и выходного сопротивления УМ в целом, в результате чего возникают трудности в построении схем согласования. В связи с этим схемы с УРУ были вытеснены мостовыми схемами сложения мощностей. При сложении мощностей с помощью квадратурных мостов, применяемых при построении телевизионных передатчиков, для повышения мощности приходится использовать от трех до семи мостов сложения.

В схеме УРУ реализуется сложение коэффициентов усиления отдельных усилительных приборов, так что принципиально при любой полосе частот можно получить коэффициент усиления больше единицы, даже если коэффициент усиления отдельного усилительного прибора меньше единицы. Это свойство усилителя определило его широкое применение в тех случаях, когда полоса усиливаемых частот составляет несколько сотен МГц [3].

Структурная схема УРУ приведена на рисунке 3. Она состоит из нескольких параллельно включенных усилительных приборов (УП), входной и выходной искусственных длинных линий (ИДЛ), элементов согласования с нагрузкой и питания. В соответствии с особенностью работы ИДЛ параллельно соединенные усилители возбуждаются с некоторой задержкой. Аналогично происходит и сложение усиленных сигналов в выходной ИДЛ.

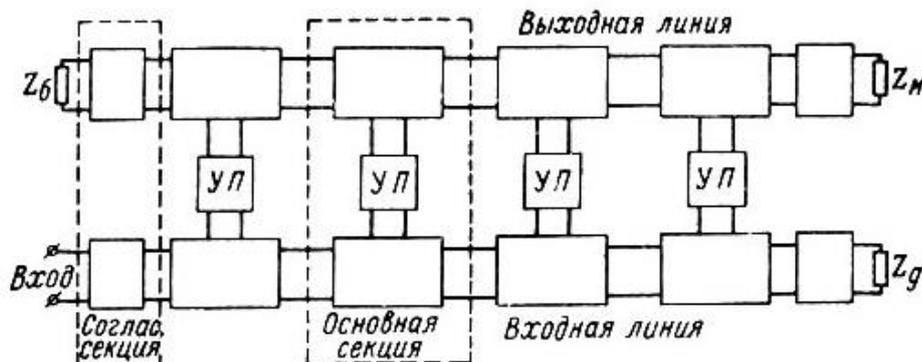


Рис. 3. Структурная схема усилителя с распределенным усилением.

С появлением мощных металл-оксидных полупроводниковых (МОП) транзисторов, обладающих высоким входным и выходным сопротивлением, тема создания мощных УРУ вновь приобрела актуальность. Эти усилители не только обеспечивают широкополосное усиление, но и демонстрируют повышенную надежность по сравнению с мостовыми схемами, которые часто используются для сложения мощности. В мостовых схемах выход из строя одного из транзисторов может привести к полной неработоспособности всей системы, так как это нарушает работу всех мостов. В отличие от этого, при параллельной схеме сложения мощности отказ одного транзистора не останавливает работу всего усилителя.

УРУ на основе полевых транзисторов также находят применение в приемных модулях фазированных антенных решеток. Однако реализация мощных усилителей сопряжена с рядом трудностей. Резкие зависимости входных и выходных емкостей транзисторов от приложенных напряжений могут приводить к дополнительным нелинейным искажениям в усилительном тракте, что требует внедрения методов линеаризации для улучшения качества усиления мощности. Кроме того, при работе с сигналами, имеющими высокий пик-фактор, возникает необходимость повышения КПД усилителя.

Метод усиления, предложенный У.Догерти, не может быть непосредственно применен в схемах УРУ, так как он также требует использования мостовых схем деления и сложения мощности. В этой ситуации более перспективным решением представляется применение метода автоматической регулировки режима работы (АРР) УРУ. Этот метод использует синхронное изменение напряжения питания усилителя в соответствии с изменениями огибающей входного сигнала, что позволяет повысить энергоэффективность работы усилителя по аналогии с методом У.Догерти [1].

Однако стоит отметить, что применение АРР может вводить дополнительные нелинейные искажения, поскольку в тракте управления напряжением питания могут возникать задержки по отношению к амплитуде усиливаемого сигнала. Тем не менее, исследование УРУ с использованием АРР остается актуальным благодаря достижениям в области цифровой предкоррекции, что позволяет достигать необходимой линейности усилительного тракта. В этом контексте компьютерное моделирование проектируемой схемы становится важным инструментом, позволяющим оценить ее характеристики и оптимизировать параметры. Расчет и сравнительный анализ энергетической эффективности УМ с линейной и нелинейной АРР позволяет значительно снизить затраты на этапе макетирования.

Достичь желаемого результата - повышения КПД УМ в широкой полосе частот на высоком уровне мощности при сохранении линейности усилительного тракта, позволяет техническое решение, описанное в [4], представленное на рисунке 4.

Широкополосный усилитель мощности построен по схеме Догерти, содержит основной усилитель 1, пиковый усилитель 2, согласующие цепи основного 4 и пикового 5 усилителей и симметрирующий трансформатор 6, выход которого соединен с нагрузкой. В схему также введены направленный ответвитель 7 и реактивные цепи по числу входов ответвителя (10,11,12,13). Направленный ответвитель выполнен в виде гибкой полосковой линии с сильной электромагнитной связью и неравными длинами проводников в области электромагнитной связи. Короткий проводник имеет электромагнитную связь между входами ответвителя по внешней стороне проводника, а длинный проводник не имеет упомянутой связи. Кроме того, каждая реактивная цепь состоит из последовательного соединения микрополосковой линии и конденсатора. Усилители выполнены двухтактными, их выходы соединены с одноименными входами согласующих цепей, которые выполнены симметричными и на средней частоте рабочего диапазона обеспечивают фазовый сдвиг 90° . Выходы согласующей цепи основного усилителя непосредственно подключены ко входам направленного ответвителя и симметрирующего трансформатора, выходы пикового усилителя через другую согласующую цепь подключены к противоположным входам направленного ответвителя. Между одноименными входами направленного ответвителя и корпусом включены реактивные цепи.

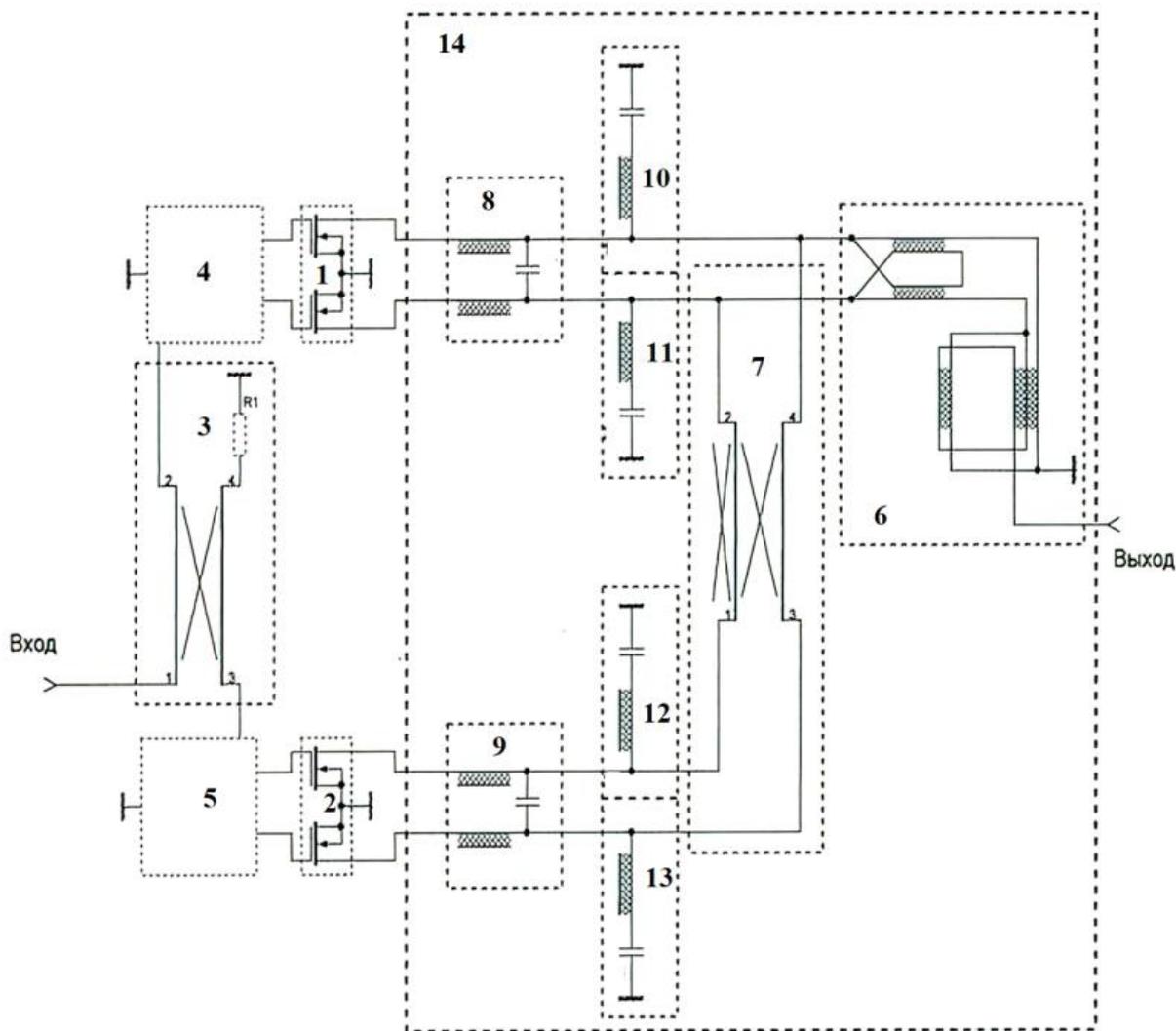


Рис. 4. Широкополосный усилитель мощности по схеме Догерти

Усилитель работает следующим образом. На общий вход усилителя подается высокочастотный сигнал с динамично изменяющейся амплитудой, характеризующийся высоким отношением пиковой мощности к среднему значению. Входной сигнал в усилителе делится между основным и пиковым усилителями неравнозначно с фазовым сдвигом, обеспечивающим его квадратурность. На низких и средних уровнях мощности основной усилитель работает как линейный усилитель класса «В». В рабочем диапазоне частот, за счет соответствующей реализации суммирующей цепи, он работает на активную нагрузку и имеет хорошую развязку с пиковым усилителем. Практически вся мощность основного усилителя поступает в нагрузку. С ростом уровня входного сигнала основной усилитель входит в насыщение, а пиковый выходит в активный режим. Как и в классической схеме усилителя Догерти, этот переход установлен на уровне мощности 6 дБ, что соответствует половине пикового входного напряжения. В зависимости от структуры усиливаемого сигнала диапазон может быть выбран другим. Для сигнала DVB T-2 наиболее оптимальным, с точки зрения реализации энергетических характеристик и линейности усилителя, является уровень (7-8) дБ.

Исследования характеристик данного широкополосного усилителя мощности, описанные в [4], показывают, что при усилении сигнала с пик-фактором сигнала 10-12 дБ в полосе частот дециметрового диапазона обеспечивается уровень средней эффективной мощности 170 Вт с КПД по стоковой цепи в 40-52% и линейностью MER>35,5 дБ. Аналогичный усилитель, выполненный по типовой двухтактной схеме, позволяет получить КПД только 20-25%. Таким техническим решением невозможно создать оптимальные импедансы для первой, второй и третьей гармоник одновременно. Следовательно, из-за влияния гармоник между основным и пиковым усилителями, максимальная мощность, эффективность и приемлемая линейность в этой структуре не достигались. Аналогично и в усилителе-прототипе потенциально достижимый КПД падает с ростом пик-фактора усиливаемого сигнала. В заявляемом усилителе синтез широкополосного сумматора Догерти (14) осуществлен с учетом оптимального согласования нагрузки, как на основной частоте, так и на второй и третьей гармониках. Создан нулевой импеданс для второй гармоники (двухтактное включение транзисторов в усилителях), и высокий для третьей (включение реактивных цепей 10, 11, 12, 13). За счет поворота фазы третьей гармоники пикового усилителя и широкополосной трансформации нагрузки трансформатором 6 в усилителе основного канала произведено уплощение косинусоидального импульса тока транзисторов.

Заключение

В ходе исследования темы усилителей с большим пик-фактором были выявлены ключевые тенденции и направления их дальнейшего развития. Они находят применение в различных областях — от музыкальной индустрии до кино и телевидения, а также в автомобильной акустике, что открывает новые возможности для их разработки и использования. Развитие новых технологий, таких как цифровая обработка сигналов, способствовало созданию более эффективных и компактных усилителей, что в свою очередь увеличило их пик-фактор.

Анализ известных решений повышения энергетических характеристик таких усилителей показал, что наиболее эффективной является схема УМ, предложенная в свое время У.Догерти. Однако она находится в противоречии с требованиями обеспечения широкополосности усилительного тракта. Набирающая в последнее время популярность схема широкополосного УРУ на полевых транзисторах требует введения в схему элементов предкоррекции, компенсирующих отрицательное влияние входных и выходных емкостей транзистора. Весьма перспективной представляется схема широкополосного УМ по схеме Догерти с широкополосным согласующим трансформатором на выходе.

Список использованных источников

1. Шахильдян В. В., Иванюшкин Р. Ю. Методы повышения энергетической эффективности линейных усилителей мощности. // Т-Сотт – Телекоммуникации и транспорт, 2011, №9.
2. Анализ режимов функционирования усилителя мощности по схеме Догерти в цифровых телевизионных передатчиках //технические науки - электротехника, радиотехника, телекоммуникации и электроника/ Савенков Г.Г., Морозов Ю.В., Цыкунов А.В. – 2013
3. Алексеев О.В. Усилители мощности с распределенным усилением - Ленинград: Энергия, 1968.
4. Широкополосный усилитель мощности по схеме Догерти / И.О. Киселёв [и др.] патент RU 2727146, 2020 – 21 с.

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СОВРЕМЕННЫХ РАДИОТЕХНОЛОГИЙ: ОТ ТРАНЗИСТОРОВ ДО ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

АХАДУЕВ ТАГИР АЛЕКСЕЕВИЧ

*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Технологический университет имени дважды героя советского союза летчика-космонавта А.А. Леонова»
Колледж космического машиностроения и технологий*

E-mail: olegkhalilov08@gmail.com

Аннотация. В статье рассматриваются основные компоненты элементной базы современных радиотехнологий, начиная с традиционных транзисторов и заканчивая высоконадежными интегральными схемами. Обсуждаются принципы работы транзисторов, их виды и роль в радиотехнике, а также эволюция от дискретных элементов к интеграции, осуществляемой в микросхемах. Особое внимание уделено современным технологиям производства, таким как CMOS-технологии, которые обеспечивают высокую плотность интеграции и низкое энергопотребление. Рассматриваются также материалы, применяемые в производстве радиокомпонентов, включая кремний, арсенид галлия и графен, что открывает новые перспективы для повышения производительности и функциональности устройств. В заключение подчеркивается важность дальнейших исследований в области разработки новых элементов и технологий, которые позволят удовлетворить растущие потребности в производительности и сложности радиотехнических систем в эпоху цифровизации и интернета вещей.

Abstract. The article examines the main components of the elemental base of modern radio technologies, starting with traditional transistors and ending with highly reliable integrated circuits. The principles of operation of transistors, their types and role in radio engineering, as well as the evolution from discrete elements to integration carried out in microcircuits are discussed. Particular attention is paid to modern manufacturing technologies, such as CMOS technologies, which provide high integration density and low power consumption. Materials used in the production of radio components are also considered, including silicon, gallium arsenide and graphene, which opens new prospects for improving the performance and functionality of devices. In conclusion, the importance of further research in the development of new elements and technologies that will meet the growing demands for performance and complexity of radio systems in the era of digitalization and the Internet of Things is emphasized.

Введение

Современные радиотехнологии стали неотъемлемой частью нашей жизни, оказывая влияние на большинство аспектов повседневного существования. От мобильных телефонов до спутниковой связи — все они базируются на сложных электронных устройствах, которые в свою очередь зависят от качественных элементных баз. Основными компонентами, применяемыми в этих технологиях, являются транзисторы и интегральные схемы. С момента появления первых транзисторов в середине 20 века значительно изменилась не только архитектура самих устройств, но и подходы к их проектированию и производству. В данной статье мы рассмотрим эволюцию элементной базы радиотехнологий, начиная с транзисторов и заканчивая современными интегральными схемами, выделив ключевые достижения и направления, которые способствовали развитию этой динамичной области.

Основная часть

Транзисторы: основа электроники Транзисторы, впервые разработанные в 1947 году, стали революционным открытием в области электроники. Они заменили громоздкие лампы и ознаменовали переход к новым, более компактным и энергоэффективным устройствам. Существует несколько типов транзисторов, включая биполярные (BJT) и полевые (FET), каждый из которых имеет свои уникальные преимущества и области применения. Благодаря своей способности управлять потоками электрического тока, транзисторы стали основными строительными блоками для усилителей, осцилляторов и переключающих устройств.

Развитие технологии интегральных схем. С появлением интегральных схем (ИС) в 1960-х годах началась новая эра в электронике. ИС объединили множество транзисторов и других компонентов, таких как резисторы и конденсаторы, на едином чипе, что позволило существенно уменьшить размеры и стоимость электронных устройств. Это сделало возможным использование радиотехнологий в массовом производстве, включая бытовую электронику и системы связи.

Микропроцессоры и цифровая эпоха. С развитием интегральных схем появились микропроцессоры, которые стали центральными элементами современных вычислительных систем. Микропроцессоры обеспечивают выполнение сложных вычислительных задач и управления функционалом устройств. Это открыло новые горизонты для радиотехнологий, позволив создавать более сложные и интеллектуальные системы, такие как смартфоны и беспроводные сети.

Нанотехнологии и новые материалы. В последние десятилетия наблюдается рост интереса к нанотехнологиям и новым материалам, таким как углеродные нанотрубки и графен. Эти материалы обладают уникальными электрическими свойствами, что позволяет создавать более производительные и компактные устройства. Внедрение таких технологий в радиотехнологии обещает ускорить развитие новых приложений, таких как 5G и Internet of Things (IoT).

Перспективы будущего. Будущее радиотехнологий связано с дальнейшим развитием элементной базы, в частности, с улучшением характеристик интегральных схем, повышением их плотности и снижением энергопотребления. Разработка новых полупроводниковых материалов и технологий, таких как квантовые точки и фотонные интегральные схемы, также может значительно изменить ландшафт радиотехнологий в следующие десятилетия.

Заключение

Элементная база современных радиотехнологий, начиная с транзисторов и завершая интегральными схемами, представляет собой ключевой аспект, определяющий функциональность, производительность и надежность радиосистем. Эволюция от простейших дискретных компонентов до высокоинтегрированных микросхем иллюстрирует прогресс, достигнутый в области электроники, и открывает новые горизонты для устройства и разработки радиотехнических систем. Развитие технологий производства, таких как CMOS и BiCMOS, а также использование современных материалов, таких как графен и арсенид галлия, позволяют создавать более компактные и энергоэффективные устройства, что критически важно в условиях быстроменяющегося технологического ландшафта. Важно также отметить, что с увеличением сложности и многофункциональности радиосистем растет значимость исследований и разработок, направленных на повышение качества и надежности элементной базы. Будущее радиотехнологий связано с необходимостью интеграции традиционных подходов с новыми идеями, такими как квантовые вычисления и интернет вещей. Это требует внимательного подхода к подготовке специалистов, обладающих знаниями и навыками в различных областях знаний, что, в свою очередь, формирует основы устойчивого развития отрасли. В заключение, элементная база радиотехнологий не только определяет текущее состояние и возможности индустрии, но и задает вектор ее развития в будущем. Интенсивные исследования и внедрение инновационных решений останутся залогом конкурентоспособности и способности удовлетворить растущие потребности общества в высоких технологиях и связности. Таким образом, дальнейшее внимание к совершенствованию элементной базы будет иметь огромное значение для прогресса всего технологического спектра.

Список использованных источников

1. Н.Ф. Дьяконов, «Транзисторы: Технология, принципы работы и применение», М.: Энергия, 2015.
2. Г.М. Кузнецов, «Современные интегральные схемы: Теория и практика», М.: Радио и связь, 2018.
3. С.Л. Обозов, «Элементная база радиотехники», Вестник радиотехники, том 12, № 5, 2020, с. 45-50.
4. М. Скобелев, «Интегральные схемы и их применение в радиосвязи», Журнал радиоэлектроники, № 3, 2021, с. 12-18.
5. F. A. Ghannouchi, M. A. M. Abdallah, "Modern Trends in RF and Microwave Circuit Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no. 2, pp. 120-134, 2022.
6. H. Nakamura, "Fundamentals of Low Power CMOS VLSI," Springer, 2020.
7. R. S. B. A. Prasad, "Advanced CMOS Technology for VLSI Circuits," Wiley, 2019.
8. I. P. Gonsalves, "Materials for Advanced Technology," Journal of Materials Science, vol. 56, no. 7, pp. 6400-6410, 2021.
9. A. T. Bhatti, "Trends in Quantum Dots for Future Electronics," Nature Electronics, vol. 3, pp. 125-136, 2020.
10. В.Е. Глушко, «Новые подходы к разработке полупроводниковых материалов и устройств», Известия РАН. Серия Физическая, том 84, № 11, 2021, с. 2045-2052.
11. O. A. Sadovnikov, "Electric Circuits and Electronics 101," Moscow: SAMG Publishing, 2020.
12. S. B. Bhatia, "Advancements in IoT and Smart Technologies," Proceedings of the IEEE, vol. 10, pp. 250-261, 2023.
13. Т.П. Смирнова, «Экологические аспекты радиотехники: утилизация и переработка», Энергетика и экология, 2022, с. 75-80.
14. М. А. Захаров, «Научные и технические кадры в России: вызовы и решения», Наука и образование, 2023, с. 23-30

Научное издание

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ
РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ
2024**

МАТЕРИАЛЫ ОТКРЫТОЙ РЕСПУБЛИКАНСКОЙ
НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОЙ ИНТЕРНЕТ-КОНФЕРЕНЦИИ

(Республика Беларусь, Минск, 21–22 ноября 2024 года)

В авторской редакции
Ответственный за выпуск *Н. И. Листопад*

Подписано в печать 17.12.2024. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 38,6. Уч.-изд. л. 38,0. Тираж 50 экз. Заказ 193.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск

