

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего  
образования «Национальный исследовательский университет  
«Московский институт электронной техники»

На правах рукописи



**Мелёшин Юрий Михайлович**

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОПОЛОСНОЙ  
РАДИОСИСТЕМЫ С ФАЗОКОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства  
телевидения

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
кандидат физико-математических наук, доцент  
**Лялин Константин Сергеевич**

Москва, 2020

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....</b>	<b>4</b>
<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>5</b>
<b>ГЛАВА 1. Анализ использования современных многодиапазонных и многополосных систем .....</b>	<b>12</b>
1.1. Современные многодиапазонные радиосистемы .....	12
1.2. Способы эффективного использования рабочей полосы частот многодиапазонных радиосистем.....	26
1.2.1. Способ обработки сигналов в многополосной радиосистеме с ЛЧМ-сигналами .....	26
1.2.2. Калибровка дисбаланса каналов в многополосных радиосистемах ДЗЗ.....	29
1.3. Выводы к главе 1 .....	40
<b>ГЛАВА 2. Способ эффективного использования рабочей полосы частот многодиапазонных РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами .....</b>	<b>41</b>
2.1. Сравнительный анализ РС ДЗЗ на основе ЛЧМ и ФКМ сигналов .....	41
2.2. Разработка и исследование алгоритма формирования и обработки сигналов для РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами.....	49
2.3. Алгоритм калибровки амплитудных и фазовых искажений в многодиапазонных и многополосных РС с ФКМ .....	62
2.4. Выводы к главе 2 .....	64
<b>ГЛАВА 3. Проектирование радиосистемы для требований промышленности на основе разработанного алгоритма .....</b>	<b>65</b>
3.1. Возможные структурные схемы построения радиосистем ДЗЗ .....	66
3.2. Ограничения применения многополосных радиосистем с ФКМ .....	71
3.3. Разработка малогабаритной МРС ФКМ X-диапазона для требований промышленности .....	72
3.4. Выводы к главе 3 .....	78

<b>ГЛАВА 4. Экспериментальная отработка.....</b>	<b>79</b>
4.1. Лабораторная отработка алгоритма формирования и обработки сигналов в многополосных РС с ФКМ.....	79
4.1.1. Лабораторный эксперимент с линиями задержки.....	79
4.1.2. Лабораторный эксперимент с обнаружением целей в пространстве....	82
4.2. Полевые летные эксперименты .....	85
4.3. Выводы к главе 4 .....	93
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>94</b>
<b>Список литературы.....</b>	<b>95</b>
<b>Приложение А. Документы, подтверждающие внедрение основных результатов диссертационной работы .....</b>	<b>106</b>

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АКФ	Автокорреляционная функция
БПЛА	Беспилотный летательный аппарат
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
ВКФ	Взаимно-корреляционная функция
ВЧ	Высокая частота
ДН	Диаграмма направленности
ДЗЗ	Дистанционное зондирование Земли
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
МРС	Многодиапазонная радиосистема
ОБПФ	Обратное быстрое преобразование Фурье
ПЛИС	Программируемая логическая интегральная схема
РС	Радиосистема
РЧМ	Радиочастотный модуль
СИМ	Стенд имитационного моделирования
УБЛ	Уровень боковых лепестков
ФАПЧ	Фазовая автоподстройка частоты
ФКМ	Фазокодовая манипуляция
ЧПИ	Частота повторения импульсов

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** Одна из задач цифровой экономики, согласно Национальному проекту на 2019 – 2024 годы, преобразование приоритетных отраслей экономики и социальной сферы, включая здравоохранение, образование, **промышленность, сельское хозяйство**, строительство, городское хозяйство, транспортную и энергетическую инфраструктуру, финансовые услуги, посредством внедрения цифровых технологий и платформенных решений. В связи с этим существует потребность в создании высокотехнологичных систем для решения актуальных проблем промышленности и сельского хозяйства, а также алгоритмов, связанных с их работой.

В настоящее время широкое распространение получили многодиапазонные радиосистемы (РС). Отличительной чертой данных систем является использование нескольких частотных диапазонов. При этом частотные диапазоны могут быть как сильно разнесены (многодиапазонные РС, в зарубежной литературе называются «Multiband System»), так и могут граничить или пересекаться в частотной области (многополосные РС, называемые в зарубежной литературе «Step-Frequency System»). Несколько рабочих полос частот используется в помехозащищенных системах связи и комплексах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Это связано с тем, что помехи, мешающие работе систем связи, как правило, достаточно узкополосные, следовательно, и влияние таких помех значительно ограничивается. Многополосные и многодиапазонные РС ДЗЗ, в свою очередь, активно развиваются, так как результатом работы таких систем, как правило, является изображение местности, а функциональные возможности по обнаружению искомым объектов такой системы сильно зависят от используемых рабочих полос частот. Например, для обнаружения объектов, скрытых листвой или небольшими слоями почвы, применяются низкочастотные (L, P и т.д.) диапазоны частот, а высокая разрешающая способность по дальности, как правило, присуща более высокочастотным диапазонам частот (X, Ku и т.д.).

Однако большинство таких систем работают по принципу разделения на независимые подсистемы с разными рабочими полосами частот, а объединение подсистем в одну происходит уже на поздних этапах обработки. Из-за этого максимальные технические характеристики (например, разрешающая способность)

всей системы ограничены техническими характеристиками используемых подсистем.

Решением данной проблемы является система, где сигналы всех подсистем формируются и обрабатываются не независимо, а по специальному алгоритму, который позволяет эффективно использовать всю суммарную рабочую полосу РС. Это даёт возможность достигнуть максимальной разрешающей способности по дальности и увеличить качество получаемого изображения. Также из-за уменьшенной мгновенной полосы сигнала такая система снижает требования к аппаратной части некоторых типов РС и трудоемкость операций по настройке и регулировке, что уменьшает их себестоимость.

Ввиду фундаментальных отличий принципов построения РС на основе сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) от РС с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) исследования в области синтеза и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных радиолокаторах для этих двух случаев следует разделять. Для систем с ЛЧМ- сигналами на сегодняшний день известны способы и алгоритмы эффективного использования рабочей полосы частот. Данной проблематикой занимаются как отечественные ученые (Верба В.С., Бомштейн А. Д., Ильин Е. М. Меркулов В.И., Садовский П.А., Лихачев В.П., Пашук М.Ф., Лепёхина Т.А., Николаев В.И), так и зарубежные (Wang A., Zhou D., Gong H., Han B., Ding C., Liang Y., Wang Y., Huynh C., Lee J., Nguyen C., Capria A., Petri D., Moscardini C., Conti M., Cantelli F и др.). Однако для систем с ФКМ- сигналами такие алгоритмы отсутствуют.

Отметим растущую потребность реальных секторов экономики в универсальной многодиапазонной РС для выполнения функции как датчиков ДЗЗ (построение изображений местности, определение мест утечек газо- и нефтепродуктов, определение радиовегетационных индексов растительности (RVI) и т. Д.), так и системы связи для передачи полученных данных с воздушного носителя на Землю.

Следовательно, актуальными являются вопросы разработки и исследования многополосной РС с ФКМ для требований промышленности и сельского хозяйства, а также алгоритмов ее работы.

**Актуальность темы диссертационной работы** обусловлена тем, что результаты работы позволят строить РС с необходимыми техническими характеристиками с существенно сниженной себестоимостью, что является ключевым требованием для массового внедрения таких систем в реальные сектора экономики.

**Объект исследования:** многополосная радиосистема.

**Предмет исследования:** алгоритм формирования и обработки сигналов в многополосных радиосистемах с фазокодовой манипуляцией.

**Цель работы:** разработка и исследование многополосной радиосистемы с фазокодовой манипуляцией и алгоритмов ее работы

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие научные задачи:

1. Провести анализ современных многодиапазонных и многополосных РС.
2. Проанализировать существующие алгоритмы использования суммарной рабочей полосы частот и калибровки каналов в многодиапазонных и многополосных РС с ЛЧМ- сигналами.
3. Разработать алгоритм формирования и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных радиосистемах с фазокодовой манипуляцией.
4. Разработать алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений, возникающих при объединении нескольких рабочих полос частот в одну в многополосных РС с ФКМ.
5. Исследовать технические основы проектирования многодиапазонных и многополосных РС с ФКМ.
6. Разработать структурную схему многополосной РС ДЗЗ для требований промышленности и сельского хозяйства X- диапазона частот.
7. Провести экспериментальные исследования и подтвердить работоспособность разработанных алгоритмов и системы в лабораторных и полевых условиях.

**Методы исследований.** Для решения поставленных задач в работе используются методы математического моделирования, применяются основы

корреляционного анализа сигналов и теории цифровой обработки сигналов. Проведены лабораторные и полевые экспериментальные исследования.

**Научная новизна работы:**

1. Впервые разработан алгоритм формирования и обработки сигналов в многополосных РС, отличающийся тем, что его возможно эффективно применять в системах с ФКМ.

2. Разработан алгоритм компенсации амплитудно-фазовых искажений, возникающих при объединении нескольких рабочих полос частот в одну в многополосных РС с ФКМ.

3. Предложены технические основы разработки многополосных РС с ФКМ на основе разработанных алгоритмов в части системного проектирования: выбор оптимального разбиения суммарной рабочей полосы частот на поддиапазоны, установлены зависимости выбора режимов работы РС в зависимости от параметров носителя.

4. Разработана малогабаритная многополосная РС ДЗЗ с ФКМ для требований промышленности и сельского хозяйства на основе разработанных алгоритмов и предложенных технических основ.

**Достоверность** основных положений и выводов, выносимых на защиту, подтверждается использованием общеизвестного математического аппарата, применением математического моделирования и экспериментальными результатами моделирования.

**Практическая значимость исследования.** Проведенные исследования показали, что разработанная многополосная РС с ФКМ и алгоритм формирования и обработки сигналов в многополосных РС с ФКМ могут применяться в разработках новых РС. Использование данного алгоритма существенно сокращает мгновенную рабочую полосу частот, что упрощает аппаратную часть формирования и обработки сигналов, и снижает трудоемкость операций настройки и регулировки аналоговых частей РС. Так, для реализации суммарной рабочей полосы частот в X-диапазоне частот, равной 2,5 ГГц, при классической схеме построения РС необходимо применять модуль формирования и обработки сигналов с частотой дискретизации не менее 2,5 ГГц и проводить настройку и регулировку аналоговых трактов в аналогичной полосе частот (2,5 ГГц). Применение предложенного алгоритма

снижает мгновенную рабочую полосу частот в 10 раз (до 250 МГц), что, в настоящее время, снижает себестоимость АЦП модуля формирования и обработки сигналов более чем в 30 раз.

**Внедрение результатов работы.** Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина «МИЭТ» при проведении занятий по курсу «Цифровая обработка сигналов», использованы при проведении прикладных научных исследований и экспериментальных разработок (ПНИЭР) по теме «Исследование и разработка радиолокационных средств оперативного контроля состояния поверхности Земли с беспилотных летательных аппаратов» и использованы в ОП ООО «ИРЗ» при проектировании устройств обработки высокочастотных радиотехнических сигналов.

#### **Положения, выносимые на защиту**

1. Алгоритм формирования и обработки сигналов многополосных РС с ФКМ, позволяющий снизить мгновенную рабочую полосу частот более чем в 10 раз для РС ДЗЗ, установленной на летательном аппарате, двигающемся с скоростью не более 50 м/с и на высоте не более 2000 метров.

2. Алгоритм компенсации амплитудных и фазовых искажений, позволяющий выполнять калибровку в многополосных РС с ФКМ.

3. Метод эффективного ограничения спектра сигнала, позволяющий улучшить у получаемых изображений энергетику на 17% и разрешение на 8%.

4. Разработанная многополосная радиосистема способна получать изображения с разрешением менее 15 см при рабочей полосе модуля формирования и обработки сигналов 250 МГц.

**Апробация результатов работы.** Результаты работы доложены на десяти научно-технических конференциях: 57-й Научной конференции МФТИ, 2014 г.; 22-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика», 2015 г.; Международной конференции «Инженерные и научные приложения на базе технологий NI NIDays», 2015 г.; 26-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2016 г.; 2016 IEEE NW Russia Young

Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW), 2016 г.; 2017 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW), 2017 г.; 2018 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW), 2018 г.; 8-й Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем», 2018 г.; 4-й Международной научной конференции «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули», 2018 г.; 2019 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIconRusNW), 2019 г.

**Публикации.** Основное содержание работы представлено в 21 научной публикации, в том числе 5 статей в научных журналах, входящих в Перечень ВАК, 9 публикаций, в изданиях, входящих в международные реферативные базы данных Scopus и Web of Science, и 2 патента на изобретения.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, состоящего из 100 источников, списка сокращений, приложений, изложена на 109 страницах машинописного текста.

**В первой главе** представлен анализ современного состояния вопросов использования многодиапазонных РС. Проведенный анализ показал, что существует много современных научных публикаций в предметной области выбранной темы исследования. Выяснено, что имеется большое количество многодиапазонных и многополосных РС самого различного назначения. Подробно рассмотрены вопросы использования многодиапазонных и многополосных РС ДЗЗ и показаны преимущества использования нескольких рабочих диапазонов частот. Также отмечено, что на текущий момент известны многополосные РС ДЗЗ, использующие ЛЧМ- сигналы, и сделан вывод о целесообразности дальнейших исследований в области многополосных РС на основе ФКМ сигналов.

**Во второй главе** приведены результаты исследований корреляционных характеристик сигналов, используемых в РС с ФКМ, сделан вывод о целесообразности применения ФКМ- сигналов в РС ДЗЗ. Рассмотрен вопрос разработки алгоритма формирования и обработки сигналов в многополосных РС с ФКМ и алгоритма компенсации амплитудных и фазовых искажений различных частотных каналов. Показаны результаты моделирования работы алгоритмов. Также

рассмотрен вопрос эффективного ограничения спектра в РС с ФКМ, проведено моделирование и сделаны выводы о наилучших конфигурациях ограничения спектра в РС с ФКМ.

**В третьей главе** исследованы вопросы построения многополосных РС с ФКМ, выработаны технические основы их проектирования, а также приведены результаты проектирования малогабаритной многополосной РС с ФКМ для требований промышленности и сельского хозяйства X-диапазона частот.

**В четвертой главе** приведены результаты экспериментальной отработки. Показаны итоги лабораторной отработки разработанных алгоритмов в различных условиях проведения экспериментов. Также приведены результаты внедрения данных алгоритмов в реальную РС ДЗЗ и представлены изображения местности, на которых показана работа алгоритмов.

**В заключении** сформулированы основные результаты, полученные в диссертационной работе.

# ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ МНОГОДИАПАЗОННЫХ И МНОГОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ

В современной литературе встречается множество упоминаний многодиапазонных РС, однако в разных источниках данное понятие имеет различную трактовку. Так как общей чертой таких систем является использование нескольких частотных диапазонов, то анализ современного состояния проблемы улучшения характеристик таких систем начнем с обзора публикаций, затрагивающих применение многодиапазонных РС общего назначения и их составных частей (в том числе элементной базы), а далее подробно рассмотрим вопросы создания и применения многодиапазонных РС ДЗЗ различного назначения.

## 1.1. СОВРЕМЕННЫЕ МНОГОДИАПАЗОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ

Типичным представителем РС общего назначения является многодиапазонная система, описанная в работе [1]. Многодиапазонная РС содержит  $i, i = \overline{1, N}$ , радиочастотных модулей (РЧМ) различных частотных диапазонов, соединённых с бортовой цифровой вычислительной машиной (БЦВМ) посредством мультиплексного канала информационного обмена и последовательного высокоскоростного интерфейса (типа точка - точка). Каждый РЧМ имеет свой антенный модуль, СВЧ- и цифровой приёмники, передатчик и синтезатор частот. В классическом понимании, каждый отдельный РЧМ может использоваться как самостоятельная РС. Структурная схема многодиапазонной РС представлена на рисунке 1.1.

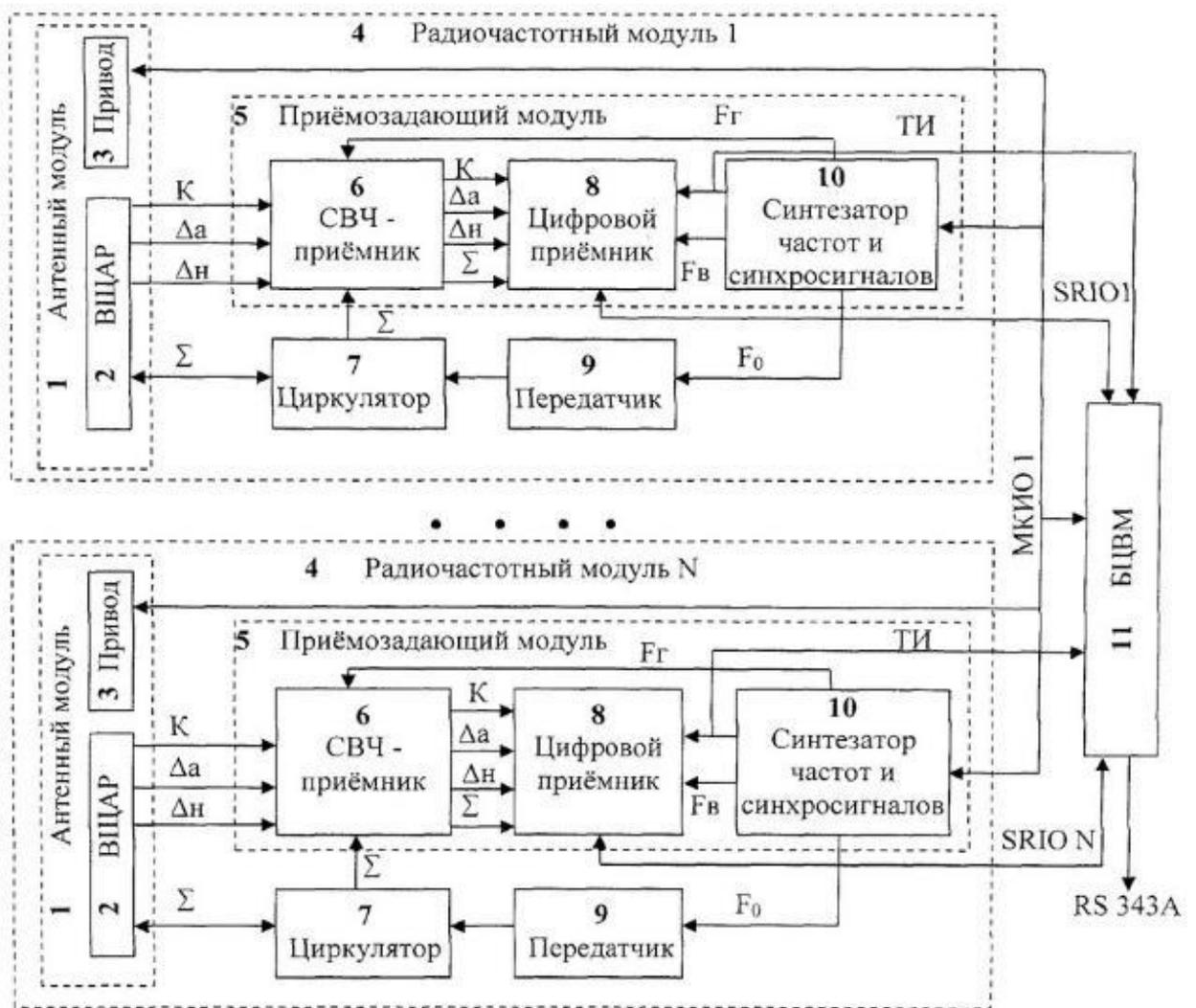


Рисунок 1.1 – Структурная схема многодиапазонной РС [1]

В представленной системе синтез модулирующих сигналов и обработка принятых сигналов выполняются в каждом радиочастотном модуле отдельно, а БЦВМ отвечает за использование уже обработанных сигналов. В качестве примера реализации подобной системы в работе рассмотрена двухдиапазонная система (Рисунок 1.2), имеющая подсистемы  $K_a$ - и  $X$ - диапазонов частот. Выбор этих диапазонов обусловлен возможностью реализовать высокую разрешающую способность в  $K_a$ - диапазоне за счёт широкой рабочей полосы частот и большую дальность работы системы в  $X$ - диапазоне за счет меньших потерь на распространение (в том числе связанных с погодными условиями).



а)

б)

Рисунок 1.2 – Общий вид РЧМ  $K_u$ - диапазона (а) и X- диапазона (б) [1]

В данном случае основным недостатком многодиапазонной системы является ограничение её технических характеристик (разрешающей способности, дальности действия и т.д.) техническими характеристиками подсистем. Например, разрешающая способность всей системы будет равна разрешающей способности подсистемы с самым широкополосным РЧМ.

В работе [2] описана многозадачная широкодиапазонная и многодиапазонная бортовая РС с фазированной антенной решеткой. Система одновременно обеспечивает функции 2D- и 3D- охвата и радиотехнического взаимодействия с использованием трёх диапазонов, которые работают через общую апертуру. Особенностью представленной системы является разделение по функциональным задачам подсистем разных частотных диапазонов (Рисунок 1.3).

Parameter	Volume Coverage	Surface & Low Alt Coverage	Horizon Coverage
Zone	1	2	3
Bands	S	S,X, & Ku	X & Ku

Рисунок 1.3 – Разделение задач для подсистем разных частотных диапазонов [2]

Введение функционального разделения многодиапазонной системы, безусловно, улучшает общие характеристики системы за счёт использования особенностей распространения сигналов для разных диапазонов. Однако недостатки, описанные ранее, данный подход не устраняет.

В работе [3] представлена методология моделирования многодиапазонной РС на основе основных радиолокационных уравнений. Эта методология разработана в

предположении, что обработка в каждой полосе является независимой. На основе этой методологии и реальных данных отношений сигнал/шум проведены соответствующие расчёты с параметрами модели двухдиапазонной РС (VHF- и С-диапазоны), в которой каждая из зон имеет одинаковый диапазон обнаружения одной и той же цели с равной вероятностью обнаружения. В работах [4-9] рассмотрены потенциальные возможности улучшения системных показателей многодиапазонных РС и возникающие при этом проблемы, а также пути их решения. Приведены результаты моделирования, подтверждающие улучшение технических характеристик, и описаны способы их улучшения. Представленные в данных работах методы и подходы могут применяться для более детального моделирования многодиапазонных систем.

Применение многодиапазонных РС может быть самое различное. Так, в работе [4] проведен анализ экспериментальных данных, полученных с использованием двух РС в S- и X-диапазонах для измерения одновременных моностатических и бистатических сигнатур действующих ветровых турбин (вблизи Шрайвенхема, Великобритания), а в [5] описано создание мобильного многодиапазонного датчика для подповерхностного зондирования.

Отдельно следует обратить внимание на использование многодиапазонных систем в задачах пассивного обнаружения. В связи со спецификой пассивных РС количество перекрываемых диапазонов одной системой напрямую влияет на количество возможных типов целей с которыми данная система может работать. Так, в работах [12-13] описано применение многодиапазонности в пассивных бистатических РС, а в [6] представлены многодиапазонные пассивные и активные РС для классификации водного транспорта и мониторинга акваторий. В работе [7] показана возможность создания системы, которая сочетает в себе пассивные и активные режимы работы для лучшей производительности в применениях ПВО. В [8] представлен обширный обзор многодиапазонных систем, работающих на частотах до 1 ГГц.

Увеличение количества областей применения многодиапазонных РС ведёт не только к более глубокому изучению проблем, связанных с использованием таких систем, но и к развитию составных элементов (в том числе элементной базы) таких систем. Так, в [9] рассмотрены вопросы создания радиочастотных интегральных

схем (RFIC) для многодиапазонной многомодовой беспроводной связи и измерительных систем, а в [10] представлен многодиапазонный активный векторный модулятор в виде микросхемы. В работе [11] описана микросхема многодиапазонного приёмника (Рисунок 1.4), имеющая три радиочастотных входа (С-, L- и X- диапазона) и общий квадратурный выход.

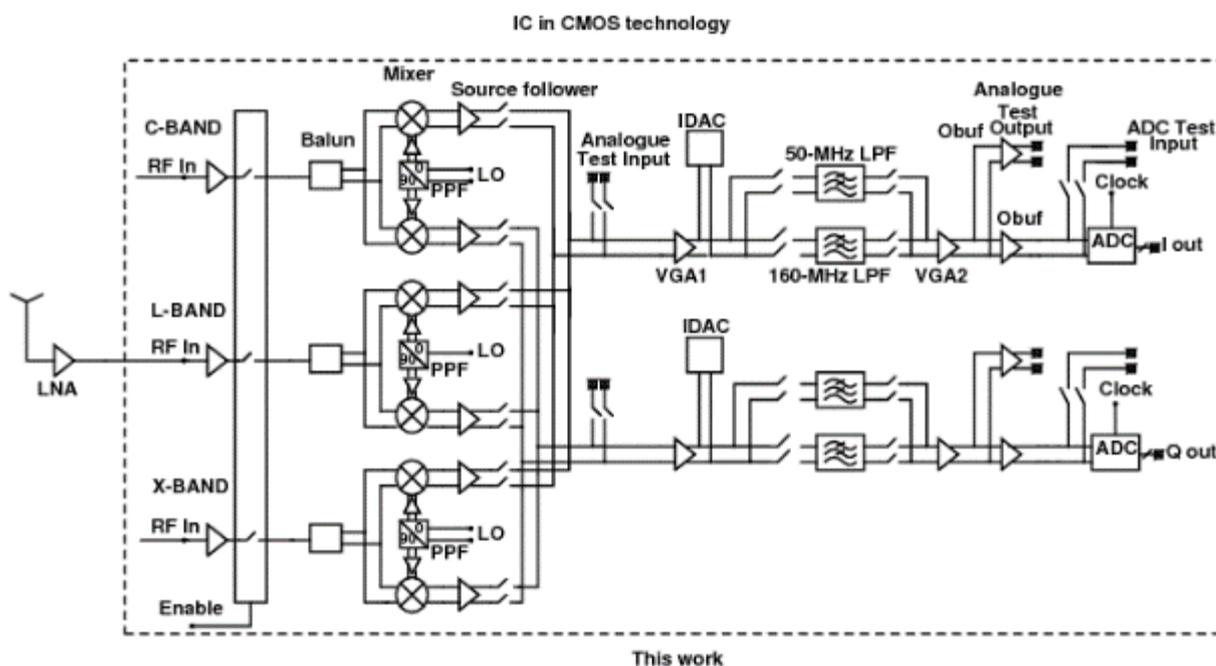


Рисунок 1.4 – Структурная схема многодиапазонного приёмника [19]

Создание многодиапазонных антенных систем достаточно индивидуально и сильно зависит от конкретных решаемых задач. Поэтому работы на эту тему плохо поддаются обобщённому анализу. Примеры реализаций многодиапазонных антенных систем приведены в работах [20-27]. Таким образом, вопросы создания как многодиапазонных систем, так и их составных частей активно исследуются и имеют широкую практическую значимость.

**Многодиапазонные РС комплексов ДЗЗ.** Проведём обзор современных многодиапазонных РС комплексов ДЗЗ, так как именно в таких системах свойства многодиапазонных систем нашли наиболее значимые применения. Для начала рассмотрим системы, конечным продуктом которых является изображение местности (системы картографирования, ледовой разведки, военного назначения и т.д.). В таких системах количество информации, которую можно извлечь из полученного изображения, сильно зависит от проникающих свойств используемых радиотехнических сигналов. Как показано в работах [28-29], проникающие свойства

сигналов в различных средах сильно зависят от частоты сигнала. На рисунке 1.5 показана зависимость коэффициента поглощения от частоты для разных типов групп грунтов: 1 – глина, суглинки (влажность  $W > 5\%$ ); 2 – глина, суглинки ( $W < 5\%$ ), морские льды, пески и песчаники ( $W > 15\%$ ), торф; 3 – пески и песчаники ( $W < 15\%$ ), влажные угли, асфальт, бетон, кирпич, гранит; 4 – пресный лёд, снег, сухие угли, гранит, кальцит, доломит, каменная соль.

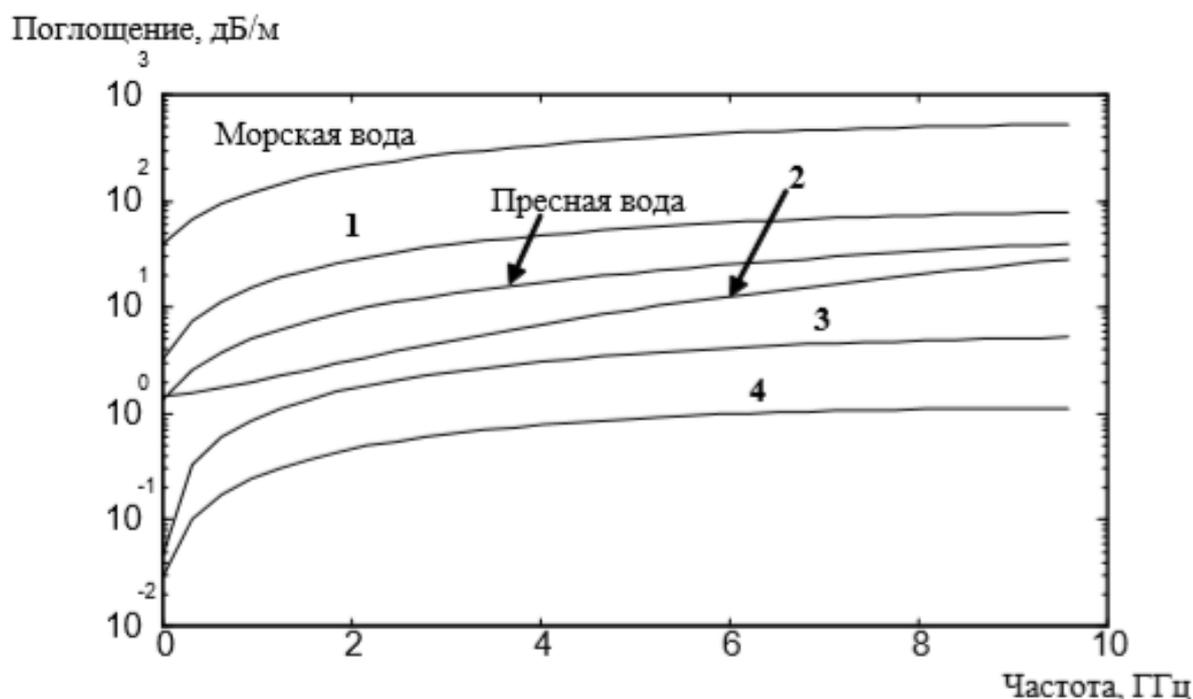


Рисунок 1.5 – Зависимость коэффициента поглощения в воде и грунте от частоты [28]

По представленным графикам видно, что общий характер увеличения потерь с ростом частоты наблюдается для всех групп грунтов. Для грунтов 1 и 2 типов потери наиболее значимые. Представленные данные объясняют тенденцию применения РС подповерхностного сканирования с частотными диапазонами в пределах 50–500 МГц, что является компромиссом между глубиной зондирования в единицы – десятки метров и разрешающей способностью в единицы – десятки сантиметров для реальных геологических структур. Получили развитие и более высокочастотные РС, имеющие верхнюю частоту до 40 ГГц, которые имеют глубину зондирования в единицы – десятки сантиметров и используются в основном для анализа состояния бетонных строительных конструкций и которые трудно отнести к геологическим приборам. Технические характеристики практически всех геосистем и их схемотехнические решения мало чем отличаются друг от друга.

Такие РС способны формировать изображения объектов, находящихся в слоях земли (воды), но не могут обеспечить надлежащую разрешающую способность либо по азимуту (геосистемы), либо по дальности (низкочастотные РС).

Приведенные выкладки нашли свое подтверждение и на практике. Так, в работе [12] описано семейство авиационных мобильных малогабаритных РС семейства «Компакт» (разработки ФГУП НИИТП), основные характеристики подсистем разных частотных диапазонов которых представлены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Основные характеристики РС семейства «Компакт» [30]

Параметр	X-диапазон	L-диапазон	P-диапазон	VHF-диапазон
Центральная несущая частота, МГц	8600	1310	430	140
Ширина спектра сигнала, МГц	300	100	60	40
Пространственное разрешение, м	0,5 × 0,5	1,5 × 1,5	2,5 × 2,5	3,5 × 3,5
Полоса захвата, км	3	15	5	3
Рабочая дальность, км	10...15	15...25	15	5
Размеры антенны, м	0,25 × 0,25	∅ 0,35	∅ 0,5	1,3 × 0,65
Импульсная мощность передатчика, Вт	60	250	200	150
Энергопотребление по сети = 27 В, Вт, не более	150	60	60	60

Каждая подсистема построена по единой структуре, представленной на рисунке 1.6. Особенностью данной системы является реализация концепции когерентного цифрового "ядра" радиосистемы, осуществляющего функции цифрового формирования широкополосного сигнала, аналого-цифрового преобразования принятого сигнала, а также формирование когерентных последовательностей управляющих стробов. Цифровое "ядро" построено на базе центрального компьютера, сопряжённого со специализированными цифровыми модулями, и обеспечивает когерентность всех радиотехнических трактов.



Рисунок 1.6 – Структурная схема подсистемы РС «Компакт» [30]

Данная система позволяет получить картину местности при работе в разных частотных диапазонах, что даёт больше информации как о видимых объектах (рисунок 1.7), так и о скрытых объектах (рисунок 1.8).

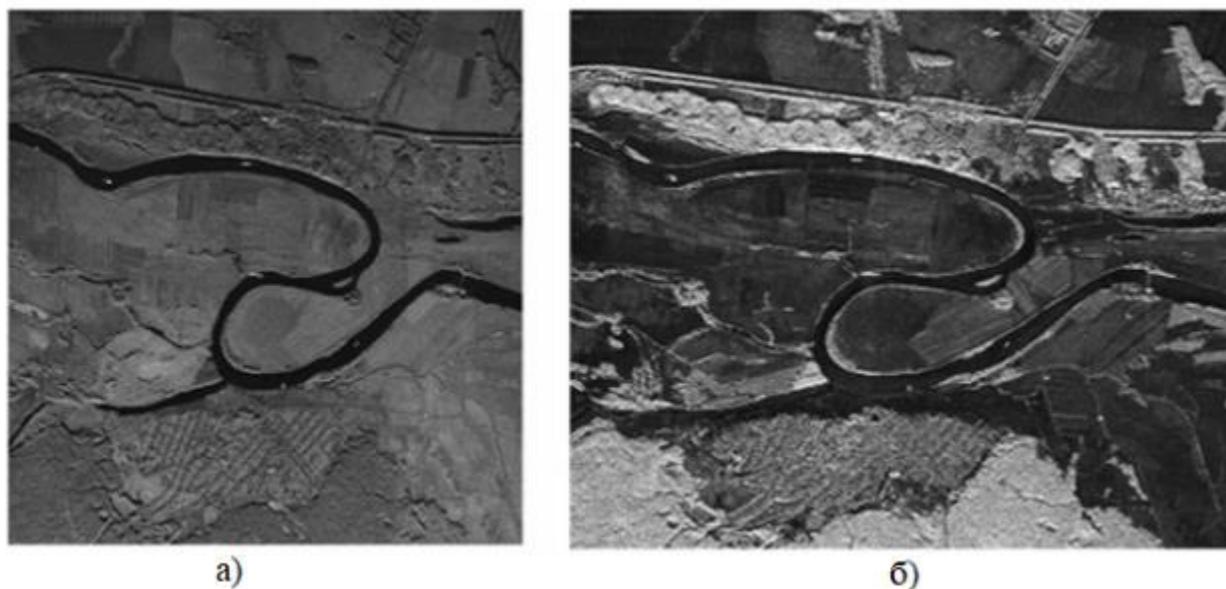


Рисунок 1.7 – Изображения ландшафта в г. Белоозере (Рязанская область), а - X-диапазон, б - L-диапазон [30]

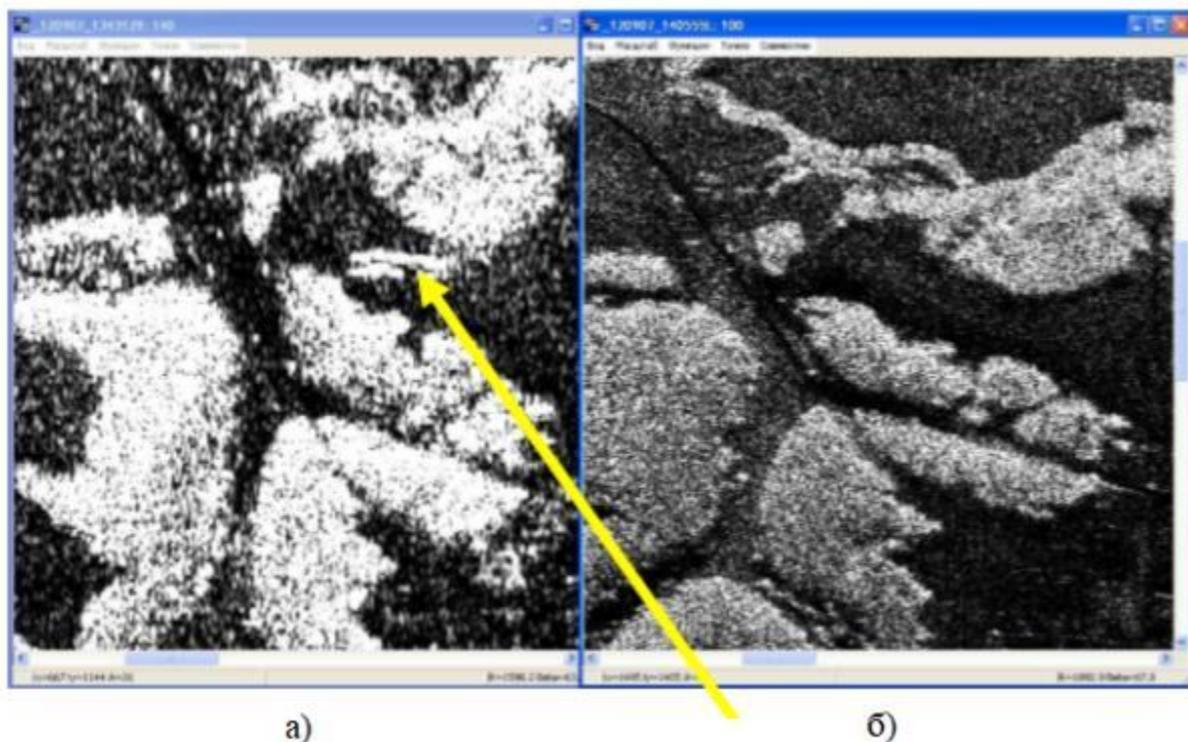


Рисунок 1.8 – Изображения ландшафта в VHF-диапазоне с подповерхностным объектом (а) и в L-диапазоне – объект не наблюдается (б) [30]

В ходе анализа современных многодиапазонных РС стоит упомянуть проблему ограниченных массогабаритных характеристик, накладываемых на систему носителем, в которую она помещается. Традиционно разделяют системы, устанавливаемые на спутниковые аппараты (работы, посвященные многодиапазонным РС ДЗЗ спутникового базирования описаны в [31-34]), и системы летательных аппаратов. С развитием авиационной техники самолёты с большой грузоподъемностью остаются в прошлом, а на смену им приходят маленькие беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Следовательно, ужесточаются требования как к массогабаритным характеристикам, так и к техническим характеристикам новых систем. Поэтому, несмотря на многолетнюю историю развития и усовершенствований РС ДЗЗ, в современной литературе встречается множество работ, связанных с улучшением характеристик РС ДЗЗ при уменьшении массогабаритных характеристик [13].

**Многодиапазонные РС ДЗЗ в агропромышленности.** Рассмотрим многодиапазонные системы, используемые в агропромышленности для оперативного контроля больших площадей сельскохозяйственных угодий. В

системах такого рода в отличие от описанных ранее, помимо самого изображения, необходимо определить вегетационные индексы (ВИ) покрова, отображённого на изображении. В последнее время, в РС ДЗЗ используется метод, описанный в работе [14]. Данный метод не требует дополнительных данных о растительности и шероховатости поверхности для определения влажности почвы. Для реализации независимости от дополнительных данных авторы используют радиоиндекс вегетации (RVI). RVI представляет собой отношение кросс-поляризационного рассеяния к суммарному рассеянию и линейно пропорционален поверхностному отражению Брэгга [15]:

$$RVI = \frac{8\sigma_{HV}}{\sigma_{HH} + \sigma_{VV} + 2\sigma_{HV}}. \quad (1.1)$$

Здесь индексы HH, HV, VV означают поляризационные характеристики антенных систем, т.е. поляризацию приемной и передающей антенн; H – горизонтальная поляризация; V – вертикальная.

При наличии двух кросс-поляризаций RVI может быть аппроксимирован как

$$RVI_{HH} = \frac{4\sigma_{HV}}{\sigma_{HH} + \sigma_{HV}}. \quad (1.2)$$

В работе [16] сравниваются индексы RVI, NDVI (нормализованный относительный вегетационный индекс), LAI (Leaf Area Index - безразмерная величина, показывающая отношение площади листьев к общей площади рассматриваемого участка) и VegWC (Vegetation Water Content - содержание воды в растительности в кг/м<sup>2</sup>; индекс показывает количество воды на единицу площади растительности) в X-, C- и L-диапазонах посевов риса и сои на протяжении всего цикла развития культур. По результатам наблюдений, RVI для всех частотных диапазонов увеличивается в соответствии с ростом урожая и уменьшается с уменьшением VegWC. Обнаружено, что RVI в L-диапазоне хорошо коррелирует с VegWC, LAI и NDVI. Графики корреляции на протяжении всего цикла роста культур представлены на рисунке 1.9. Авторами выведены уравнения для нахождения VegWC из RVI для обоих посевов. Из C-, X- и L-диапазонов наиболее точные значения VegWC выводятся из RVI L-диапазона.

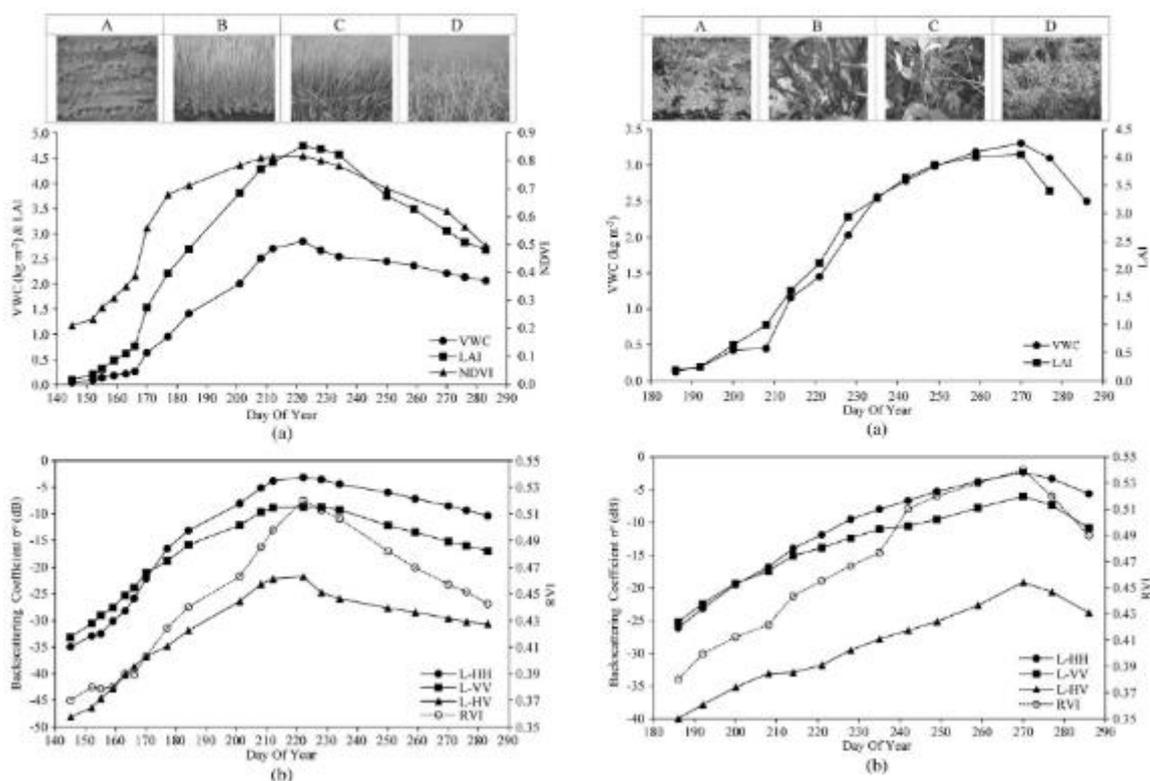


Рисунок 1.9 – График изменения RVI, VegWC, LAI и NDVI в L-диапазоне за период роста для посевов риса (а) и сои (б) [38]

В работе [17] приведены микроволновые радиометрические данные, которые собирались в различных сельскохозяйственных зонах с использованием бортовых и наземных многочастотных микроволновых радиометров (С-, Х-, Ku- и Ka-диапазоны). Полученные данные сравнивались с данными обратного рассеяния Х-диапазона спутников Cosmo-SkyMed (CSK) и TerraSAR-X. Одновременно с данными дистанционного зондирования проведены измерения всех важнейших параметров почвы и растений: высоты, плотности, размеров листа и ствола, содержания влаги в растении и индекса площади листа). Рассмотрены примеры временного развития излучательной способности и обратного рассеяния на различных стадиях цикла роста растений и исследованы эмпирические взаимосвязи между излучательной способностью и коэффициентом обратного рассеяния для двух категорий культур: “широкий лист” (подсолнух и кукуруза), и “маленький лист” (пшеница и люцерна). Радиоволновая излучательная способность аппроксимирована отношением между яркостной температурой и температурой верхнего растительного слоя, измеренной тепловым инфракрасным радиометром. Аналитическая модель и экспериментальные данные позволили оценить чувствительность обратного рассеяния и температурную яркость Х-диапазона в зависимости от параметров

биомассы культур. Зависимость измеренной излучательной способности от коэффициента обратного рассеяния сравнивалась с упрощенной моделью однородной почвы, покрытой слоем изотропных рассеивателей. Исследование показало совпадение результатов наблюдения активными и пассивными системами при разделении голой почвы и растительности.

Также в литературе есть значительное количество работ, посвященных классификации ландшафта [40-44]. Рассмотрим подробно работу [18], в которой приводится математический алгоритм для выделения контуров объектов, определения ландшафта и классификации растительности путем обработки мультдиапазонных и мультиполяризационных изображений. Используются различные комбинации изображений L-, C- и P-диапазонов со спутника RADARSAT-2, и показаны результаты работы алгоритма, которые представлены на Рисунках 1.10 и 1.11.

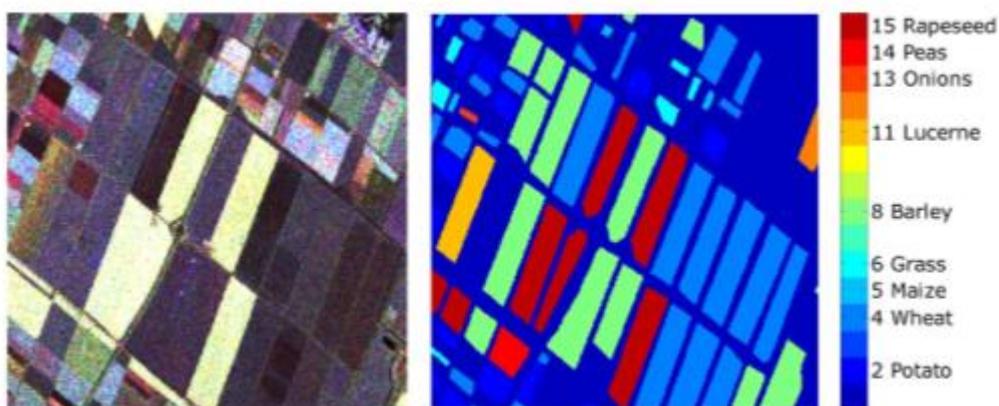


Рисунок 1.10 – Результаты работы алгоритма классификации типов растительности

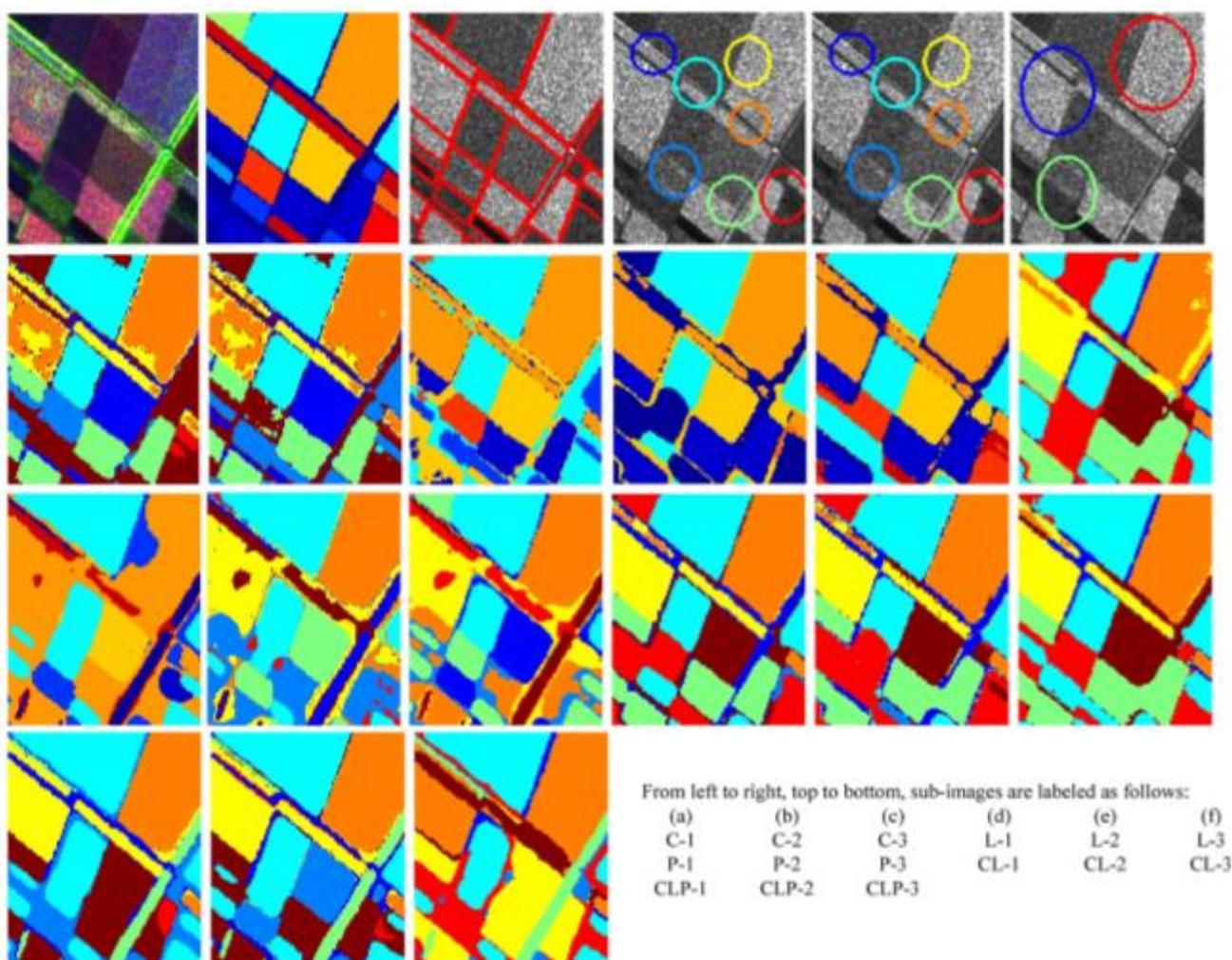


Рисунок 1.11 – Результаты работы алгоритма классификации ландшафта

Как видно из представленных данных, в области ДЗЗ с целью получения информации о ландшафте и растительности активно применяются многодиапазонные РС и разрабатываются алгоритмы эффективной обработки сигналов таких систем. Отметим, что исследования в данной области активно ведутся в настоящее время и носят, скорее, научный, а не прикладной характер. Однако с развитием автоматизации в агропромышленности и все большим внедрением такого рода систем в повсеместное активное пользование будет развиваться и объем проводимых в данной области исследований.

**Выводы.** Таким образом, в литературе представлено большое количество публикаций, затрагивающих как исследования в заданной области, так и работы по реализации многодиапазонных систем, а также анализу и обработке данных, полученных с них. Этот факт говорит об актуальности темы исследования. По представленным сведениям, можно сделать следующие выводы:

1. Многодиапазонные системы используются в самых различных областях техники, в том числе находят новые области применения, что говорит о высоком потенциале такого рода систем и о необходимости проведения дальнейших исследований по данной тематике.

2. Наиболее значительное применение многодиапазонные системы нашли в РС ДЗЗ. Далее предлагается рассматривать именно многодиапазонные РС ДЗЗ, так как результаты их применения дают наиболее обширную картину о преимуществах многодиапазонных систем.

3. Представленные в обзоре системы имеют ряд недостатков, основной из которых – ограничение технических характеристик системы техническими характеристиками разнодиапазонных подсистем. В связи с этим возникает необходимость исследования вопросов улучшения эффективности работы многодиапазонных систем путем создания способов и алгоритмов применения всей суммарной рабочей полосы системы (сумма всех рабочих диапазонов частот разнодиапазонных подсистем).

## 1.2. СПОСОБЫ ЭФФЕКТИВНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАБОЧЕЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РАДИОСИСТЕМ

По результатам анализа, приведенного в параграфе 1.1, можно сделать вывод, что существует множество многодиапазонных и многополосных РС ДЗЗ, рабочая полоса частот которых используется неэффективно. Это связано с тем, что в данных системах сигналы, используемые в различных частотных поддиапазонах, обрабатываются отдельно. Следовательно, разрешающая способность такой системы будет ограничена мгновенной рабочей полосой частот системы. Разрешающая способность, в свою очередь, является одним из ключевых параметров, определяющим качество полученного изображения [19]. Однако существуют способы эффективного использования многополосных и многодиапазонных РС, отличительной чертой которых является возможность единой обработки сигналов с разных поднесущих частот для увеличения суммарной полосы частот таких сигналов, а следовательно, и улучшения разрешающей способности РС [20].

Рассмотрим способ эффективного использования полосы частот многодиапазонных и многополосных РС с ЛЧМ-сигналами, которые являются наиболее распространенными типами сигналов в РС ДЗЗ [21]. Стоит отметить, что в настоящей работе под многополосными системами подразумевается частный случай многодиапазонных систем, а именно систем, у которых используемые рабочие диапазоны частот граничат или пересекаются между собой (в зарубежной литературе такие системы часто называют «Stepped Frequency»), тогда как в многодиапазонных системах они могут быть сильно разнесены. Также рассмотрим вопросы амплитудной и фазовой калибровки поддиапазонов и способы реализации таких систем.

### 1.2.1. СПОСОБ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОПОЛОСНОЙ РАДИОСИСТЕМЕ С ЛЧМ СИГНАЛАМИ

В литературе встречается множество упоминаний алгоритмов работы многополосных РС ДЗЗ с ЛЧМ-сигналами [49-55]. Рассмотрим способ, описанный в работе [22], где сделан акцент на получение изображения с высоким разрешением. Суть способа заключается в создании фиктивного широкополосного сигнала (с

центральной частотой  $f_c$ , полосой частот  $B$ , коэффициентом изменения частоты  $\gamma$  и длительностью импульса  $T_p$ ), состоящего из набора  $n$  узкополосных сигналов (с полосой частот  $B_n$  и длительностью импульса  $T_{pn}$ ). Важно, чтобы узкополосные импульсы имели тот же коэффициент  $\gamma$ , что и широкополосный сигнал. Следовательно, узкая полоса частот  $B_n$  получается за счет уменьшения длительности сигнала  $T_p$  в  $n$  раз, где  $n$  – количество импульсов, используемых для синтеза полосы частот  $B$ . Центральная частота каждого узкополосного импульса определяется как

$$f_c(k) = f_c + \left(k + \frac{1}{2} - \frac{n}{2}\right) B_n, \quad (1.3)$$

где  $k = 0 \dots (n - 1)$ . Фаза передаваемых импульсов может быть записана как

$$s_x(t, k) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{pn}}\right) \exp[j2\pi f_c(k)t] \cdot \exp[j\pi\gamma t^2]. \quad (1.4)$$

Таким образом, фаза сигнала, полученная РС ДЗЗ от одной цели на расстоянии  $r_t$ , задается выражением

$$s_r(t, k) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2r_t}{c}}{T_{pn}}\right) \exp\left[j2\pi f_c(k) \left(t - \frac{2r_t}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[j\pi\gamma \left(t - \frac{2r_t}{c}\right)^2\right]. \quad (1.5)$$

Тогда соответствующая опорная функция для демодуляции и компенсации движения записывается как

$$s_{ref}(t, k) = \exp\left[j2\pi f_c(k) \left(t - \frac{2r_s}{c}\right)\right], \quad (1.6)$$

где  $r_s$  – расстояние от РС до цели. Наличие константы  $r_s$  в этой опорной функции обуславливается фазой в демодулированном сигнале, которая изменяется от импульса к импульсу и, следовательно, должна быть аннулирована. Это аннулирование достигается включением аналогичного параметра  $r_s$  в уравнение частотного сдвига.

Сигнал, который является результатом перемножения принятого сигнала (1.3) и комплексно-сопряженного опорной функции (1.4), определяется как

$$s(t, k) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{2r_t}{c}}{T_{pn}}\right) \exp\left[j4\pi f_c(k) \left(\frac{r_s - r_t}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[j\pi\gamma \left(t - \frac{2r_t}{c}\right)^2\right]. \quad (1.5)$$

**Передискретизация.** Импульсы с узкой полосой частот дискретизируются с меньшей частотой дискретизации, чем соответствующий широкополосный импульс. Перед восстановлением широкополосного импульса узкополосные импульсы необходимо передискретизировать с частотой дискретизации превышающей исходную, как правило, в  $n$  раз, где  $n$  – количество используемых узкополосных

импульсов. Не важно каким способом выполнять передискретизацию, однако данная операция является по сути интерполяцией и может привести к определенной ошибке в восстановленном ЛЧМ-сигнале.

**Частотный сдвиг.** Поскольку все  $n$  узкополосных импульсов, описанных в (5), находятся в основной полосе частот, перед объединением в единый широкополосный импульс их необходимо смещать по частоте. Данный сдвиг можно представить, как определенный коэффициент во временной области. Поэтому принятый сигнал необходимо умножить на

$$\phi_1(t, k) = \exp \left[ j2\pi \left[ \left( k + \frac{1}{2} - \frac{n}{2} \right) B_n \right] \left( t - \frac{2r_s}{c} \right) \right]. \quad (1.6)$$

**Фазовая коррекция.** Для того, чтобы фаза широкополосного импульса была непрерывной на границах узкополосных импульсов, требуется, к каждому узкополосному импульсу добавлять соответствующий фазовый коэффициент  $\phi_2(k)$ :

$$\phi_2(k) = \exp \left[ \pi \gamma T_p^2 \left( \frac{1}{4} - \frac{k + \frac{1}{2}}{n} + \frac{k^2 + k + \frac{1}{4}}{n^2} \right) \right] \quad (1.7)$$

Частотный сдвиг и фазовая коррекция одновременно, причем перед передискретизацией, что может быть более эффективно с точки зрения скорости выполнения всей процедуры.

**Сдвиг во времени.** Прежде чем синтезировать широкополосный импульс, узкополосные импульсы необходимо сдвинуть во временной области на следующие значения:

$$\Delta t(k) = \left( k - \frac{n}{2} + \frac{1}{2} \right) T_{pn}. \quad (1.8)$$

Чтобы отдельные узкополосные импульсы следовали без разрыва, необходимо следить за сдвигом во времени. Он должен выражаться целым числом дискретных выборок. Это может быть достигнуто путем регулирования длительности импульса  $T_{pn}$ .

После выполнения изложенных операций полученный синтезированный широкополосный сигнал готов к дальнейшей обработке синтеза РС ДЗЗ.

К преимуществам данного способа можно отнести однозначное увеличение разрешающей способности РС ДЗЗ в  $n$  раз, где  $n$  – количество узкополосных сигналов, а также снижение требования к частоте дискретизации АЦП в  $n$  раз, что

позволяет снизить стоимость РС. Однако данный способ подразумевает и увеличение частоты повторения импульсов (ЧПИ) в  $n$  раз, что не всегда возможно реализовать.

**Выводы.** Согласно представленным данным вопросы объединения нескольких узкополосных ЛЧМ- сигналов в единый широкополосный ЛЧМ-сигнал освещаются в литературе достаточно подробно, также широко представлены описания алгоритмов формирования и обработки сигналов в таких системах. Далее необходимо рассмотреть вопросы создания таких систем и провести анализ проблем при практической реализации. Особое внимание стоит обратить на вопросы калибровки в таких системах. Дополнительно следует рассмотреть вопрос создания систем, работающих данным способом, где аппаратная часть РС будет продублирована  $n$  раз. Это позволит избежать проблем с высокой ЧПИ, однако, такой подход внесет дополнительные сложности в калибровку узкополосных сигналов.

### 1.2.2. КАЛИБРОВКА ДИСБАЛАНСА КАНАЛОВ В МНОГОПОЛОСНЫХ РАДИОСИСТЕМАХ ДЗЗ

Рассмотрим вопросы поканальной калибровки в многоканальных многополосных РС ДЗЗ. Такие РС представляют собой набор из  $n$  подсистем, каждая из которых обладает возможностью посылать и принимать сигналы независимо друг от друга, а следовательно, имеет свою антенну и аналоговый тракт (тракт усиления и фильтрации сигналов). По этой причине в таких системах неизбежно будет возникать дополнительный дисбаланс фаз и амплитуд.

В работе [23] предложен метод внутренней калибровки. Внутренняя калибровочная система контролирует работу всех критических узлов системы, а антенная система находится за пределами этой системы. Поэтому внутренняя калибровка учитывает не все возможные факторы искажений. В работах [58-60] предлагается внешняя методика калибровки для расчета разности фаз каналов при работе с уголковым отражателем. В данном методе калибровки учитываются все факторы искажений, но его необходимо выполнять с помощью калибровочного эталона. Возможные ограничения, связанные с рельефом местности, накладывают определенные ограничения на применение данного метода. Некоторые алгоритмы

калибровки строятся на исходных данных. Так, в работах [61,62] методы калибровки требуют хорошее отношение сигнал/шум и идеальных характеристик системы. К недостатку таких методов, прежде всего, можно отнести избыточно высокую вычислительную нагрузку. Также, различные методы калибровки описаны в работах [63-67]

Рассмотрим подробно метод, описанный в работе [24]. Он основан на трёх калибровочных операциях: эталонной калибровке, калибровке передачи сигнала и в приемной калибровочной петле для предварительной (грубой) компенсации дисбалансов каналов. Первоначальная цель этих калибровочных петель заключается в мониторинге сбоев в работе системы. Они также служат для предварительного вычисления разностей амплитуд, фаз и временной задержки между каналами. Затем остаточные амплитудные и фазовые дисбалансы каналов устраняются двумя разными способами, основанными на функциях стоимости (cost functions). Для более подробного понимания работы метода приведем пример его реализации. РС ДЗЗ, с которой проводились эксперименты, состоит из трёх различных каналов, работающих на следующих частотных диапазонах: 7,8 – 9,0 ГГц, 9,0 – 10,2 ГГц и 10,2 – 11,4 ГГц. Суммарная рабочая полоса составляет 3,6 ГГц. Структурная схема описываемого устройства представлена на рисунке Рисунок 1.12.

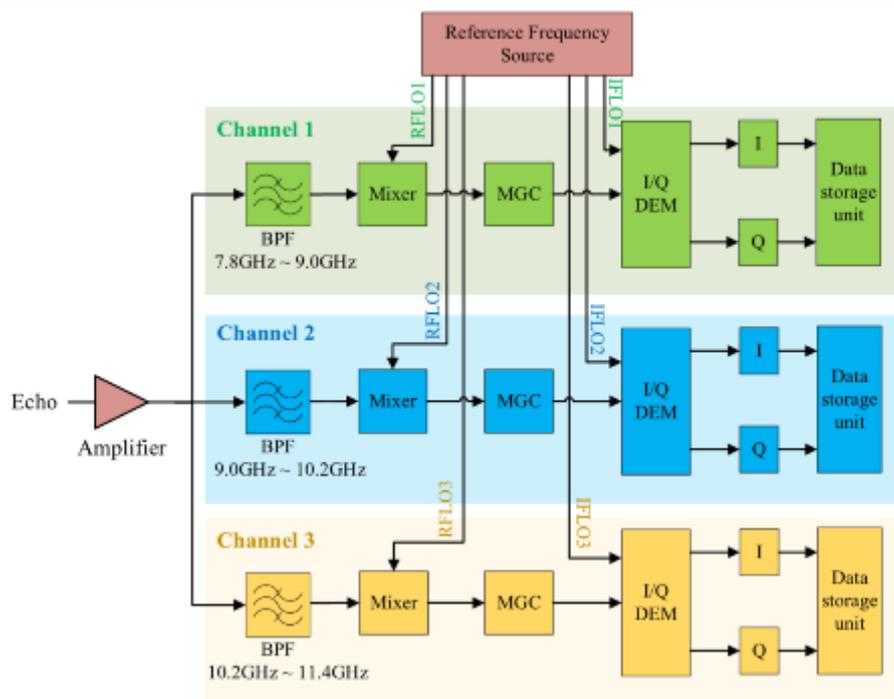


Рисунок 1.12 – Структурная схема многополосной РС ДЗЗ [68]

Три калибровочные петли представлены тремя разными цветами на рисунке 1.13. Красным цветом выделен эталонный калибровочный контур, включающий трехканальный передатчик и трехканальный приемник. Синяя линия обозначает приемный калибровочный контур, который содержит передатчик и рупорную антенну, установленную сбоку от антенны РС, приемной антенны и приемника. Фиолетовая линия показывает цикл работы передающего калибровочного контура, работающего аналогично приемному калибровочному циклу.

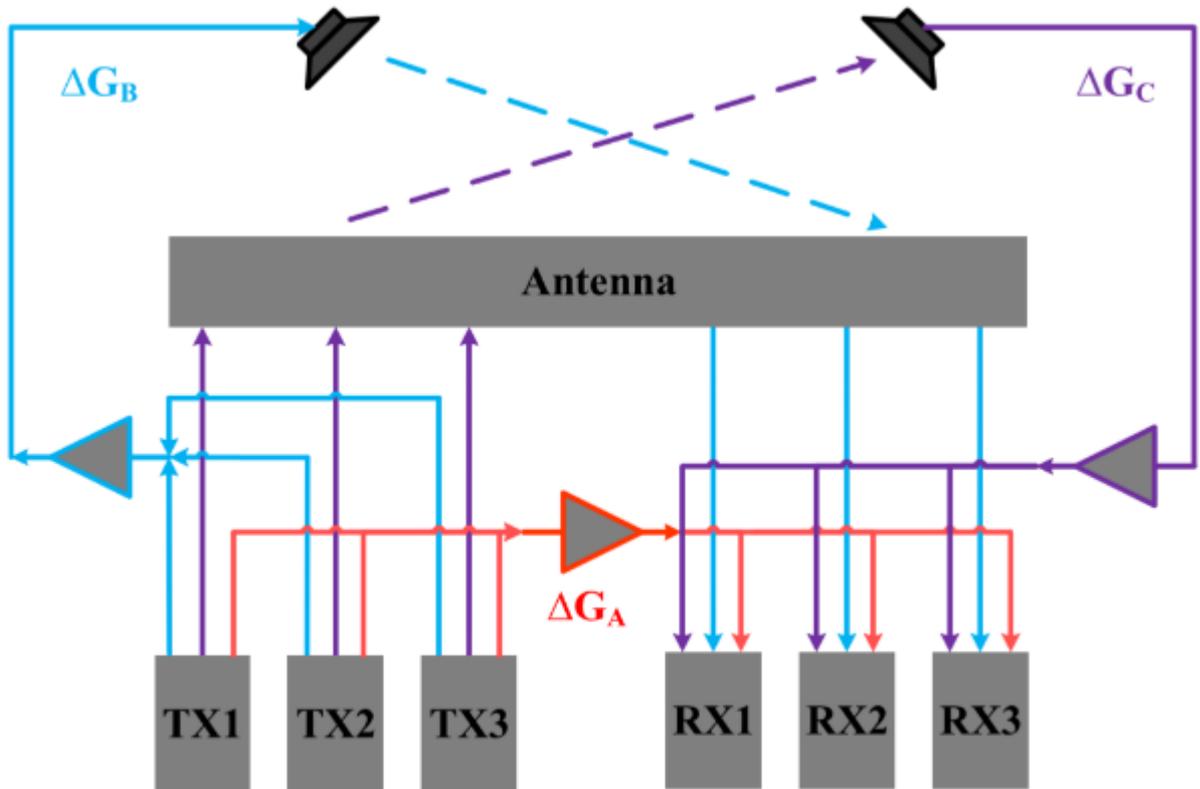


Рисунок 1.13 – Схема трёх калибровочных петель [68]

В рассматриваемой схеме калибровочные петли первого канала могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{cases} C_{ref}^1 = G_{TX}^1 \cdot G_{RX}^1 \cdot \Delta G_A, \\ C_R^1 = G_{TX}^1 \cdot \Delta G_B \cdot G_{RA}^1 \cdot G_{RX}^1, \\ C_T^1 = G_{TX}^1 \cdot G_{TA}^1 \cdot \Delta G_C \cdot G_{RX}^1. \end{cases} \quad (1.9)$$

Аналогично для второго и третьего каналов калибровочные петли выражаются как

$$\begin{cases} C_{ref}^2 = G_{TX}^2 \cdot G_{RX}^2 \cdot \Delta G_A, \\ C_R^2 = G_{TX}^2 \cdot \Delta G_B \cdot G_{RA}^2 \cdot G_{RX}^2, \\ C_T^2 = G_{TX}^2 \cdot G_{TA}^2 \cdot \Delta G_C \cdot G_{RX}^2, \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} C_{ref}^3 = G_{TX}^3 \cdot G_{RX}^3 \cdot \Delta G_A, \\ C_R^3 = G_{TX}^3 \cdot \Delta G_B \cdot G_{RA}^{31} \cdot G_{RX}^3, \\ C_T^3 = G_{TX}^3 \cdot G_{TA}^3 \cdot \Delta G_C \cdot G_{RX}^3, \end{cases} \quad (1.11)$$

где  $C_{ref}$ ,  $C_R$  и  $C_T$  – передаточные функции эталонной, приемной и передающей калибровочных петель соответственно;  $G_{TX}$  и  $G_{RX}$  – передаточные функции передатчика и приемника, соответственно;  $G_{TA}$  и  $G_{RA}$  – аналогичные передаточные функции антенн;  $\Delta G_A$ ,  $\Delta G_B$  и  $\Delta G_C$  – промежуточные части трёх используемых калибровочных петель, которые равны для различных каналов.

Следовательно, можно из (9) и (10) выразить:

$$\begin{cases} \frac{C_{ref}^1}{C_{ref}^2} = \frac{G_{TX}^1 \cdot G_{RX}^1}{G_{TX}^2 \cdot G_{RX}^2}, \\ \frac{C_R^1}{C_R^2} = \frac{G_{TX}^1 \cdot G_{RA}^1 \cdot G_{RX}^1}{G_{TX}^2 \cdot G_{RA}^2 \cdot G_{RX}^2}, \\ \frac{C_T^1}{C_T^2} = \frac{G_{TX}^1 \cdot G_{TA}^1 \cdot G_{RX}^1}{G_{TX}^2 \cdot G_{TA}^2 \cdot G_{RX}^2}. \end{cases} \quad (1.12)$$

Отклик, получаемый первым каналом, проходит через все части системы и определяется как

$$\Theta_1 = G_{TX}^1 \cdot G_{TA}^1 \cdot G_{RA}^1 \cdot G_{RX}^1 \cdot \Delta G_1. \quad (1.13)$$

Дисбаланс между первым и вторым каналами тогда может быть выражен как:

$$\frac{\Theta_1}{\Theta_2} = \frac{G_{TX}^1 \cdot G_{TA}^1 \cdot G_{RA}^1 \cdot G_{RX}^1 \cdot \Delta G_1}{G_{TX}^2 \cdot G_{TA}^2 \cdot G_{RA}^2 \cdot G_{RX}^2 \cdot \Delta G_2}, \quad (1.14)$$

где  $\Delta G_1$  и  $\Delta G_2$  – остаточные ошибки, не учтенные ранее.

Используя выражение (12), получаем

$$\frac{\Theta_1}{\Theta_2} = \frac{C_T^1}{C_T^2} \cdot \frac{C_R^1}{C_R^2} \cdot \frac{C_{ref}^2}{C_{ref}^1} \cdot \frac{\Delta G_1}{\Delta G_2}. \quad (1.15)$$

Аналогично дисбаланс между первым и третьим каналами может быть записан как

$$\frac{\Theta_1}{\Theta_3} = \frac{C_T^1}{C_T^3} \cdot \frac{C_R^1}{C_R^3} \cdot \frac{C_{ref}^3}{C_{ref}^1} \cdot \frac{\Delta G_1}{\Delta G_3}. \quad (1.16)$$

Анализируя и обрабатывая сигнал в калибровочных петлях, амплитудные и фазовые задержки могут быть предварительно скомпенсированы.

**Реализация предварительной компенсации.** На основе результатов, согласно (1.15) и (1.16), предварительная компенсация дисбаланса каналов выполняется следующим образом:

1. Сжатие по дальности осуществляется для ЛЧМ-сигналов в каждом поддиапазоне (канале) и калибровочной петле.
2. Для каждого поддиапазона определяются пиковые значения амплитуды  $A_{ref}^n$ , фазы  $P_{ref}^n$  и временная задержка  $L_{ref}^n$  в эталонной калибровочной петле. По аналогии имеем в передающей калибровочной петле  $A_T^n$ ,  $P_T^n$  и  $L_T^n$ , а в приемной  $A_R^n$ ,  $P_R^n$  и  $L_R^n$ .
3. Компенсация временной задержки в каналах реализована в частотной области. Первый канал рассматривается в качестве эталона, выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ) для откликов в других каналах. Затем для N поддиапазонов, полученные отклики домножаются на  $\exp\{j2\pi f_t[(L_T^n - L_T^1) + (L_R^n - L_R^1) - (L_{ref}^n - L_{Tref}^1)]\}$ , где  $f_t$  – диапазон изменения частоты. Далее выполняется обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) для возвращения во временную область.
4. Компенсация дисбаланса амплитуд N-го канала реализуется путем домножения отклика в n-м канале на  $(A_T^1/A_T^n) \cdot (A_R^1/A_R^n) \cdot (A_{ref}^n/A_{ref}^1)$ .
5. Компенсация дисбаланса фаз N-го канала реализуется путем домножения отклика в N-м канале на  $\exp\{j[(P_T^1 - P_T^n) + (P_R^1 - P_R^n) - (P_{ref}^1 - P_{Tref}^n)]\}$ .

**Модель отклика сигнала.** Многополосная система может иметь различные временные диаграммы излучения сигнала: одновременная передача всех поддиапазонов в один момент времени и последовательная передача импульсов друг за другом с необходимым для записи отклика интервалом. Используемая временная диаграмма представлена на рисунке 1.14.

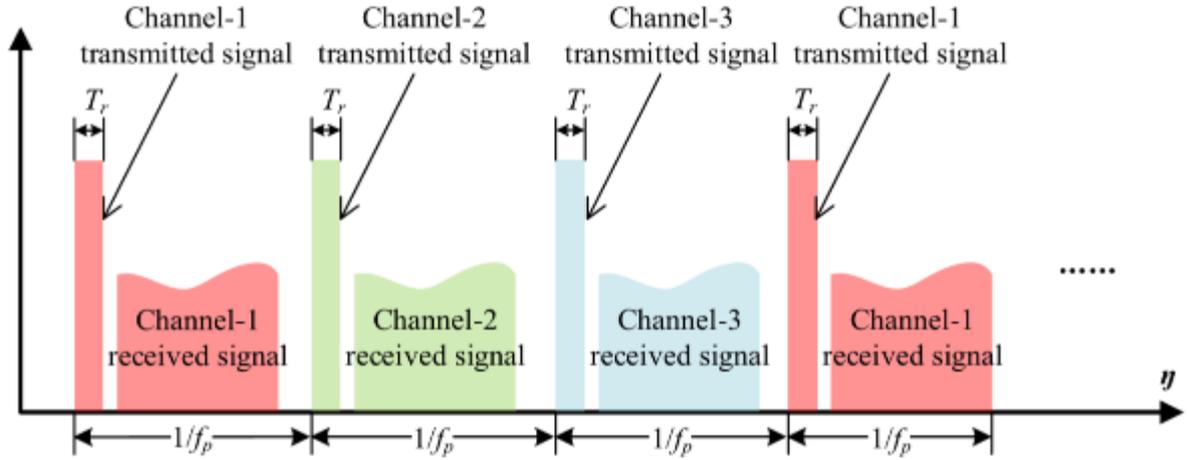


Рисунок 1.14 – Временная диаграмма работы системы [68]

Тогда полученный N-й отклик от точечной цели для каждого поддиапазона задается формулой

$$S_{raw}^n(t, \eta) = \sigma \cdot W_r \left( t - \frac{2R_n(\eta)}{c} \right) \cdot W_a(\eta - \eta_c) \cdot \exp \left( -\frac{j4\pi f_n R_n(\eta)}{c} \right) \times \exp(j\pi K_r(t - 2R_n(\eta)/c)^2). \quad (1.17)$$

После обработки принятых сигналов в поддиапазонах независимо друг от друга получают изображения для каждого поддиапазона. Применяется предварительная калибровка, описанная ранее. Модель сигнала N-го поддиапазона после фокусировки может быть записана в виде

$$S_{img}^n(t, \eta) = \sigma_n \cdot \Phi_n \cdot \rho_r \left( t - \frac{2R_0}{c} \right) \cdot \rho_a \left( \eta - \frac{(n-1)}{f_p} \right), \quad (1.18)$$

где  $\Phi_n$  – комплексное значение, обозначающее остаточные амплитудные и фазовые ошибки.

Из-за последовательной передачи импульсов в разное время, временной сдвиг по азимуту между N-м и первым (опорным) каналами определяется как  $(n - 1)/f_p$ . Компенсация азимутального сдвига может быть легко реализована в частной области [25]:

$$H_a(f_\eta) = \exp \left( j2\pi f_\eta \frac{(n-1)}{f_p} \right). \quad (1.19)$$

*Компенсация остаточной фазовой погрешности.*

**Компенсация остаточной фазовой погрешности.** Для синтеза сигнала большой полосы частот сигнал каждого поддиапазона должен быть сдвинут по

частоте. Это реализовано путем передискретизации сигнала в диапазоне дальности и умножения на следующую функцию во временной области:

$$H_r(t) = \exp(j2\pi \Delta f_\eta t), \quad (1.20)$$

где  $\Delta f_\eta$  – разность между несущими частотами поддиапазонов.

После передискретизации сигнала в диапазоне дальности сигнал N-го канала выражается как  $S_{img2}^n(t, \eta)$ . Предлагаемые методы основаны на функциях стоимости. Первая функция стоимости – это метод максимального сигнала, который максимизирует спектр сигнала после синтеза:

$$F_1 = \max_{\omega_n} \int_0^{T_a} \int_0^{T_r} |\mathcal{F}\{\sum_{n=1}^N \omega_n S_{img2}^n(t, \eta) H_r(t)\}| df_t d\eta, \quad (1.21)$$

где  $\mathcal{F}\{\cdot\}$  – символ преобразования Фурье;  $\omega_n$  – комплексные числа, обозначающие амплитудные и фазовые ошибки между N-м и опорным каналами.

Вторая функция стоимости – это метод максимального контраста, который максимизирует значение контрастности синтезированного изображения:

$$F_2 = \max_{\omega_n} \frac{\int_0^{T_a} \int_0^{T_r} |\sum_{n=1}^N \omega_n S_{img2}^n(t, \eta) H_r(t)|^2 dt d\eta}{\left[ \int_0^{T_a} \int_0^{T_r} |\sum_{n=1}^N \omega_n S_{img2}^n(t, \eta) H_r(t)|^2 dt d\eta \right]^2} \quad (1.22)$$

На основе этих двух функций стоимости для нахождения  $\omega_n$  можно использовать алгоритмы машинного обучения, например алгоритм имитации отжига и генетический алгоритм[70-72].

**Моделирование алгоритмов машинного обучения.** В результате компенсации различных предполагаемых значений амплитудной и фазовой погрешностей  $\omega_n$  функции стоимости  $F_1$  и  $F_2$  будут достигать максимальных значений, когда  $\omega_n$  сопоставляется с остаточными ошибками. Поэтому задача двух функций стоимости (1.21) и (1.22) – найти оптимальное значение  $\omega_n$ . Приведем пример работы генетического алгоритма для оценки остаточной ошибки. Для проверки работы метода в начальные условия модели вносятся остаточные фазовые ошибки (относительно первого канала) – 12 градусов во второй канал и 28 градусов в третий. В генетическом алгоритме устанавливаются следующие значения: размер популяции равен 100; вероятность мутации 20%; вероятность перехода в следующее поколение устанавливается равной 20%; область поиска для каждого параметра [-30,30]. Результаты работы алгоритма после 1, 7-й и 14-й итераций представлены на рисунке 1.15.

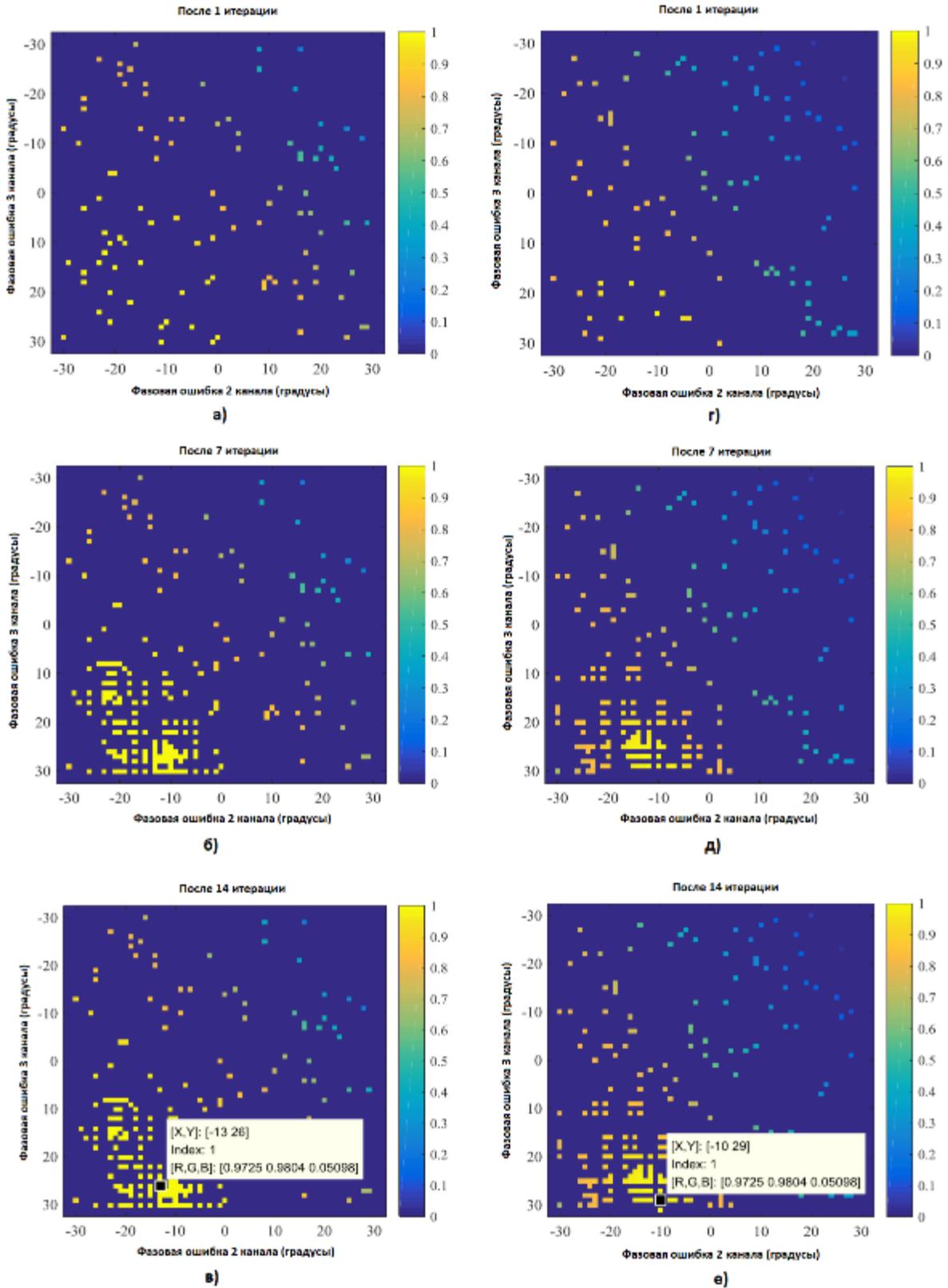


Рисунок 1.15 – Значения стоимости функций  $F_1$  (а – в) и  $F_2$  (г – е) для разного количества итераций [68]

На рисунке 1.15, а) – в) показаны значения стоимости функции  $F_1$  для трех количеств итераций: 1, 7 и 14 соответственно. Значения нормируются, а нулевые значения обозначают области, которые не были обысканы. Можно заметить, что

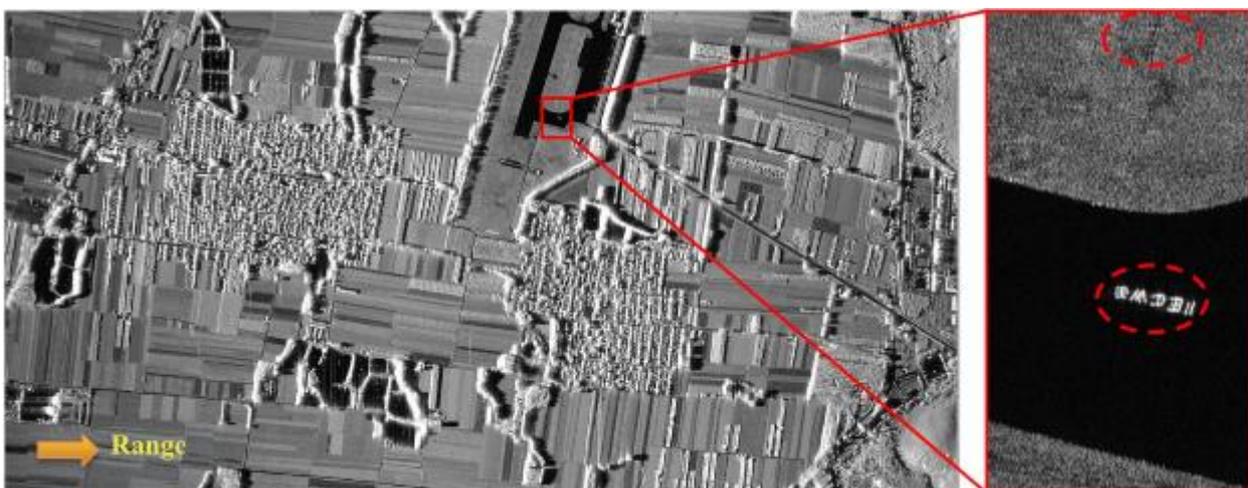
алгоритм случайным образом находит оптимальное решение и на первой итерации. После обработки перехода в последующие поколения операций мутации и операций кроссовера оптимальные решения наблюдаются в малом объеме. Наконец, оптимальное решение находится при значениях  $[-13, 26]$  градусов, что приближено к выставленным значениям  $[-12, 28]$  градусов. Аналогично на рисунке 1.15 г) – е) показаны значения функции стоимости  $F_2$ . Оптимальное решение найдено при значениях  $[-10, 29]$  градусов, что также согласуется с заданными значениями. На основе полученных результатов моделирования можно сделать вывод о возможности использования данного метода калибровки.

**Результаты применения метода.** Приведены примеры обработки с использованием калибровочных сигналов и бортовых данных РС ДЗЗ (Для оценки метода на рисунке)

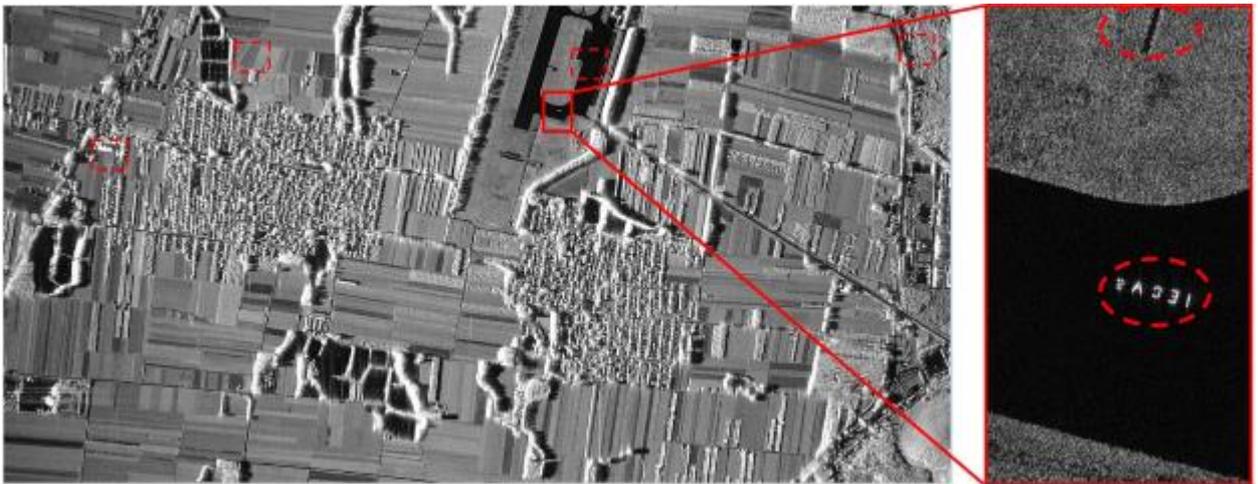
Рисунок 1.16 приведены синтезированные изображения РС ДЗЗ.



а)



б)



в)

Рисунок 1.16 – Изображение местности: а) оптическое; б) РС ДЗЗ без компенсации дисбаланса каналов; в) РС ДЗЗ с компенсацией дисбаланса каналов [68]

На рисунке )

Рисунок 1.16 видно, что предложенный метод компенсации дисбаланса каналов успешно работает. После его применения удастся различить искусственную надпись, сделанную с помощью металлических объектов на бетонной площадке. Также на этой же цели можно показать улучшение разрешающей способности системы с тремя поддиапазонами по сравнению с одним. На рисунке 1.17 показаны: а) цель в виде надписи из металлических объектов на бетонной площадке, б) изображение данной цели с применением только одного поддиапазона (ширина рабочей полосы частот 1,2 ГГц) и в) изображение данной цели с применением трех поддиапазонов (суммарная ширина полосы частот 3,6 ГГц).



а)



б)



в)

Рисунок 1.17 – а) Цель, б) изображение цели с применением одного поддиапазона, в) изображение цели с применением трех поддиапазонов [68]

По представленным рисункам видно, как отклик от каждой металлической части цели сильно обузился и весь текст цели стал более четким.

**Выводы.** По анализу представленных работ можно сказать, что вопросы межканальной калибровки в многодиапазонных РС ДЗЗ с использованием ЛЧМ-сигналов изучены достаточно хорошо, имеется как теоретический задел в данном вопросе, так и опыт успешной практической реализации таких алгоритмов в реальных системах. Отдельно стоит отметить описание использования алгоритма машинного обучения (генетический алгоритм) в задаче компенсации межканального дисбаланса. Однако анализ показал отсутствие таких алгоритмов для систем с ФКМ-сигналами.

Представленные наработки будут использоваться при разработке собственных алгоритмов, которые описаны в главе 2 настоящей работы.

### 1.3. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 1

По итогам первой главы работы можно сделать следующие выводы:

1. Задача анализа современного состояния вопросов использования многодиапазонных систем выполнена в полной мере. В ходе анализа рассмотрено большое количество научных работ, в том числе проиндексированных ведущими научными базами данных. Количество научных работ по данной тематике (как отечественных, так и зарубежных), а также число их цитирований говорит о высокой актуальности проводимого исследования и о необходимости развития этой тематики.

2. Проведенный анализ современных способов и алгоритмов эффективного использования суммарной рабочей полосы частот показал, что все описанные методы применимы только для систем на основе ЛЧМ-сигналов. Следовательно, необходимо разработать алгоритм эффективного использования рабочей полосы частот в многодиапазонных и многополосных системах с использованием ФКМ-сигналов.

3. Проведенный анализ алгоритмов компенсаций амплитудных и фазовых искажений показал достаточно высокую степень проработанности данного вопроса; в рамках данного исследования необходимо рассмотреть возможность модернизации представленных алгоритмов для их использования в системах с ФКМ-сигналами.

4. Проведенный обзор показал, что наиболее значимое применение многодиапазонные и многополосные системы получили в области РС ДЗЗ. Также показаны области применения существующих РС ДЗЗ в промышленности и сельском хозяйстве. В рамках данного исследования предлагается разработать технические основы проектирования многодиапазонных РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами. А также разработать малогабаритную многодиапазонную РС ДЗЗ для требований промышленности и сельского хозяйства.

## ГЛАВА 2. СПОСОБ ЭФФЕКТИВНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РАБОЧЕЙ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ МНОГОДИАПАЗОННЫХ РС ДЗЗ С ФКМ СИГНАЛАМИ

Как было показано в первой главе, в настоящее время актуально использование многодиапазонных РС. Однако алгоритмы эффективного использования полосы частот таких систем представлены только для ЛЧМ-сигналов. Это связано с тем, что несколько узкополосных ЛЧМ-сигналов с одинаковыми параметрами из-за своих фундаментальных свойств, достаточно просто объединяются в более широкополосный сигнал. С использованием этого свойства успешно строятся РС ДЗЗ с достаточно высокой разрешающей способностью по дальности. Также ЛЧМ-сигналы являются более распространенными в РС ДЗЗ. Однако, РС ДЗЗ с ФКМ в настоящее время активно используются и развиваются. Следовательно, и для таких систем необходима разработка аналогичных алгоритмов.

Проведём сравнение РС ДЗЗ с ЛЧМ- и ФКМ- сигналами, отметим основные преимущества и недостатки данных систем. Представим обоснование необходимости реализации алгоритмов эффективного использования рабочей полосы частот для многодиапазонных систем с ФКМ-сигналами.

Также рассмотрим вопросы использования разработанного алгоритма в многополосных РС ДЗЗ и калибровки возникающего амплитудного и фазового дисбаланса каналов.

### 2.1. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РС ДЗЗ НА ОСНОВЕ ЛЧМ И ФКМ СИГНАЛОВ

Наиболее частое применение ЛЧМ-сигналов в РС ДЗЗ объясняется их корреляционными свойствами. На эту тему существует множество исследований [76-80] в которых в качестве основного довода приводится, что автокорреляционная функция (АКФ) ЛЧМ-сигнала при прочих равных условиях будет иметь меньший интегральный уровень боковых лепестков, а значения боковых лепестков будут убывать на всём протяжении в отличие от боковых лепестков АКФ ФКМ-сигнала,

которые равномерно распределены и имеют значительно больший уровень. Так, в работе [26] проводится сравнение уровня боковых лепестков ЛЧМ- и ФКМ-сигналов на примере реализации длиной 127 элементов. На рисунке 2.1 показан интегральный уровень боковых лепестков (SI) в зависимости от их удаленности от главного лепестка АКФ сигналов, который вычисляется по формуле:

$$SI_k = \sum_{n=k}^{126} АКФ_n^2, \quad (2.1)$$

где  $АКФ_n$  – отсчеты АКФ сигнала. Данный параметр позволяет оценить суммарный уровень дальних боковых лепестков, начиная с  $k$  и до конца АКФ.

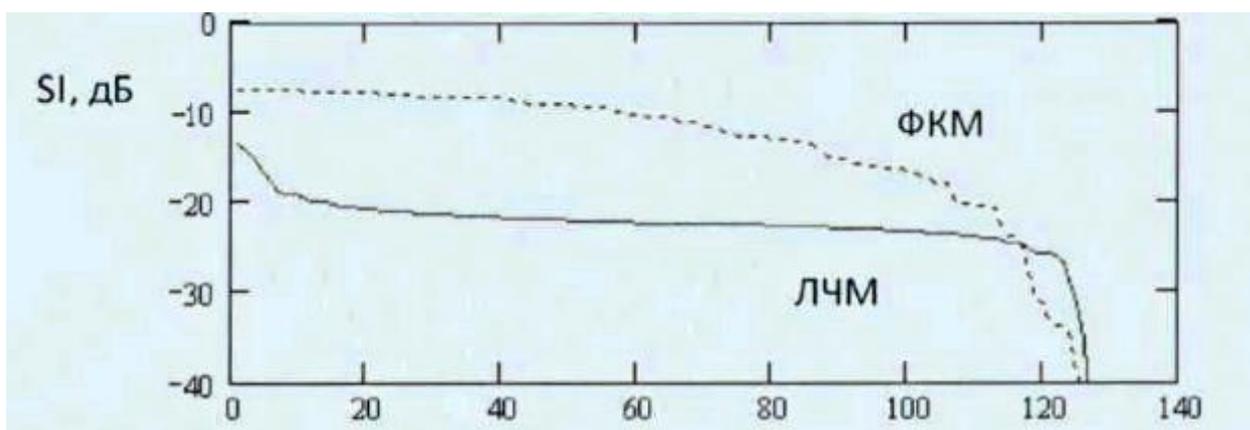


Рисунок 2.1 – Интегральный уровень удаленных боковых лепестков ЛЧМ- и ФКМ-сигналов [81]

По представленным данным видно, что в ЛЧМ-сигнале основной вклад вносят только первые несколько боковых лепестков, а с пятого отсчета интегральный уровень боковых лепестков не превышает минус 20 дБ, тогда как у ФКМ сигнала интегральный уровень боковых лепестков начинается с минус 8 дБ и держится выше минус 10 дБ практически до середины АКФ. Следовательно, ФКМ-сигнал по этому параметру хуже ЛЧМ-сигнала примерно на 10 дБ. На основе представленных данных делается вывод о неприемлемости применения ФКМ-сигналов в интерферометрических схемах измерений. Однако в работе [81] рассматривается только конкретный частный случай с ФКМ-последовательностью, длительностью 127 символов. Некоторые способы более эффективного использования РС с ФКМ описаны в [82-85]. Для более детального исследования ФКМ-сигналов в части уровней боковых лепестков была построена соответствующая математическая модель.

**Описание модели.** Сравним ЛЧМ- и ФКМ-сигналы длительностью  $n=127$  символов. Здесь и далее в качестве ФКМ-последовательностей будем использовать

последовательность Лежандра. Отметим, что результаты данных исследований могут распространяться и на другие классические шумоподобные последовательности (например, М-последовательности и др.). Для более корректного сравнения сигналов за начальные условия примем параметры, соответствующие следующему:

- длительности сравнимых импульсов совпадают;
- полоса частот ФКМ-сигнала по первому нулю совпадает с полосой частот ЛЧМ-сигнала;
- амплитуды импульсов совпадают.

АКФ для двух описанных ранее сигналов представлены на рисунке 2.2.

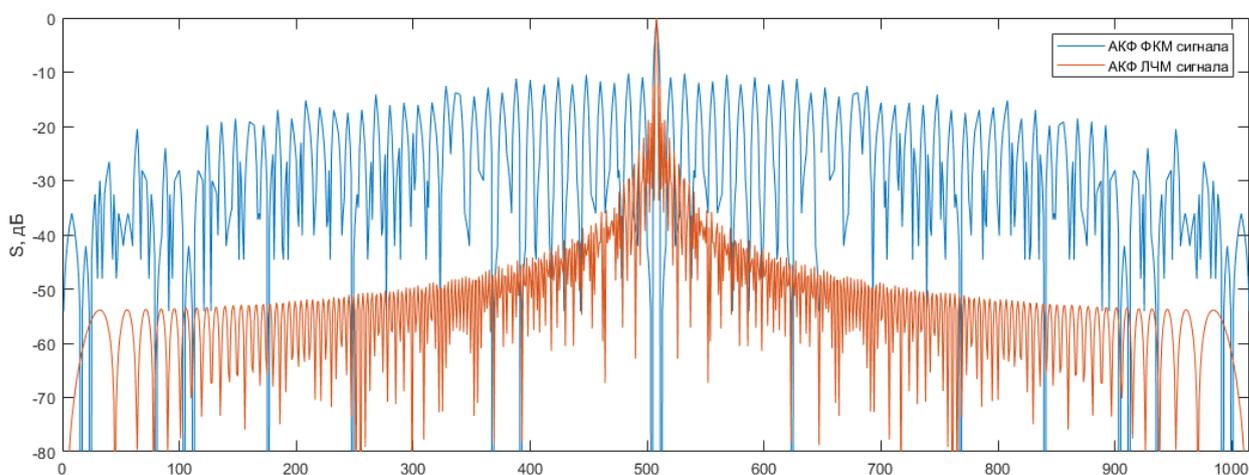


Рисунок 2.2 – АКФ ФКМ- и ЛЧМ-сигналов при  $n=127$

Как видно из представленного графика, уровень боковых лепестков (УБЛ) как по абсолютному уровню, так и по скорости спада значительно хуже у ФКМ-сигнала, т.е. почти на всей длине импульса УБЛ находится в диапазоне от минус 20 до минус 10 дБ относительно уровня главного лепестка АКФ. Прежде всего, это обуславливается выбранной длительностью последовательности, так как УБЛ таких кодовых последовательностей зависит от их длительности [27]. У АКФ ЛЧМ-сигнала первый боковой лепесток имеет уровень минус 13 дБ и далее УБЛ достаточно быстро спадает до минус 50 дБ относительно уровня главного лепестка. Именно от этих параметров зависит способность РС эффективно обнаруживать слабые цели, расположенные поблизости от целей с большим уровнем эффективной площади рассеивания (ЭПР). Для РС ДЗЗ это выражается в продолжительных полосах от ярких объектов на изображениях и низком динамическом диапазоне получаемых изображений

Однозначно можно сказать, что значение УБЛ АКФ в диапазоне от минус 20 дБ до минус 10 дБ является недопустимым для современных РС ДЗЗ, следовательно, необходимо рассмотреть возможности уменьшения этого уровня до приемлемых значений.

Рассмотрим увеличение длительности последовательности. АКФ ФКМ-сигнала при  $n=1019$  представлена на рисунке 2.3.

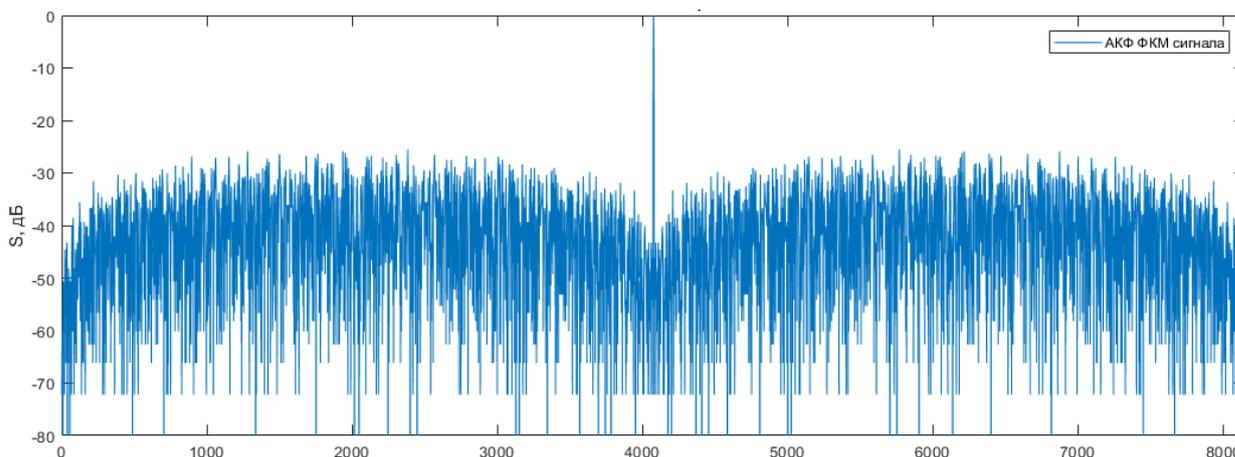


Рисунок 2.3 – АКФ ФКМ-сигнала при  $n=1019$

Как видно из представленного графика, УБЛ последовательности в большей части лежит в диапазоне от минус 35 дБ до минус 25 дБ относительно главного максимума. В современных РС ДЗЗ, использующих ФКМ-сигналы с кодовой последовательностью Лежандра встречаются и более длинные последовательности. В качестве крайнего рассматриваемого случая возьмем  $n = 10271$ . АКФ для данного случая представлена на рисунке 2.4.

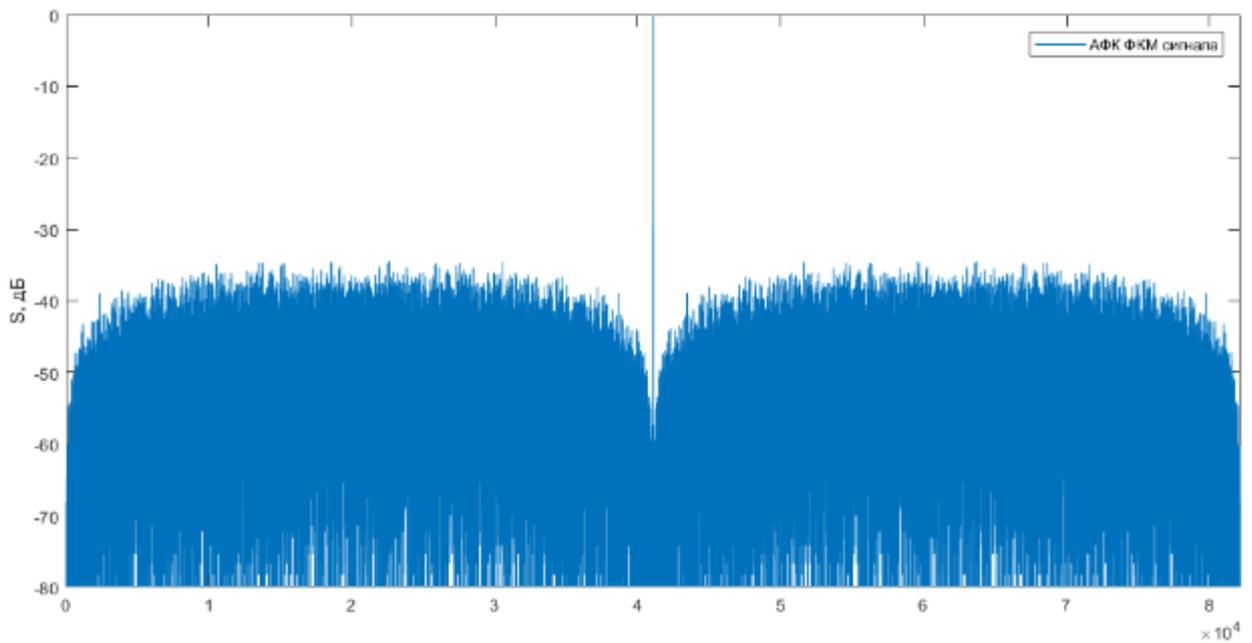


Рисунок 2.4 – АКФ ФКМ-сигнала при  $n=10271$

Из представленных данных видно, что УБЛ находится в диапазоне от минус 44 до минус 34 дБ. При этом, стоит обратить внимание на характер появления боковых лепестков, а именно, на провал АКФ до уровня минус 60 дБ вблизи основного лепестка и последующее нарастание.

Переход от длительности последовательности  $n=127$  к  $n=10217$  дал улучшение УБЛ на 24 дБ. Значение УБЛ, равное минус 34 дБ, относительно максимума АКФ является удовлетворительным. Однако существуют дополнительные методы по уменьшению УБЛ в РС ДЗЗ с ФКМ сигналами, связанные с применением циклических сдвигов кодовых последовательностей. Данные методы будут рассмотрены далее.

**Применение циклических сдвигов кодовых последовательностей.** Важным свойством используемых кодовых последовательностей является сохранение исходных корреляционных характеристик последовательности после ее циклического сдвига [28]. Например, возьмем уже используемую кодовую последовательность Лежандра при  $n=10217$  в исходном виде и циклически сдвинутую последовательность на 111 символов. Фрагмент АКФ этих двух последовательностей представлен на рисунке 2.5.

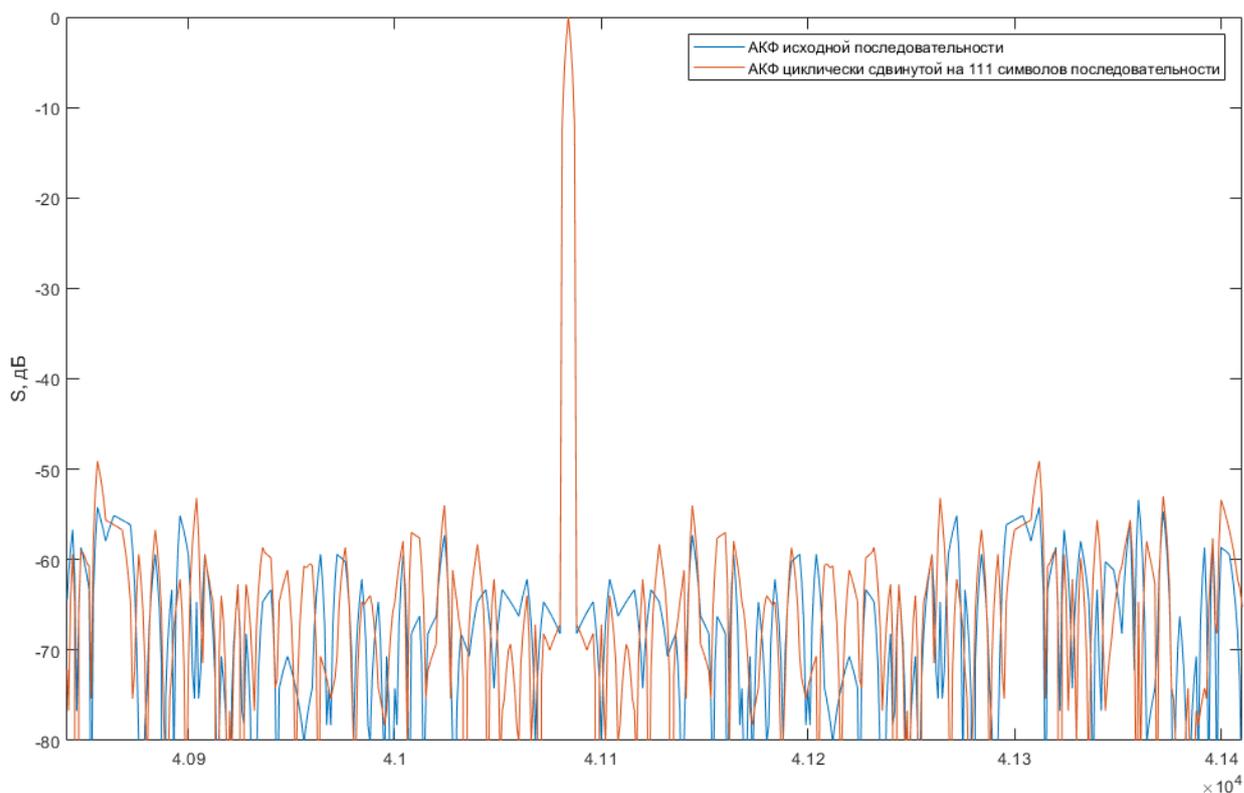


Рисунок 2.5 – АКФ ФКМ-сигнала при  $n=10271$

Как видно из представленного графика фрагмента АКФ, основной лепесток рассматриваемых последовательностей расположен в одном месте, имеет равные амплитуду и форму. УБЛ данных последовательностей так же имеет схожий характер. Однако стоит обратить внимание на то, что боковые лепестки данных последовательностей расположены на разных отсчетах времени. Этот факт можно использовать для улучшения УБЛ в любых РС, где есть возможность реализации когерентного накопления импульсов после операции свертки по дальности. В частности, имеется возможность посылать каждую циклически сдвинутую последовательность, а когерентно суммировать уже после сжатия. Тогда из-за случайного расположения боковых лепестков в таких последовательностях – будет улучшаться УБЛ. При этом уровень максимума АКФ будет увеличиваться.

Похожий эффект проявляется и в РС ДЗЗ, где не присутствует в прямом виде когерентное накопление импульсов. Но если каждый последующий импульс циклически сдвигать, то при проведении сжатия по азимуту боковые лепестки от целей будут расположены в разных отсчетах дальности и будут плохо коррелировать с опорной функцией.

Для более детального исследования проведено моделирование влияния количества усреднений и шага циклического сдвига на параметры АКФ. Для начала

возьмем кодовую последовательность Лежандра длительностью  $k=10271$ , и рассмотрим изменение АКФ последовательности после  $n=1$ (исходная последовательность), 10, 100, 1000 накоплений. Изменения АКФ в этих случаях представлены на рисунке 2.6.

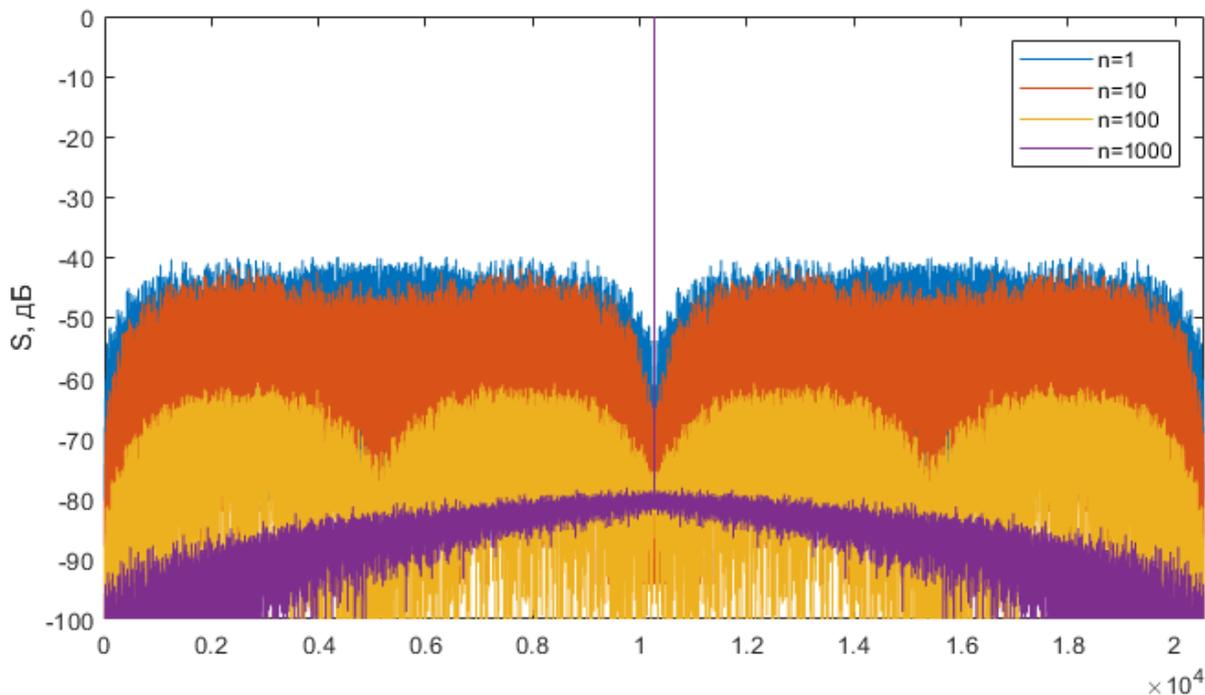


Рисунок 2.6 – Сравнение АКФ последовательностей при разных количествах накоплений

Как видно из представленного графика, УБЛ значительно улучшается при использовании циклически сдвинутых последовательностей. Так как часто используются РС ДЗЗ с шириной опорной функции более чем сотня [88-91] символов - можно говорить о возможности существенного улучшения УБЛ в таких системах.

Проведем оценку интегрального уровня боковых лепестков, по аналогии с тем, как было описано ранее. Так, на рисунке 2.7 показано убывание интегрального УБЛ в зависимости от количества накоплений циклически сдвинутых последовательностей при  $n = 1$ (исходная последовательность), 10, 100, 1000. Также приведен аналогичный график для ЛЧМ-сигнала соответствующей длительности и полосы частот.

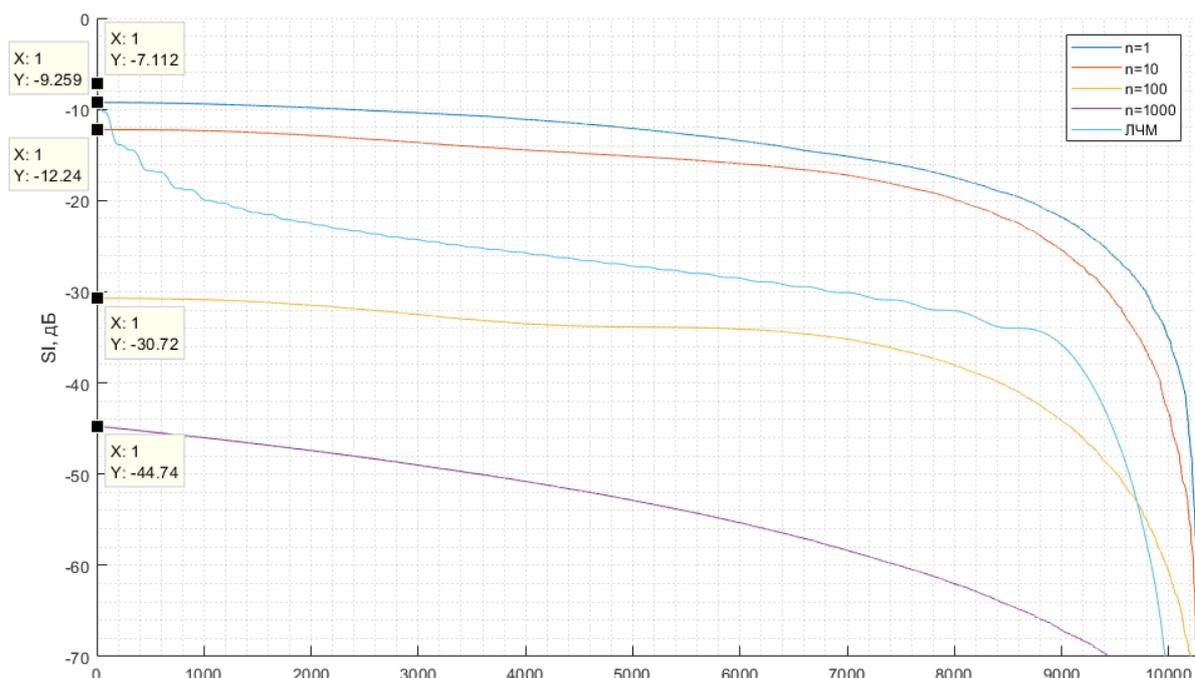


Рисунок 2.7 – Изменение интегральных уровней боковых лепестков для разного количества усреднений ФКМ-сигналов в сравнении с ЛЧМ-сигналом

Из представленных данных видно, что уже при  $n=100$  интегральный УБЛ для ФКМ-сигнала меньше (более чем на 4 дБ) относительно ЛЧМ-сигнала с аналогичными параметрами. Следовательно, в системах РС ДЗЗ с длиной опорной функции порядка 100 – 1000 можно говорить об эффективности применения ФКМ-сигналов с использованием циклических сдвигов.

**Выводы.** По результатам исследования можно сделать вывод, о целесообразности применения ФКМ-сигналов в современных РС ДЗЗ. ЛЧМ-сигналы имеют преимущество над ФКМ-сигналами только при малой длительности и без применения дополнительных операций. Показаны возможности улучшения корреляционных характеристик ФКМ сигналов за счет увеличения длительности используемых последовательностей и применения циклических сдвигов. Пример использования кодовой последовательности Лежандра длительностью  $k=10271$  при применении циклических сдвигов, показал значительное снижение УБЛ и существенное улучшение данного показателя по сравнению с ЛЧМ сигналом.

С учетом сделанных выводов, дальнейшее исследование будет направлено на разработку способа эффективного использования рабочей полосы частот многодиапазонных РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами.

## 2.2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ РС ДЗЗ С ФКМ-СИГНАЛАМИ

Поскольку низкочастотный модулирующий сигнал для ФКМ-сигнала является результатом свёртки между прямоугольным импульсом и модулирующей последовательностью, для упрощения проводимых исследований корректно использовать только прямоугольный импульс для различных операций, связанных с частотным разложением сигнала и его восстановлением.

Все этапы прохождения сигнала в рассматриваемой системе могут рассматриваться как линейные операции. Следовательно, сигнал можно разбить в частотной области на поддиапазоны и восстановить их после приема без искажений (Рисунок 2.8).

В системах с ЛЧМ-сигналами, использующих разложение исходного широкополосного импульса на поддиапазоны (см. главу 1), данное разложение выполняется за счёт того, что при разделении спектра такого сигнала на поддиапазоны – сигнал каждого поддиапазона является ЛЧМ-сигналом и может быть использован в таком виде в системе. При расщеплении ФКМ-сигнала такое условие не выполняется, и каждый сигнал поддиапазона будет представлять из себя сигнал со случайной модуляцией, что существенно усложняет его формирование, а также приводит к неравномерному распределению его мощности во времени. Это приведет к значительному падению эффективности системы.

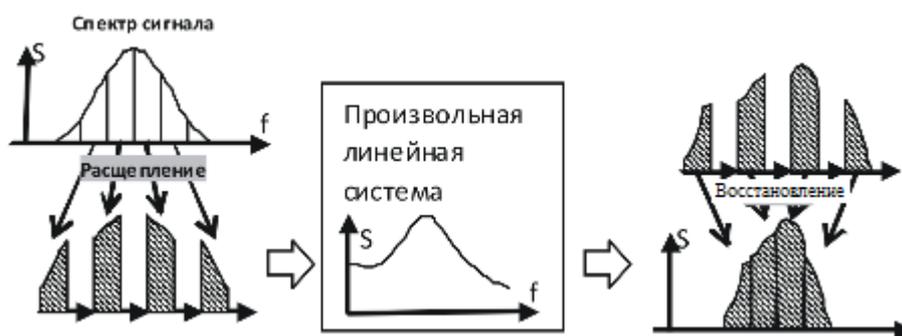


Рисунок 2.8 – Процесс расщепления сигнала и его восстановление после прохождения через линейную систему

Таким образом, необходимо найти такой сигнал и способ его обработки, который при разложении его на частотные поддиапазоны не изменяет своих свойств и может быть использован в качестве модулирующего для РС с ФКМ-сигналами.

Исследование показало, что таким сигналом может являться прямоугольный импульс. В рамках данного алгоритма предлагается использовать разложение Фурье прямоугольного импульса для разделения спектра исходного широкополосного сигнала на компоненты. Длительность исходного широкополосного импульса в отсчетах примем за  $N$ , тогда  $K = (N-1)/2$  и разложение Фурье для периодического сигнала  $s_n$  записывается как

$$s_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{in\pi t/K}, \quad (2.2)$$

где  $c_n$  – комплексные коэффициенты Фурье, которые записываются следующим образом:

$$c_n = \frac{1}{2K} \int_{-K}^K s(t) e^{-in\pi t/K} dt, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.3)$$

Значение  $K$  является коэффициентом компрессии импульса, поскольку предполагается, что низкочастотный импульс заполняет периодические промежутки между широкополосными импульсами, а его огибающая служит периодической оконной функцией. Количество гармоник в основной доле сигнала равно  $N$  (Рисунок 2.9). Для описанного способа это число совпадает с количеством используемых поднесущих частот.

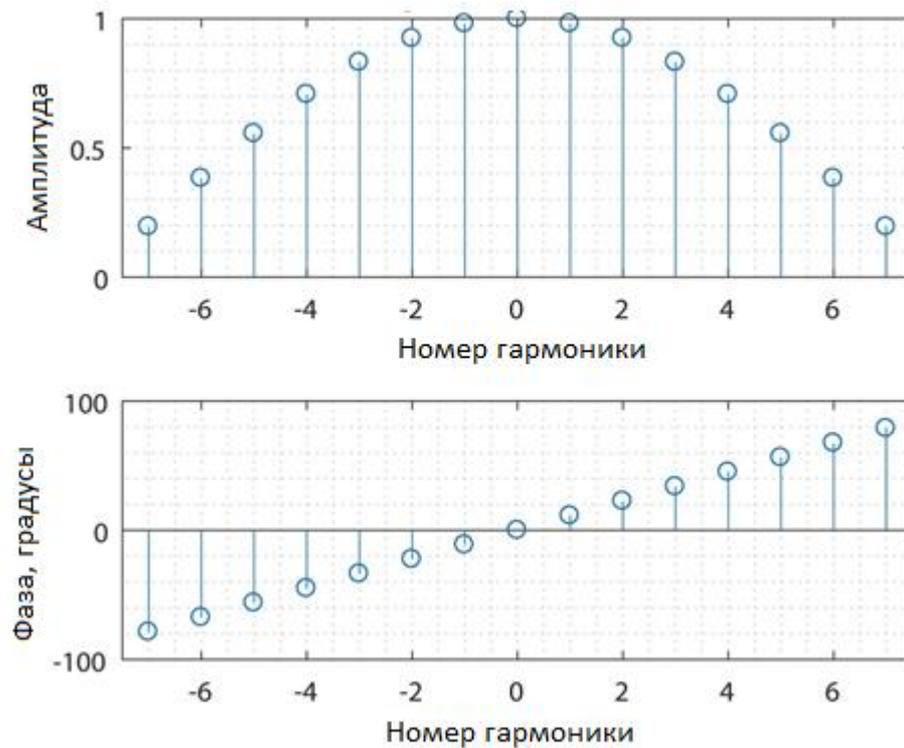


Рисунок 2.9 – Амплитудный и фазовый спектры прямоугольного импульса для коэффициента компрессии  $K=8$

Тогда и сигнал каждого частотного диапазона, и исходный широкополосный сигнал являются прямоугольными импульсами (с соответствующим ограничением спектра) и могут быть использованы в качестве модулирующих для РС с ФКМ-сигналами.

Данный алгоритм зарегистрирован как изобретение [29].

На рисунке 2.10 представлена структурная схема алгоритма формирования и обработки сигналов в многополосных РС, где: 1 - формирование исходного широкополосного сигнала; 2 - разложение сигнала на  $N$  гармоник (БПФ); 3 - перенос на ВЧ и излучение сигнала 1; 4 - перенос на ВЧ и излучение сигнала 2; 5 - перенос на ВЧ и излучение сигнала  $N$ ; 6 - приём и запись отраженного сигнала 1; 7 - приём и запись отраженного сигнала 2; 8 - приём и запись отраженного сигнала  $N$ ; 9 - амплитудная и фазовая коррекция сигнала 1; 10 - амплитудная и фазовая коррекция сигнала 2; 11 - амплитудная и фазовая коррекция сигнала  $N$ ; 12 - восстановление исходного широкополосного сигнала (ОБПФ).

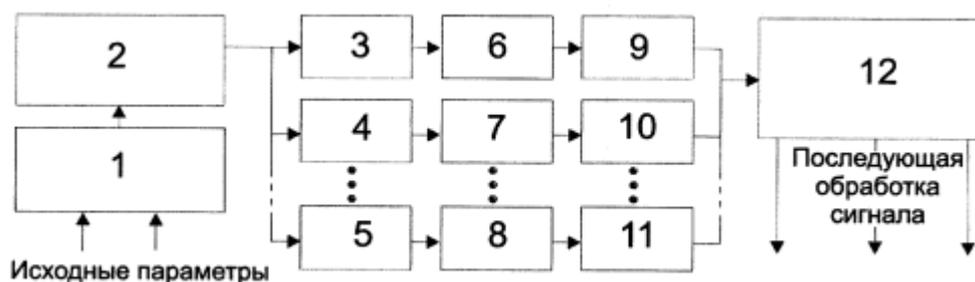


Рисунок 2.10 – Алгоритм формирования и обработки сигналов

Рассмотрим подробно каждую операцию представленного алгоритма:

- 1) Формирование исходного широкополосного сигнала  $S_{исх}$  выполняется один раз при конфигурировании всей РС. При конфигурировании РС ДЗЗ исходными данными для такого формирования являются: желаемое разрешение получаемых изображений (которое напрямую зависит от ширины АКФ сформированного сигнала) и максимальная рабочая полоса частот РЧМ. После формирования, данный сигнал записывается в память РС.
- 2) Разложение сигнала на  $N$  гармоник выполняется также один раз при конфигурировании всей РС. Исходными данными данного разложения являются: исходный широкополосный сигнал  $S_{исх}$ , записанный в память на предыдущем шаге и количество используемых поднесущих частот  $N$ . Параметр  $N$  зависит от максимальной мгновенной рабочей полосы РС (в частности, его модуля формирования и обработки сигналов) и от ограничений, связанных с временными диаграммами работы РС (результаты подробного исследования данных ограничений приведены в главе 3). Результатом разложения сигнала являются вектора: отсчётов частот  $[f_1 f_2 \dots f_N]$ , отсчётов фаз  $[ph_1 ph_2 \dots ph_N]$  и узкополосный модулирующий сигнал  $S_{мод}$ . Данные вектора записываются в память РС.
- 3) Операция переноса первого сигнала и излучение его в пространство выполняется постоянно в ходе работы РС и заключается в следующем:
  - В модуле формирования и обработки РС записанный узкополосный модулирующий сигнал  $S_{мод}$  сворачивается с модулирующей шумоподобной последовательностью (например, последовательностью Лежандра). Если в ходе работы РС подразумевается использование небольшого количества различных

последовательностей, то результат такой свертки может быть записан в запоминающее устройство в качестве модулирующего сигнала  $S_{\text{мод.посл.}}$  и использован в дальнейшей работе РС.

- Синтезатор частот РС выставляется на первую поднесущую частоту, которая считается как сумма центральной частоты суммарного рабочего диапазона РС и первой частоты  $f_1$  вектора отсчётов частот, полученного ранее. Данный сигнал поступает на BPSK-модулятор и является сигналом гетеродина для него.
  - Модулирующий сигнал  $S_{\text{мод.посл.}}$  подается напрямую с модуля формирования (с ПЛИС) и обработки сигналов РС на РЧМ, где он поступает на BPSK-модулятор.
  - Высокочастотный сигнал с BPSK- модулятора проходит тракт усиления и поступает на антенный узел, где излучается в пространство.
- 4) Операция переноса второго сигнала выполняется полностью аналогично переносу первого сигнала, только для частоты  $f_2$ .
- 5) Операция переноса N-го сигнала выполняется полностью аналогично переносу первого сигнала, только для частоты  $f_N$ .
- 6) Прием и запись отраженного сигнала 1 выполняются постоянно в ходе работы РС и заключается в следующем:
- Сигнал принимается антенным узлом, проходит тракт усиления и фильтрации и поступает на вход квадратурного демодулятора.
  - Синтезатор частот РС выставляется на первую поднесущую частоту, которая считается как сумма центральной частоты суммарного рабочего диапазона РС и первой частоты  $f_1$  вектора отсчётов частот, полученного ранее. Данный сигнал поступает на квадратурный демодулятор и является сигналом гетеродина для него.
  - Квадратурные составляющие сигнала (I и Q) с демодулятора поступают на модуль формирования и обработки сигнала, где через согласующее устройство приходят на вход АЦП.
  - С выхода АЦП оцифрованный сигнал  $S_{\text{ацп}}^1$  поступает на записывающее устройство и сохраняется в оперативную память РС.

- 7) Прием и запись отраженного сигнала 2 выполняются аналогично приему и записи отраженного сигнала 2, но для частоты  $f_2$ .
- 8) Прием и запись отраженного сигнала N выполняются аналогично приему и записи отраженного сигнала 2, но для частоты  $f_N$ .
- 9) Амплитудная и фазовая коррекция сигнала 1 выполняются постоянно в ходе работе РС: в ПЛИС модуля формирования и обработки сигналов сигналы  $S_{\text{вх}}$  домножаются на записанные калибровочные множители  $G^1$ , задача которых компенсировать амплитудные и фазовые дисбалансы, вносимые РЧМ РС в соответствующих поддиапазонах частот. Подробное описание процесса получения калибровочных коэффициентов рассмотрено далее в главе 2. По результатам калибровки в оперативную память записывается сигнал  $S_{\text{вып}}^1$ .
- 10) Амплитудная и фазовая коррекция сигнала 2 выполняются аналогично, как в случае с сигналом 1, но для коэффициентов  $G^2$  и  $ph_2$ .
- 11) Амплитудная и фазовая коррекция сигнала N выполняются аналогично, как в случае с сигналом 1, но для коэффициентов  $G^N$  и  $ph_N$ .
- 12) Восстановление исходного широкополосного импульса выполняется постоянно в ходе работы РС, а именно, в модуле формирования и обработки. Восстановление состоит из следующих последовательно выполняемых операций:
  - над векторами принятых и калиброванных сигналов  $[S_{\text{вх}}^1 S_{\text{вх}}^2 \dots S_{\text{вх}}^N]$  выполняется БПФ;
  - выполняется передискретизация вверх;
  - сигналы переносятся на соответствующие частоты вектора  $[f_1 f_2 \dots f_N]$ , компенсируются фазы  $[ph_1 ph_2 \dots ph_N]$ ;
  - полученные сигналы суммируются, а затем выполняется ОБПФ.

Полученный сигнал  $S_{\text{вып}}^{\text{сумм}}$  является записанным откликом пространства для исходной широкой рабочей полосы частот.

Последующая обработка сигналов для РС ДЗЗ заключается в реализации алгоритмов корреляционной обработки полученного сигнала  $S_{\text{вып}}^{\text{сумм}}$  по дальности, а также «азимутальной сжатии» полученного набора сигналов с целью получения изображения местности.

К недостаткам разработанного алгоритма можно отнести:

- чрезмерное перекрытие рабочих полос сигналов, так как сигнал каждой поднесущей имеет ширину спектра по нулям, которая в два раза больше, чем шаг изменения несущей частоты;
- энергетические потери, связанные со спадом к краям амплитуды гармоник исходного сигнала.

С целью уменьшения энергетических потерь был разработан [30] метод эффективного ограничения спектра сигналов. Отметим, что это ограничение необходимо применять как в отношении исходного сигнала (что существенно увеличивает энергетическую эффективность), так и в отношении поднесущих сигналов. Описание данного метода будет представлено далее.

**Математическое моделирование предложенного способа.** В рамках проводимого исследования построена математическая модель, включающая в себя:

- формирование исходного широкополосного сигнала;
- разложение исходного сигнала на  $n$  гармоник с использованием БПФ;
- перенос сформированных сигналов на соответствующие поднесущие частоты;
- моделирование прохождения  $n$  сигналов через произвольные линейные системы, пространство и прием данных сигналов;
- расчёт и применение калибровочных коэффициентов для  $n$  сигналов;
- восстановление исходного широкополосного сигнала.

Сначала при идеальных начальных условиях построен отклик от единичной цели при  $N=8$  и  $N=32$  (15 и 63 поднесущих соответственно). Полученные результаты представлены на рисунках 2.11 и 2.12.

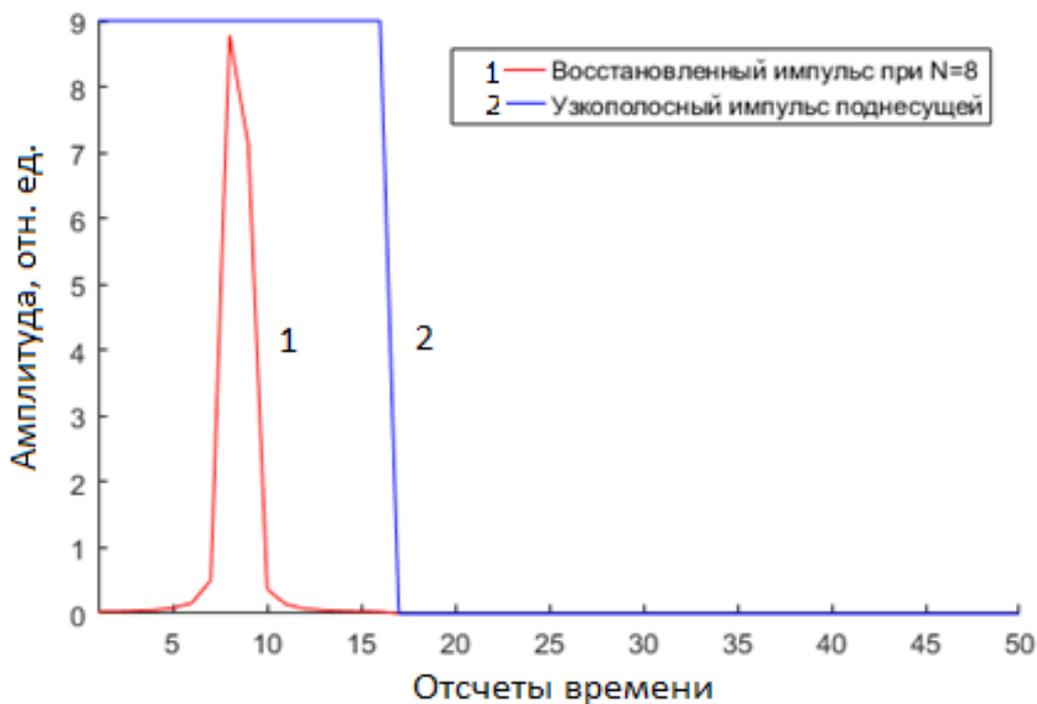


Рисунок 2.11 – Отклик от единичной цели при  $N=8$

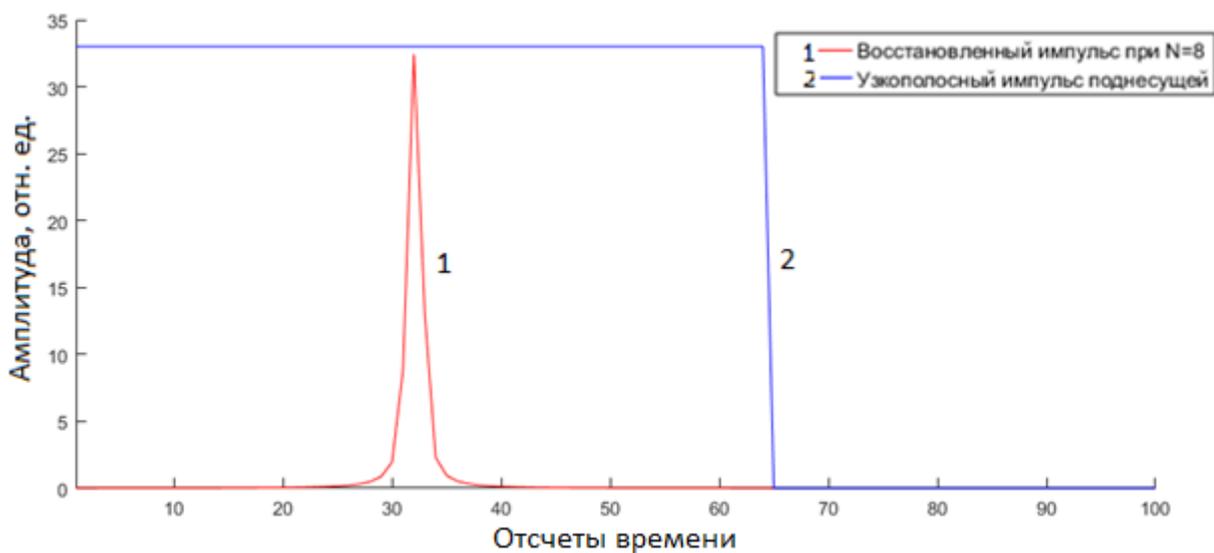


Рисунок 2.12 – Отклик от единичной цели при  $N=32$

Как видно из представленных графиков, в обоих случаях восстановленный широкополосный импульс имеет длительность в  $N$  раз меньше. На следующем шаге добавим вторую цель на расстояние, на котором разрешить данные две цели можно только при использовании всей полосы частот. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.13.

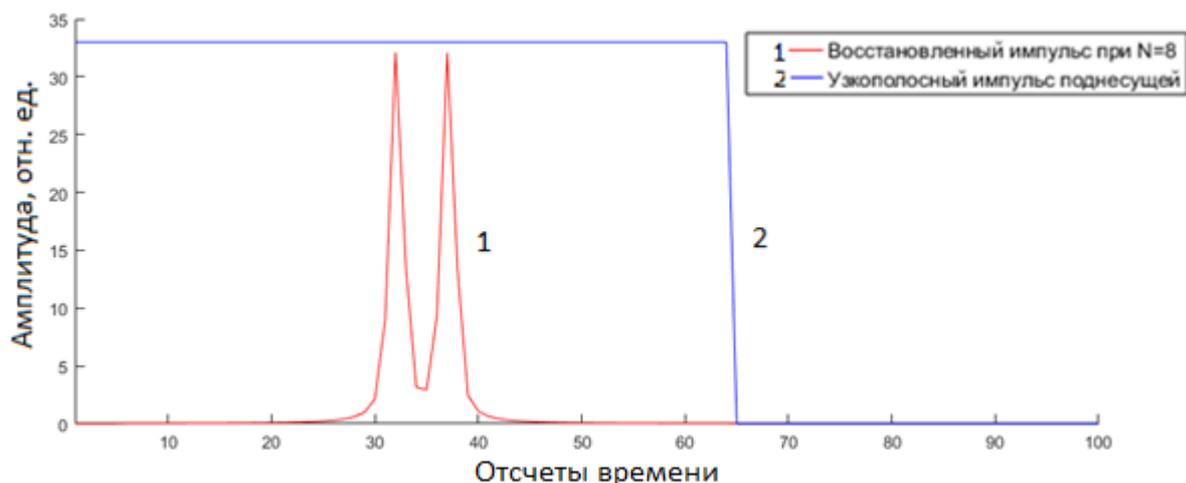


Рисунок 2.13 – Отклик от двух близких целей при N=32

Из графика видно, что применение описанного способа позволяет эффективно использовать всю рабочую полосу частот и добиться увеличения разрешающей способности многополосной системы.

**Эффективное ограничение спектра.** Рассмотрим вопрос правильного выбора конфигурации используемых сигналов, а именно применение метода эффективного ограничения спектра, упомянутого ранее [30].

Так, согласно описанному ранее способу, суммарная рабочая полоса частот  $\Delta F$  делится на  $k = N * 2 - 1$  частей, причем исходный широкополосный импульс берётся таким образом, что  $\Delta F$  составляет ширину его спектра по первым нулям. Это приводит к тому, что амплитуда граничных гармоник такого разложения значительно падает. То же самое происходит и при формировании узкополосных сигналов поднесущих, ввиду ограничения данных сигналов полосой, соответствующей первым нулям спектров этих сигналов. В конечном итоге происходит пересечение соседних импульсов на половину ширины спектра каждого сигнала поднесущей. Визуальное представление данной конфигурации представлено на рисунке 2.14.

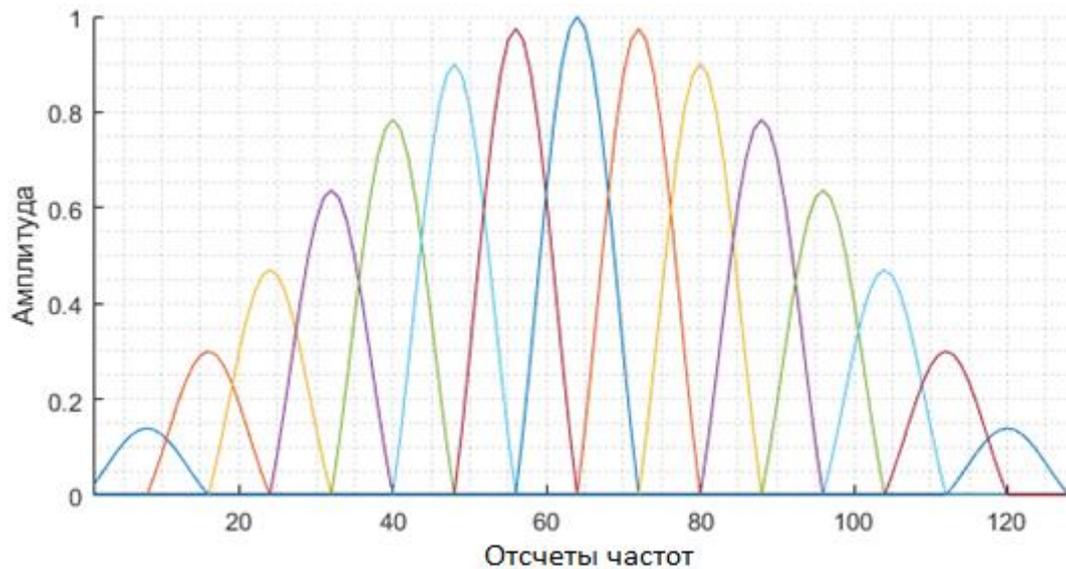


Рисунок 2.14 – Конфигурация частотного распределения сигналов при N=8 без применения эффективного ограничения спектра

Если просуммировать полосы частот всех используемых сигналов поднесущих частот, суммарная полоса частот будет рассчитываться по формуле:

$$F_{\text{сумм}} = (N * 2 - 1) * \Delta f_c, \quad (2.4)$$

где  $\Delta f_c$  – рабочая полоса частот сигнала поднесущей частоты.

В данной конфигурации  $\Delta f_c = \Delta F / N$ , следовательно,

$$F_{\text{сумм}} = \frac{(N * 2 - 1)}{N} * \Delta F. \quad (2.5)$$

Так при N=8

$$F_{\text{сумм}} = 1.875 * \Delta F. \quad (2.6)$$

При увеличении количества используемых поднесущих отношение  $F_{\text{сумм}}$  к  $\Delta F$  будет стремиться к 2. Следовательно, перекрытие частот в данном случае близко к двукратному, что говорит о существенной неэффективности использования данной конфигурации в чистом виде.

Рассмотрим ограничение спектра ( $F_c$ ) от 1 до 0,5 с шагом 0,05, где 1 – это случай с ограничением спектра по первым нулям спектра (Рисунок 2.15).

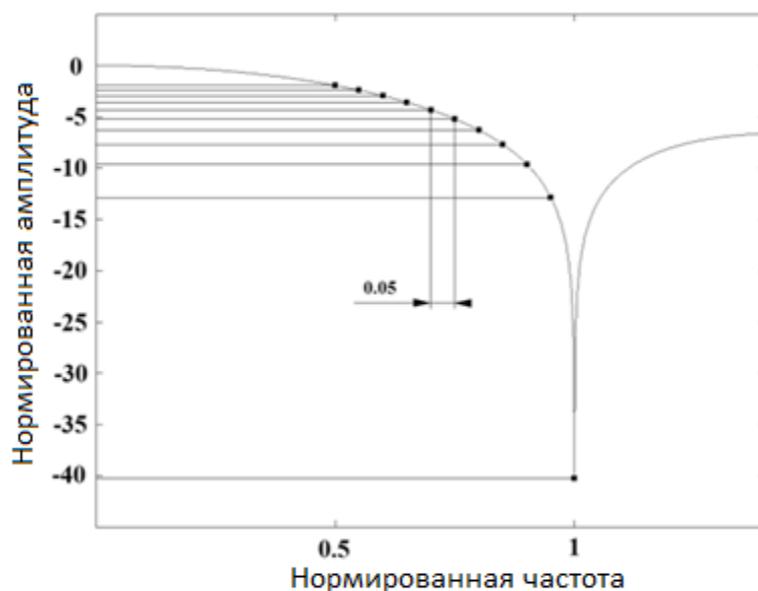


Рисунок 2.15 – Различные варианты ограничений спектра

Для каждого случая, представленного на рисунке 2.15, проведена свертка импульса с исходным прямоугольным импульсом для получения взаимной корреляционной функции (ВКФ). В качестве критериев оценки выбраны следующие параметры:

- $A_n$  – максимум ВКФ, нормированный на максимум АКФ исходного импульса;
- $W_n$  – ширина основного лепестка ВКФ, нормированная на ширину исходного лепестка АКФ;
- $R_n$  – разрешающая способность, нормированная к разрешающей способности в случае  $F_c = 1$ .

Данные исследования приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Зависимость корреляционных характеристик от  $F_c$

$F_c$	$A_n$ , дБ	$W_n$	$R_n$
1,00	-0,62	1,141	1
0,95	-0,68	1,156	1,039
0,90	-0,75	1,195	1,061
0,85	-0,83	1,219	1,101
0,80	-0,94	1,281	1,113
0,75	-1,07	1,320	1,153
0,70	-1,21	1,435	1,136
0,65	-1,39	1,500	1,170
0,60	-1,6	1,605	1,185
0,55	-1,85	1,710	1,213
0,5	-2,14	1,854	1,231

Из представленных данных видно, что, несмотря на расширение основного лепестка ВКФ, разрешающая способность улучшается за счет возможности использования более широкополосного исходного модулирующего импульса.

Рассмотрим изменения характера боковых лепестков ВКФ и скорости их убывания. На рисунке 2.16 показана зависимость количества отсчетов времени, за которое достигается определенное значение УБЛ, от УБЛ для всех рассматриваемых случаев.

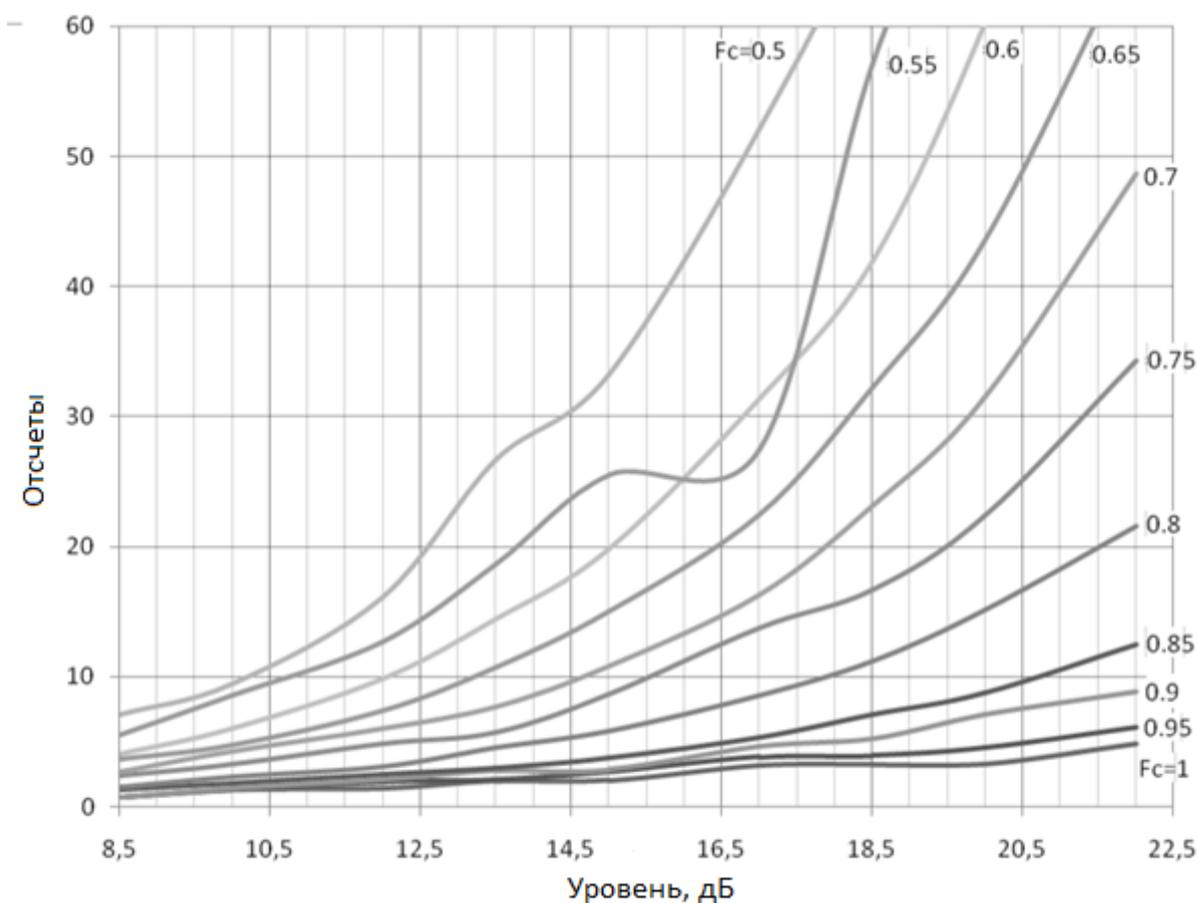


Рисунок 2.16 – Скорость спада боковых лепестков ВКФ для всех рассматриваемых случаев

Используя результаты приведенного исследования, рассмотрим данный метод применительно к способу эффективного использования рабочей полосы частот.

Введем два новых параметра:

- $K_{исх}$  – коэффициент ограничения спектра исходного широкополосного импульса;
- $K_{изл}$  – коэффициент ограничения спектра узкополосного импульса поднесущей частоты.

Для сравнения рассмотрим аналогичный случай с  $N=8$ , однако применим ограничение спектра с параметрами  $K_{исх} = 0,6$  и  $K_{изл} = 0,6$ . Полученная конфигурация частотного распределения представлена на рисунке 2.17.

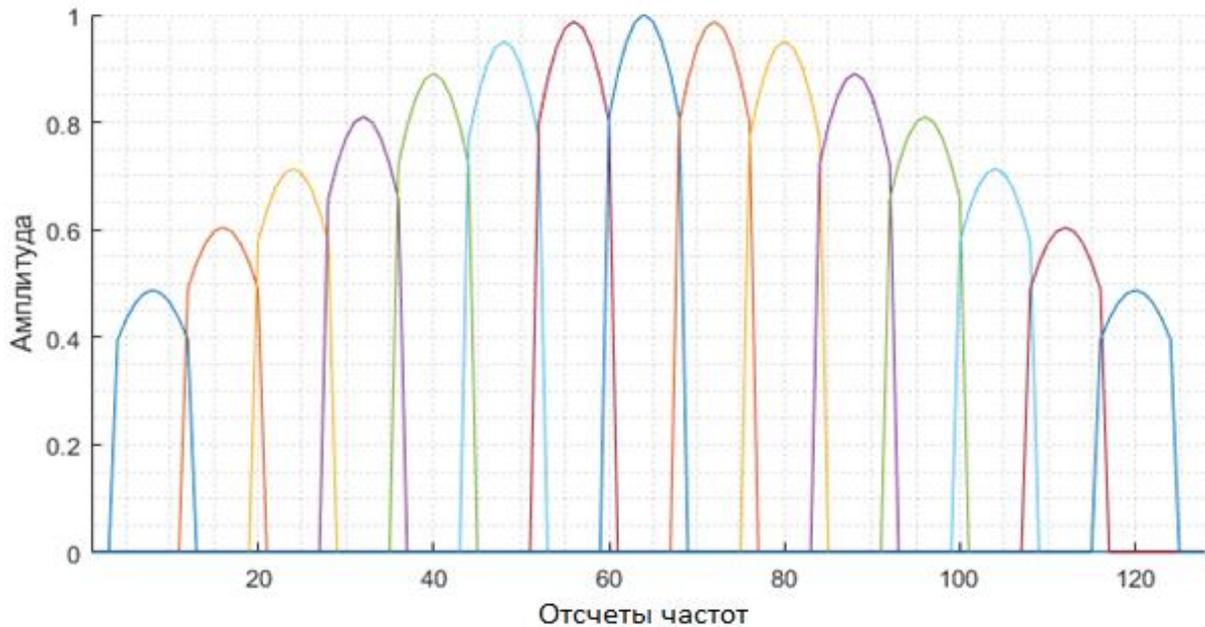


Рисунок 2.17 – Конфигурация частотного распределения сигналов при  $N=8$  для  $K_{исх} = 0,6$  и  $K_{изл} = 0,6$

Как видно из представленного графика, по сравнению с рисунком 2.14, данный случай обладает большей суммарной энергией составляющих, а также меньшим пересечением сигналов поддиапазонов. В таком случае суммарная используемая полоса частот поднесущих сигналов считается по формуле:

$$F_{сумм} = \frac{(N * 2 - 1)}{N} * K_{исх} * \Delta F \quad (2.7)$$

Следовательно, при  $N=8$  и  $K_{исх} = 0,6$

$$F_{сумм} = 1.125 * \Delta F \quad (2.8)$$

Представленные результаты позволяют говорить о необходимости применения способа эффективного использования рабочей полосы частот для достижения наилучших показателей разрешающей способности и эффективности использования рабочей полосы частот.

**Выводы.** Описанный способ эффективного использования рабочей полосы частот для РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами и проведенное математическое моделирование предложенного способа показали работоспособность. В частности, получено улучшение разрешающей способности системы при применении описанного способа в  $N$  раз, при использовании  $k = N * 2 - 1$  поднесущих частот. Для устранения основного недостатка представленного способа, а именно неэффективного использования суммарной рабочей полосы частот системы, может быть применён разработанный метод эффективного использования рабочей полосы частот.

Показаны различные варианты построения такого рода систем. Далее необходимо рассмотреть вопросы калибровки и расчета специальных поправочных коэффициентов в таких системах.

### 2.3. АЛГОРИТМ КАЛИБРОВКИ АМПЛИТУДНЫХ И ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОДИАПАЗОННЫХ И МНОГОПОЛОСНЫХ РС С ФКМ

Калибровка амплитудных и фазовых погрешностей требует проведения разработки способа калибровки для систем, работающих по описанному алгоритму. В качестве основы был выбран метод калибровки для многополосных РС на основе ЛЧМ-сигналов, описанный в [24] и подробно рассмотренный в главе 1.

Комплексные коэффициенты передачи приемного и передающего трактов зависят, в том числе, и от режимов их работы, поэтому будем использовать полный алгоритм калибровки, в котором приемный и передающий тракты рассматриваются отдельно, (см. рисунок 1.13). Введем коэффициенты  $G_{TX}^n$ ,  $G_{RX}^n$  и  $G_{ant}^n$  обозначающие, соответственно комплексные передаточные функции приемного тракта, передающего тракта и блока антенн. Здесь индекс  $n$  – номер используемого поддиапазона частот. Итоговый калибровочный коэффициент должен учитывать все эти коэффициенты. Также вводится операция предварительной эталонной калибровки, которая должна выполняться в лабораторных условиях. Такая калибровка может выполняться различными способами в зависимости от конструктивного исполнения РС. Например, в самой РС может быть заложена эталонная калибровочная петля (с соответствующим коэффициентом  $\Delta G_a$ ) или

предполагается использование безэховой камеры и эталонной цели для проведения эталонной калибровки на этапе производства РС. Данные случаи будут отличаться учетом коэффициентов  $G_{ant}^n$ .

Калибровка каналов в лабораторных условиях выполняется следующим образом:

1. В безэховой камере собирается установка таким образом, чтобы отдельно определялись коэффициенты  $G_{TX}^n$ ,  $G_{RX}^n$  и  $\Delta G_a$ .
2. Для каждого из случаев формируется сигнал на основе ФКМ и записывается по результатам прохождения соответствующих путей. Далее выполняется сжатие по дальности.
3. Для каждого поддиапазона частот определяются пиковые значения амплитуды, фазы и временная задержка в эталонной калибровочной петле. Данные параметры обозначаются  $A_{ref}^n$ ,  $P_{ref}^n$  и  $L_{ref}^n$ , соответственно. Аналогичные обозначения используются в передающей калибровочной петле ( $A_T^n$ ,  $P_T^n$  и  $L_T^n$ ) и в приемной ( $A_R^n$ ,  $P_R^n$  и  $L_R^n$ ).
4. Для компенсации временных задержек первый канал рассматривается в качестве эталона, а для всех последующих выполняется БПФ. Затем для  $n$  поддиапазонов частот полученные отклики умножаются на  $\exp\{j2\pi f_t[(L_T^n - L_T^1) + (L_R^n - L_R^1) - (L_{ref}^n - L_{Tref}^1)]\}$ , где  $f_t$  – шаг изменения частоты поддиапазонов. Далее, выполняется ОБПФ для возвращения во временную область.
5. Компенсация дисбаланса амплитуд  $n$ -го канала реализуется путем умножения откликов в  $n$ -м канале на  $(A_T^1/A_T^n) \cdot (A_R^1/A_R^n) \cdot (A_{ref}^n/A_{ref}^1)$ .
6. Наконец, компенсация дисбаланса фаз  $n$ -го канала реализуется путем умножения откликов в  $n$ -м канале на  $\exp\{j[(P_T^1 - P_T^n) + (P_R^1 - P_R^n) - (P_{ref}^1 - P_{Tref}^n)]\}$ .

Данная последовательность действий может выполняться единожды, при изготовлении РС, а также при последующем ремонте РС. Дальнейшая более точная калибровка частотных каналов входит в процедуру синтеза изображений местности и не относится к предмету исследований в настоящей работе.

## 2.4. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2

По результатам проведённых исследований можно сделать следующие выводы:

1. Применение современных алгоритмов формирования и обработки сигналов в РС на основе ФКМ-сигналов позволяет существенно снизить как пиковое значение, так и интегральное значение боковых лепестков автокорреляционной функции ФКМ-сигналов.

2. При использовании РС ДЗЗ с ФКМ-сигналами возможно добиться радиотехнических характеристик не хуже, чем в РС ДЗЗ с ЛЧМ-сигналами.

3. Разработанный алгоритм формирования и обработки сигналов в РС с ФКМ позволяет уменьшить мгновенную рабочую полосу частот РС при сохранении суммарной рабочей полосы частот РС.

4. Разработанный алгоритм калибровки амплитудных и фазовых искажений позволяет проводить калибровку многополосных РС с ФКМ.

5. Разработанный метод эффективного ограничения спектра позволяет улучшить разрешающую способность РС ФКМ.

6. Далее необходимо рассмотреть вопросы аппаратной реализации многополосных РС с ФКМ.

## ГЛАВА 3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОСИСТЕМЫ ДЛЯ ТРЕБОВАНИЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ НА ОСНОВЕ РАЗРАБОТАННОГО АЛГОРИТМА

Цели исследования – разработка научных и технических основ проектирования многополосных РС с ФКМ, а также разработка многополосной РС ДЗЗ для требований промышленности (РС ДЗЗ оперативного контроля состояния земель сельскохозяйственного назначения).

Для достижения поставленных целей необходимо решить следующие задачи:

1. Рассмотреть возможные варианты структурных схем построения РС ДЗЗ оперативного контроля состояния земель сельскохозяйственного назначения.

2. Разработать алгоритм проектирования структуры многополосной РС с ФКМ систем ДЗЗ.

3. Провести исследование вопросов аппаратной реализации алгоритмов тактовой синхронизации и калибровки РС.

4. Разработать демонстрационный образец многополосной РС ДЗЗ для нужд промышленности X-диапазона частот.

В рамках проведения ПНИЭР «Исследование и разработка радиолокационных средств оперативного контроля состояния поверхности Земли с беспилотных летательных аппаратов» стояла глобальная задача построения малогабаритной РС ДЗЗ для потребностей сельскохозяйственной отрасли промышленности с низкой себестоимостью как материалов (ЭКБ, аккумуляторный узел и т.д.), так и производства (изготовление, настройка и регулировка). В данном исследовании для решения поставленной задачи используется разработанный алгоритм работы многодиапазонных и многополосных РС с ФКМ. Вследствие того, что разработанный алгоритм очень тесно завязан на аппаратной структуре РС, первым шагом будет проведение анализа различных структурных схем построения такой системы.

### 3.1. ВОЗМОЖНЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОСИСТЕМ ДЗЗ

Одним из ключевых требований к разрабатываемой системе является работа через одну приемо-передающую антенну. Системы непрерывного излучения не будут рассматриваться ввиду невозможности обеспечения необходимого уровня развязки приемного и передающих трактов.

В ходе сравнительного анализа рассмотрим четыре основных варианта построения РС ДЗЗ: РС ДЗЗ с ЛЧМ-сигналами (РС ЛЧМ), многополосная радиотехническая система с ЛЧМ-сигналами (МРС ЛЧМ), радиотехническая система ДЗЗ с ФКМ-сигналами (РС ФКМ) и многополосная радиотехническая система с ФКМ-сигналами (МРС ФКМ).

При условии сравнимых технических характеристик, при решении задач по разработке малогабаритных РС для потребностей промышленности важными критериями оценки будут являться следующие параметры: себестоимость материалов; сравнительная сложность изготовления, настройки и регулировки.

Сначала составим список функциональных узлов, из которых будут строиться структурные схемы различных рассматриваемых РС. Для удобства отображения и анализа структурных схем введем следующие сокращения:

АУ – антенный узел, который представляет собой приемо-передающую антенну. Является стандартным узлом РС и принципиально не зависит от типа структурной схемы.

ПУ – переключающее устройство, осуществляющее коммутацию антенны с приемным и передающим трактами.

ПРД – передающий тракт, задача которого обеспечить необходимый уровень мощности сигнала на выходе системы.

ПРМ – приемный тракт, задачей которого является усиление принятого сигнала с наименьшим коэффициентом шума до необходимого уровня и его первичная фильтрация.

ДМ – ячейка демодуляции, в которой осуществляется перенос принятого высокочастотного сигнала на частоту оцифровки (нулевая несущая частота или промежуточная частота).

АЦП – аналого-цифровой преобразователь, который осуществляет оцифровку принятого сигнала.

ЦАП – модуль формирования модулирующего сигнала. В системах с ЛЧМ-сигналами данный модуль может строиться как на основе цифрового вычислительного синтезатора (DDS), так и на обычном цифроаналоговом преобразователе (ЦАП).

СИН – модуль формирования опорного высокостабильного сигнала. В основе данного модуля, как правило, лежит микросхема синтезатора частот с петлей фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Стоит отметить, что в качестве опорного сигнала используют сигнал кварцевого генератора, технические характеристики которого, как правило, ограничиваются массогабаритными характеристиками РС, так как высокостабильные и термостатированные кварцевые генераторы имеют значительные габариты и не могут быть использованы в малогабаритных системах.

ВУ – вычислительное устройство. Данное устройство выполняет следующие основные задачи: формирование временной диаграммы работы всей РС (в том числе задачи своевременного включения и выключения питаний функциональных узлов); выбор законов изменения модулирующего сигнала (управление модулем ЦАП); чтение данных и их запись на записывающее устройство и остальные вспомогательные функции цифрового управления устройством. В зависимости от конкретных технических требований к РС ВУ может быть построено различными способами, одним из которых является связка из программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) и центрального процессора.

ЗУ – записывающее устройство. Ввиду того, что записываемый объем данных таких систем прямо пропорционален области съемки системы, конкретные требования к устройству определяются исключительно индивидуально в каждом конкретном случае. Однако, как правило, необходимо хранить большие объемы данных, поэтому в качестве записывающих устройств используется флеш-память большого объема.

ИП – источник питания, который необходим для формирования первичных напряжений питания.

Структурные схемы РС ЛЧМ и МРС ЛЧМ совпадают и представлены на рисунке 3.1.

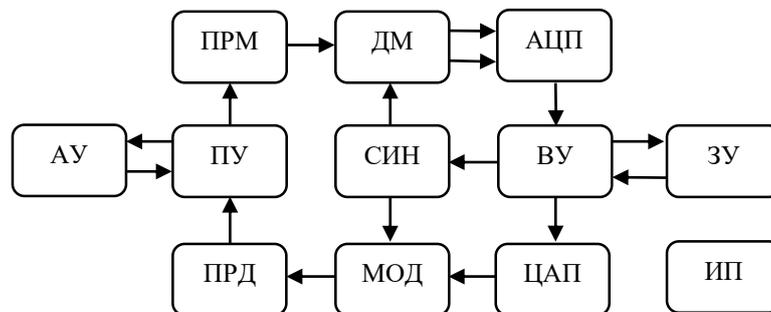


Рисунок 3.1 – Структурная схема РС ЛЧМ и МРС ЛЧМ

Однако, ввиду особенностей алгоритмов работы (см. главу 2) рассматриваемые системы имеют следующие характеристики:

- мгновенная полоса работы узлов МОД, ДМ, АЦП, ВУ и ЦАП для МРС ЛЧМ в  $N$  раз меньше по отношению к РС ЛЧМ (где  $N$  – количество используемых частотных поддиапазонов), следовательно, и технические характеристики этих узлов могут быть значительно снижены, что положительно повлияет на себестоимость РС;

-относительно простая калибровка амплитудного и фазового разброса между используемыми частотными поддиапазонами даёт возможность выполнять настройку всех трактов СВЧ (модулей АУ, ПУ, ПРМ и ПРД) с условием соблюдения заданных неравномерностей АЧХ только в каждом конкретном поддиапазоне частот. Ширина каждого частотного поддиапазона в  $N$  раз меньше по отношению к исходной суммарной рабочей полосе частот РС. Следовательно, при больших значениях суммарной полосы частот переход к узкополосной настройке и регулировке позволяет снизить трудоемкость производственных процессов такой РС.

Структурные схемы РСФКМ и МРСФКМ совпадают и представлены на рисунке 3.2

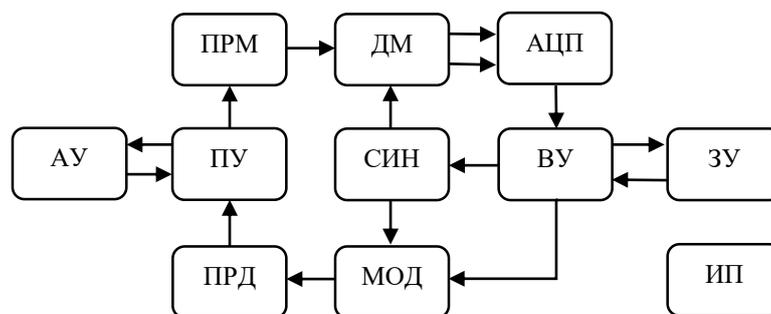


Рисунок 3.2 – Структурная схема РС ФКМ и МРС ФКМ

Преимущества МРС ФКМ перед РС ФКМ полностью совпадают с описанными преимуществами МРС ЛЧМ перед РС ЛЧМ.

Сравнивая структурные схемы МРС ЛЧМ и МРС ФКМ, стоит обратить особое внимание на то, что алгоритм синтеза и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных РС с ФКМ подразумевает использование в качестве модулирующих сигналов типа меандр. Это позволяет отказаться от модуля ЦАП и подавать модулирующий сигнал напрямую с модуля ВУ. Количественную оценку выигрыша от отказа от данного модуля можно сделать только при решении конкретной технической задачи, что подробно будет продемонстрировано далее при проектировании РС для требований промышленности. Однако в любом случае данное преимущество неоспоримо дает выигрыш в потребляемой мощности, сложности разработки и себестоимости РС.

Для более точной оценки экономической целесообразности данной структурной схемы проведем сравнение стоимости АЦП для различных частот дискретизации, так как уменьшение частоты дискретизации и является одним из ключевых переходов от РС ФКМ к МРС ФКМ. Сравнение проведем для двух самых крупных производителей АЦП – фирм Analog Devices [31] и Texas Instruments [32]. В таблице 3.1 приведены данные для микросхем с разрядностью 12 бит, стоимость приведена к 1 каналу оцифровки.

Таблица 3.1 – Сравнение стоимости АЦП

Частота дискретизации, МГц	Наименование	Стоимость (на 1 канал), долл.
125	LTC2253	28
125	LTC2145-12	15
125	ADC3224	11
250	AD9634-250	36
250	AD9613-250	33
250	ADS4229	21
500	ADS5404	109
500	AD9234-500	119
500	AD9434-500	125
800	ADS5401	187
820	AD9680-820	185
1000	AD9234-1000	195
1000	ADC12D1000	381
1600	ADC12J1600	658
2000	AD9625-2000	625
2000	ADC12D1000	762

2600	AD9689-2600	1108
2700	ADC12J2700	1024
4000	ADC12J4000	1949
5200	ADC12DJ5200RF	1390
10000	AD9213	1980
10400	ADC12DJ5200RF	2780

Как видно из представленных данных, стоимость АЦП существенно растет с увеличением частоты дискретизации. Так, например, для построения широкополосной РС ФКМ с частотой дискретизации 2600 МГц с четырьмя каналами оцифровки (в случае одновременного использования двух каналов приемника, для построения вегетационных характеристик) необходимая суммарная стоимость составит более 4400 долл. США. Использование МРС ФКМ для достижения аналогичных радиотехнических характеристик позволит снизить частоту дискретизации до 250 МГц, что соответствует снижению себестоимости АЦП более чем в 50 раз.

Таким образом, представленные результаты сравнения структурных схем позволяют говорить о целесообразности использования структурной схемы МРС ФКМ для решения задач построения широкополосных РС со сниженной себестоимостью.

## 3.2. ОГРАНИЧЕНИЯ ПРИМЕНЕНИЯ МНОГОПОЛОСНЫХ РАДИОСИСТЕМ С ФКМ

Вопросы расчета технических характеристик и построения РС ДЗЗ изучены досконально и не являются предметом данного исследования. Рассмотрим именно научные и технические основы проектирования МРС ФКМ на основе алгоритма, описанного в главе 2. Не во всех случаях использование МРС ФКМ оправданно, следовательно, необходимо рассмотреть ограничения использования таких систем.

Как известно [33], для классических РС ДЗЗ существует ограничение частоты повторения импульсов, определяемое следующим выражением:

$$F_{\text{сл.исх}} \geq \frac{2V}{L_p}, \quad (3.1)$$

где  $V$  – скорость движения носителя;  $L_p$  – размер антенны по направлению движения.

Соответственно, ограничение на период следования записывается как:

$$T_{\text{сл.исх}} \leq \frac{L_p}{2V}. \quad (3.2)$$

В МРС ФКМ необходимо учесть количество используемых частотных поддиапазонов ( $N$ ):

$$T_{\text{сл.треб}} \leq \frac{L_p}{2*V*N}. \quad (3.3)$$

Далее необходимо рассмотреть ограничение, связанное с временем распространения сигнала и временем перестройки центральной рабочей частоты между частотами поддиапазонов:

$$T_{\text{сл.треб}} \geq \frac{2*R_{\text{max}}}{c} + \tau, \quad (3.4)$$

где  $R_{\text{max}}$  – максимальная наклонная дальность системы;  $\tau$  – время перестройки рабочей частоты системы (как правило, определяется временем перестройки используемого синтезатора частоты);  $c$  – скорость света.

Существуют общеизвестные способы [97-100] смягчения требования, описанного выражением (3.4). Однако в настоящей работе уделяется особое внимание проектированию малогабаритных и дешевых РС (в том числе для требований промышленности), где применение этих способов нецелесообразно.

Таким образом, используя выражения (3.3) и (3.4), можно составить основное выражение, которое позволит оценить возможность и целесообразность применения

МРС ФКМ для конкретного типа носителя при различном количестве используемых частотных поддиапазонов:

$$\frac{L_p}{2 * V * N} \geq \frac{2 * R_{max}}{c} + \tau. \quad (3.5)$$

Данное выражение будет использовано при дальнейших исследованиях и разработке МРС ФКМ.

### 3.3. РАЗРАБОТКА МАЛОГАБАРИТНОЙ МРС ФКМ X- ДИАПАЗОНА ДЛЯ ТРЕБОВАНИЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

В рамках выполнения работы ПНИЭР «Исследование и разработка радиолокационных средств оперативного контроля состояния поверхности Земли с беспилотных летательных аппаратов» было проведено проектирование малогабаритной многофункциональной МРС ФКМ со следующими основными техническими параметрами:

- X-диапазон частот;
- суммарная ширина полосы частот – не менее 2 ГГц;
- максимальный размер излучающей апертуры – не более 10 см;
- излучаемая мгновенная мощность сигнала – не менее 500 мВт.

Исходя из представленных требований, можно установить зависимость высоты и скорости полета от количества используемых поддиапазонов. Время перестройки центральной частоты  $\tau$  для первоначальных расчетов примем равным 50 мкс, в соответствии с верхней границей перестройки предлагаемого к использованию синтезатора частоты [34].

Максимальная наклонная дальность  $R_{max}$  определяется высотой полета, углом наклона антенны  $\theta_{ант}$  и шириной диаграммы направленности (ДН) системы в угломестной плоскости ( $\theta_{-3дб}$ ) через выражение:

$$R_{max} = \frac{H}{\cos(\theta_{ант} + \theta_{-3дб}/2)}. \quad (3.6)$$

Как правило, угол наклона антенны в таких системах составляет значение близкое к  $45^\circ$ , а ширина ДН в угломестной плоскости -  $30-60^\circ$ . Для первичной оценки возьмем крайнее значение диапазона. Таким образом, используя выражения (3.5) и (3.6), получаем следующее выражение:

$$V * N * (0.26 * H + 50) * 10^{-6} \leq 1. \quad (3.7)$$

Зависимость максимальной скорости полета от высоты полета носителя при разных значениях  $N$  представлена на рисунке 3.3.

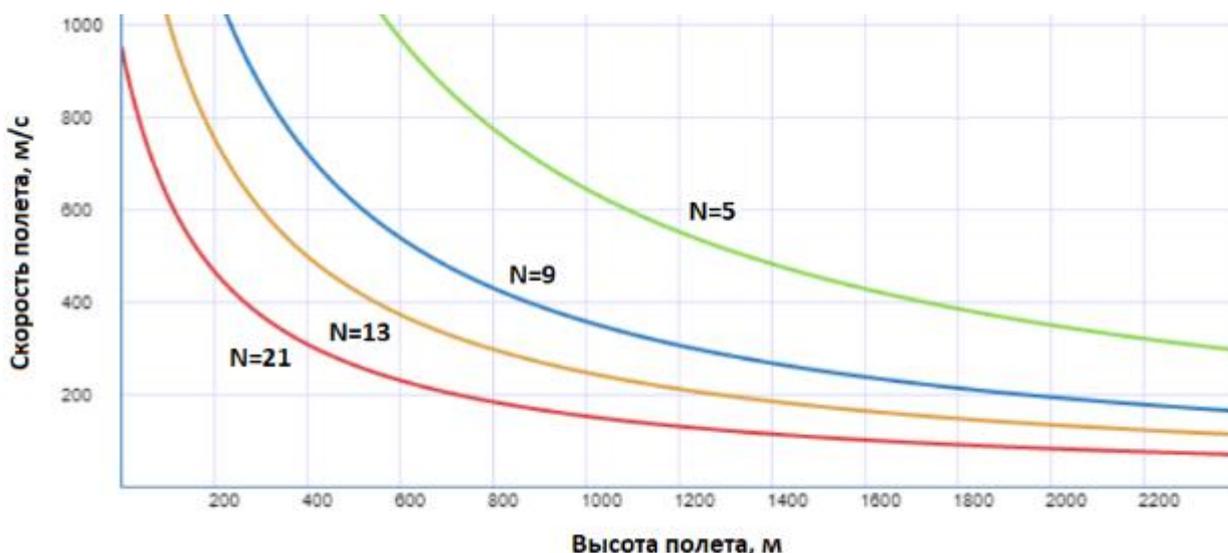


Рисунок 3.3 – Зависимость максимальной скорости полета от высоты носителя при различных  $N$

Малогобаритные МРС ФКМ для требований промышленности предполагается использовать на относительно небольших высотах (до 3 км) и носителях со скоростями до 100 м/с. Следовательно, по представленным данным можно сделать вывод о допустимости использования нескольких десятков поднесущих частот. Это позволит строить систему с мгновенной полосой синтеза и обработки сигналов существенно меньше, чем значение суммарной рабочей полосы частот, заданное в ТЗ.

**Разработка структурной схемы МРС ФКМ.** На основании представленных ранее данных разработана структурная схема МРС ФКМ. С учетом выбранной элементной базы структурная схема имеет вид, представленный на рисунке 3.4.

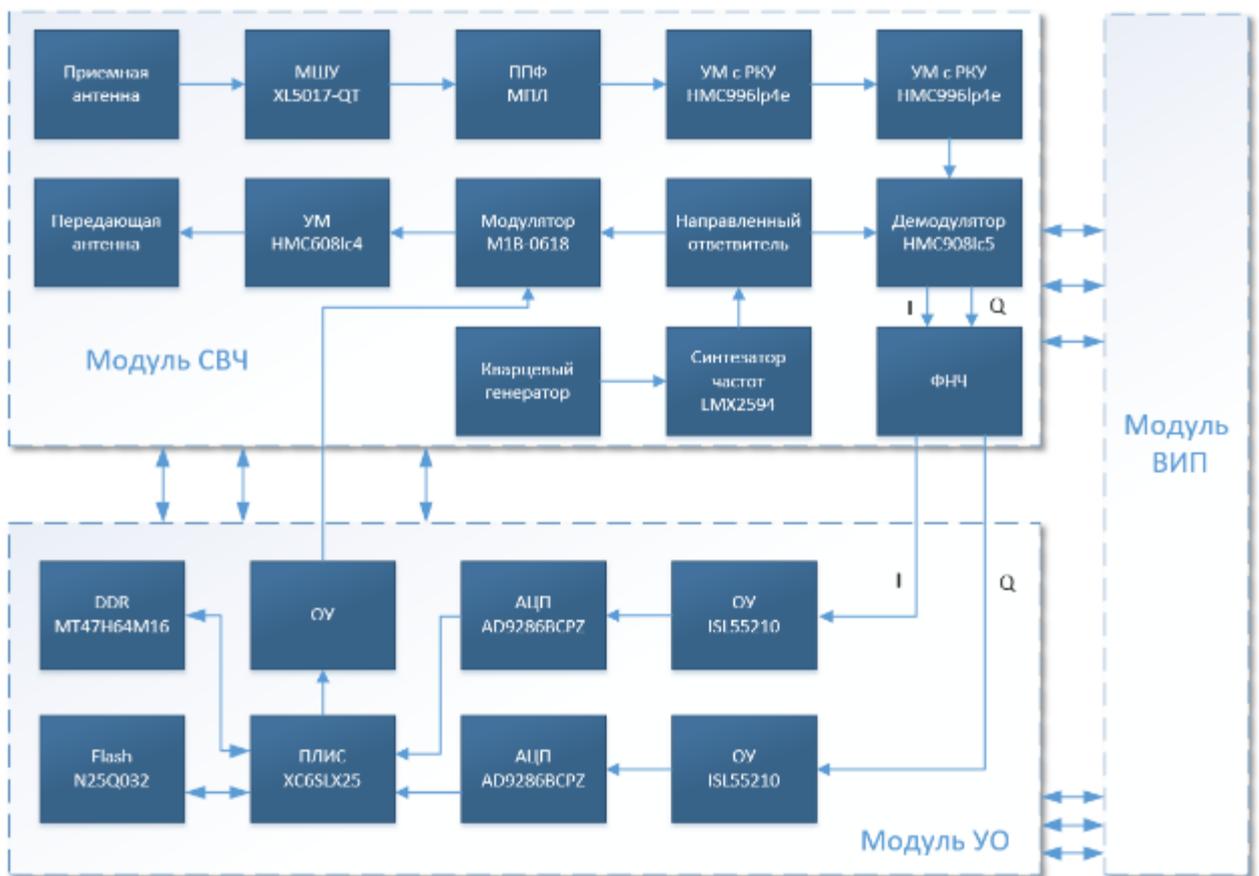


Рисунок 3.4 – Структурная схема разработанной МРС ФКМ

Данная схема позволяет реализовать суммарную рабочую полосу частот 9-11.5 ГГц (соответствует ширине полосы частот 2.5 ГГц и разрешению получаемых изображений примерно 12 см). Наличие вычислительного устройства на основе ПЛИС позволяет выполнять предварительную обработку сигналов, что существенно снижает объем хранимой в ЗУ информации.

Конструктивно МРС ФКМ состоит из трех модулей:

- 1) Модуль сверхвысокой частоты (СВЧ). В него входят антенный узел, а также весь СВЧ приемный и передающий тракты вплоть до частотного преобразования.
- 2) Модуль управления и обработки (УО). В данный модуль входят элементы оцифровки сигнала, преобразователи уровней на основе операционных усилителей, элементы обработки и записи сигнала в память, выполненные в ПЛИС, и непосредственно память.
- 3) Модуль вторичного источника питания (ВИП). В него входят все необходимые преобразователи напряжений питания, обеспечивающие стабилизацию напряжений от аккумулятора.

Такое разделение объясняется следующими причинами:

- Антенный узел и СВЧ-модуль выполняются на дорогостоящем СВЧ диэлектрике (серии RO4000), а остальные узлы – на относительно дешевом диэлектрике (FR4);
- В случае изменения источника питания МРС ФКМ (например, с аккумуляторной батареи на бортовое питание носителя) достаточно будет заменить модуль ВИП без изменений самого устройства;

**Разработка печатных плат и конструкции МРС ФКМ.** На основе представленной структурной схемы разработаны электрические принципиальные схемы печатных плат МРС ФКМ, а также топологии печатных плат и сконструированы основные конструктивные элементы.

Топологии печатных плат СВЧ-, УО- и ВИП-модулей представлены на рисунках 3.5, 3.6 и 3.7

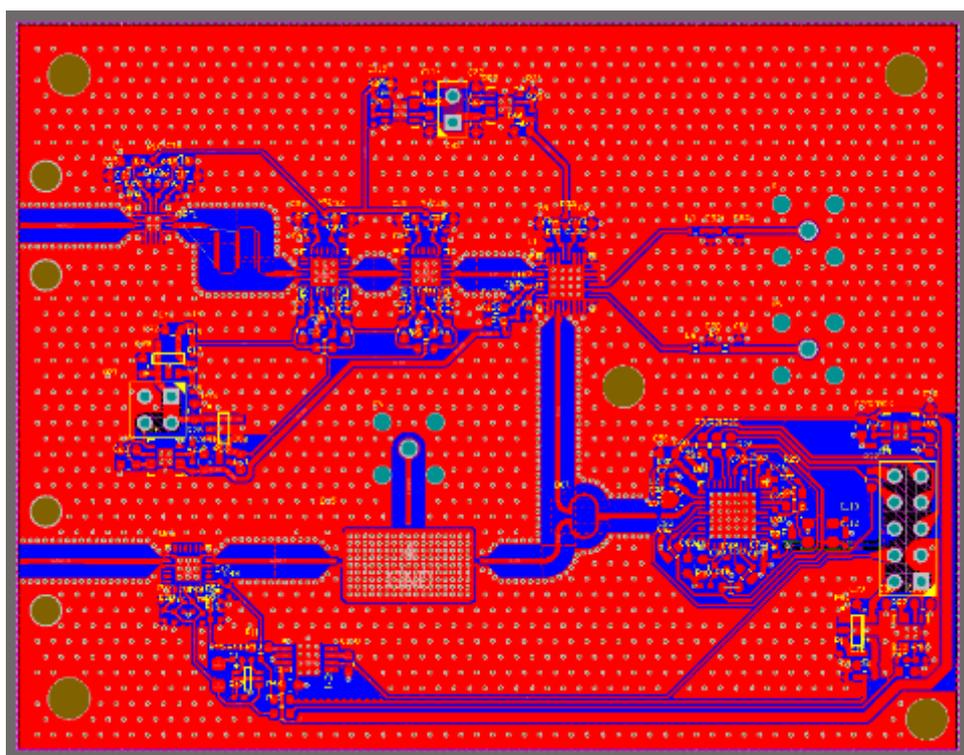


Рисунок 3.5 – Топология печатной платы СВЧ-модуля

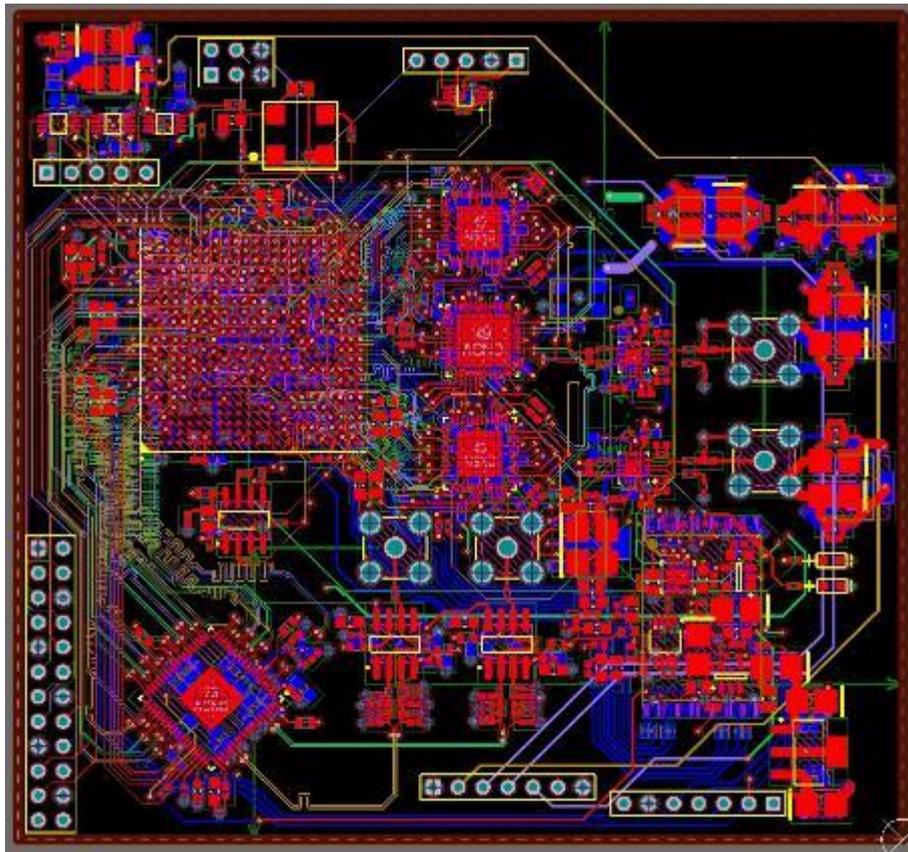


Рисунок 3.6 – Топология печатной платы УО-модуля

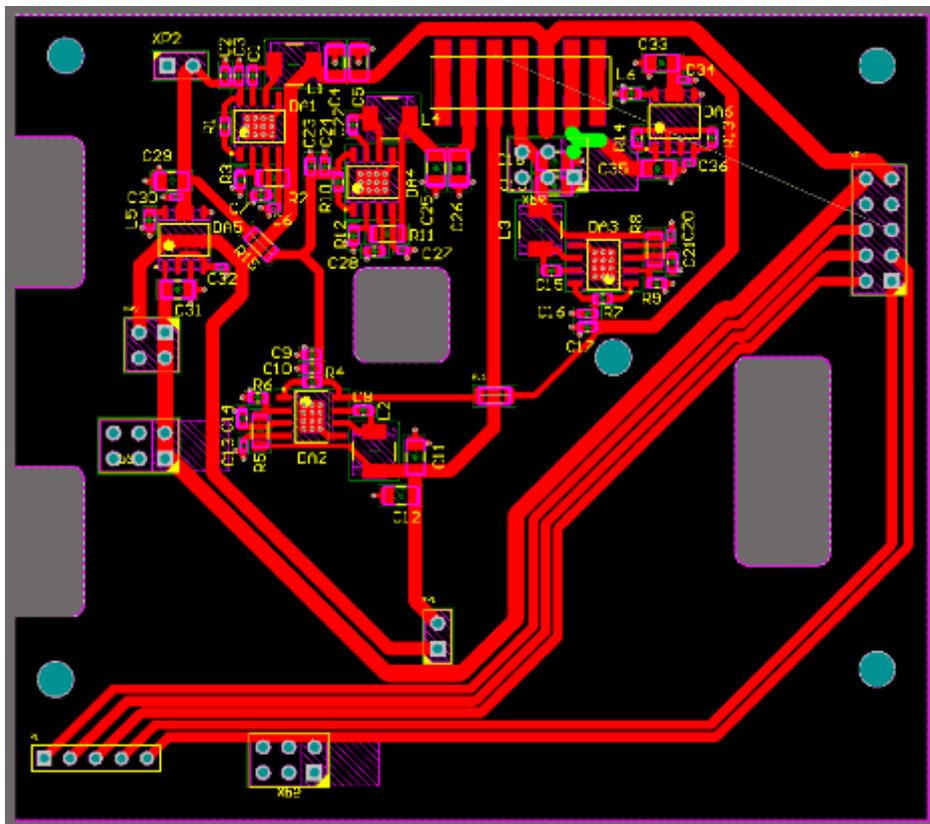


Рисунок 3.7 – Топология печатной платы VIP-модуля

К основным элементам конструкции относятся корпус и СВЧ-рамка, применяемая в СВЧ-модуле. Корпус был спроектирован таким образом, что модули СВЧ, УО и ВИП располагаются параллельно друг другу, также присутствует специальный аккумуляторный отсек, куда в случае необходимости убираются аккумуляторные батареи. Взаимное расположение модулей показано на рисунке 3.8.

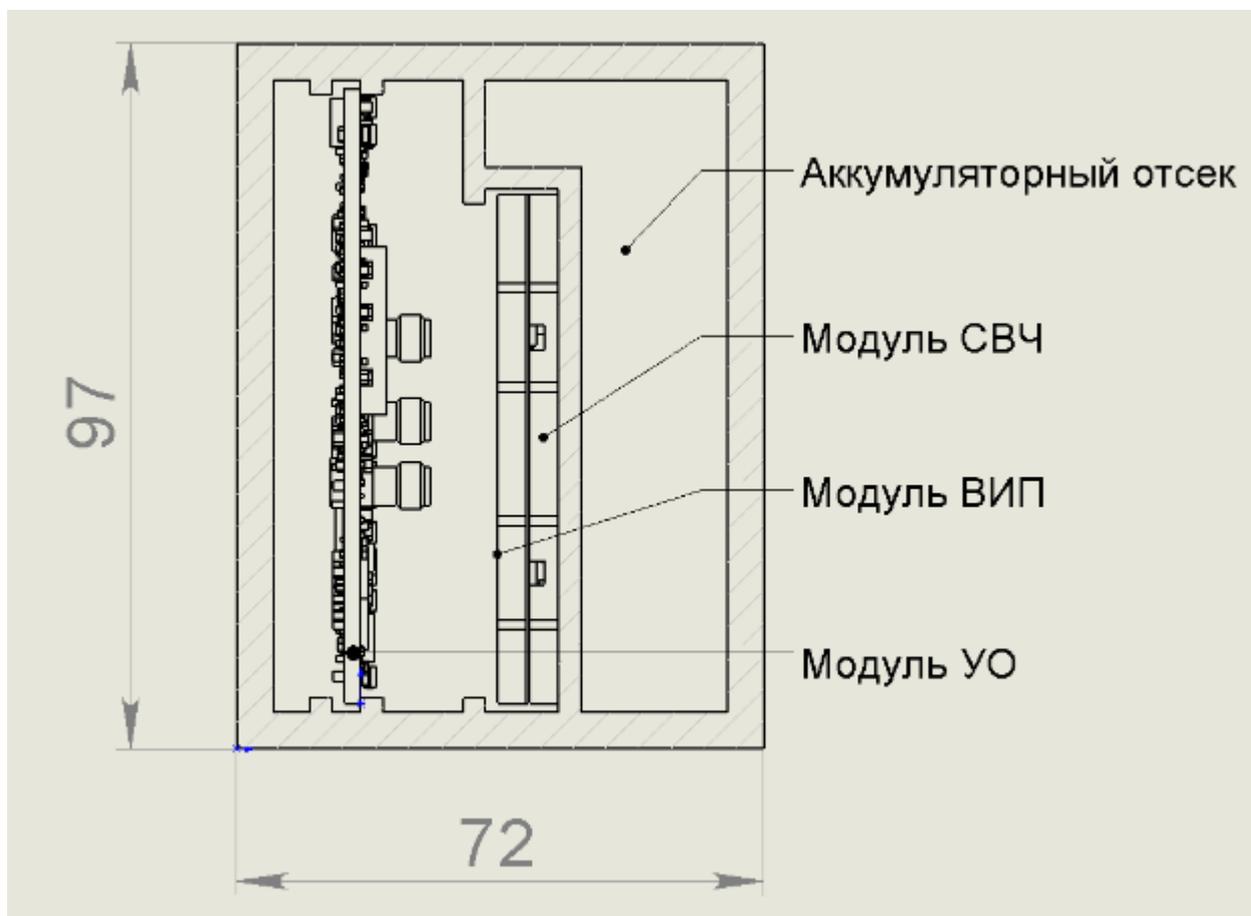


Рисунок 3.8 – Расположение модулей в корпусе

Общий вид спроектированной МРС ФКМ представлен на рисунке 3.9.

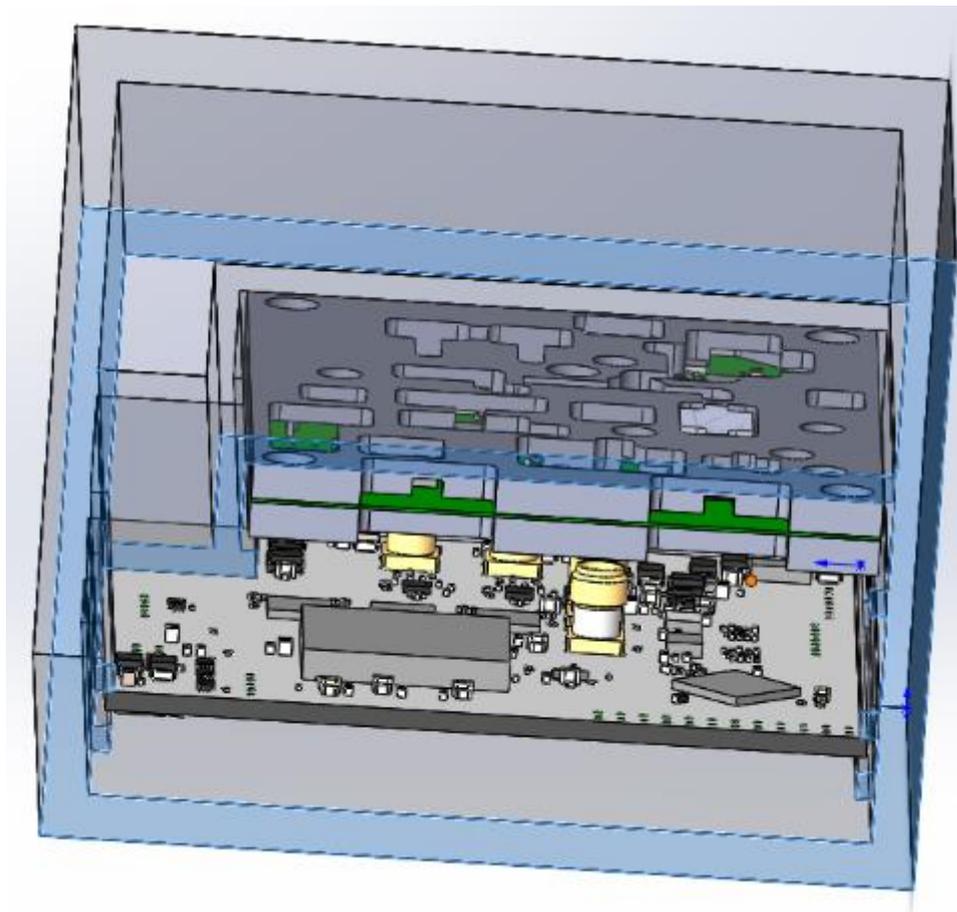


Рисунок 3.9 – Общий вид МРС ФКМ

На представленных рисунках не показан блок антенн, так как его окончательное расположение подбирается под конкретный носитель МРС ФКМ.

### 3.4. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 3

Данная глава посвящена вопросам проектирования многофункциональной малогабаритной МРС ФКМ для требований промышленности и сельского хозяйства. По представленным в главе результатам можно сделать следующие выводы:

1. Исследование возможных вариантов структурных схем построения РС ДЗЗ показало целесообразность использования МРС ФКМ.
2. Исследование технических основ разработки МРС ФКМ позволило вывести аналитические зависимости параметров МРС ФКМ и характеристик носителя РС.
3. Разработанный демонстрационный образец многополосной РС ДЗЗ для требований промышленности имеет существенно сниженные масса-габаритные характеристики по сравнению с существующими аналогами.

## ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОТРАБОТКА

Экспериментальная отработка алгоритмов является неотъемлемой частью исследований. Эксперименты в лабораторных условиях позволяют выявить возможные проблемы и недостатки заранее или подтвердить работоспособность предложенных путей решения проблем. Разработка радиотехнических устройств, в свою очередь, содержит множество экспериментов, выполняемых последовательно от макетов составных частей до полевых испытаний разрабатываемого устройства.

Представим результаты экспериментальной отработки разработанных алгоритмов и МРС ФКМ, проводимой в течение всего времени выполнения исследований.

### 4.1. ЛАБОРАТОРНАЯ ОТРАБОТКА АЛГОРИТМА ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОПОЛОСНЫХ РС С ФКМ

Для упрощенного анализа сложных сигналов на основе ФКМ справедливо проводить операции с прямоугольными импульсами, длительность которых соответствует длительности одного символа кодовой последовательности (см. главу 2). Данный принцип применен в первых двух лабораторных экспериментах.

#### 4.1.1. ЛАБОРАТОРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ С ЛИНИЯМИ ЗАДЕРЖКИ

В первом эксперименте обрабатывался разработанный алгоритм с линиями задержки. Одно из ключевых требований к экспериментальной установке – равенство опорных частот на модуляторе и демодуляторе. Для выполнения этого условия использовался один генератор опорного сигнала и делитель мощности. В таком случае схема экспериментальной установки имеет вид, представленный рисунке 4.1

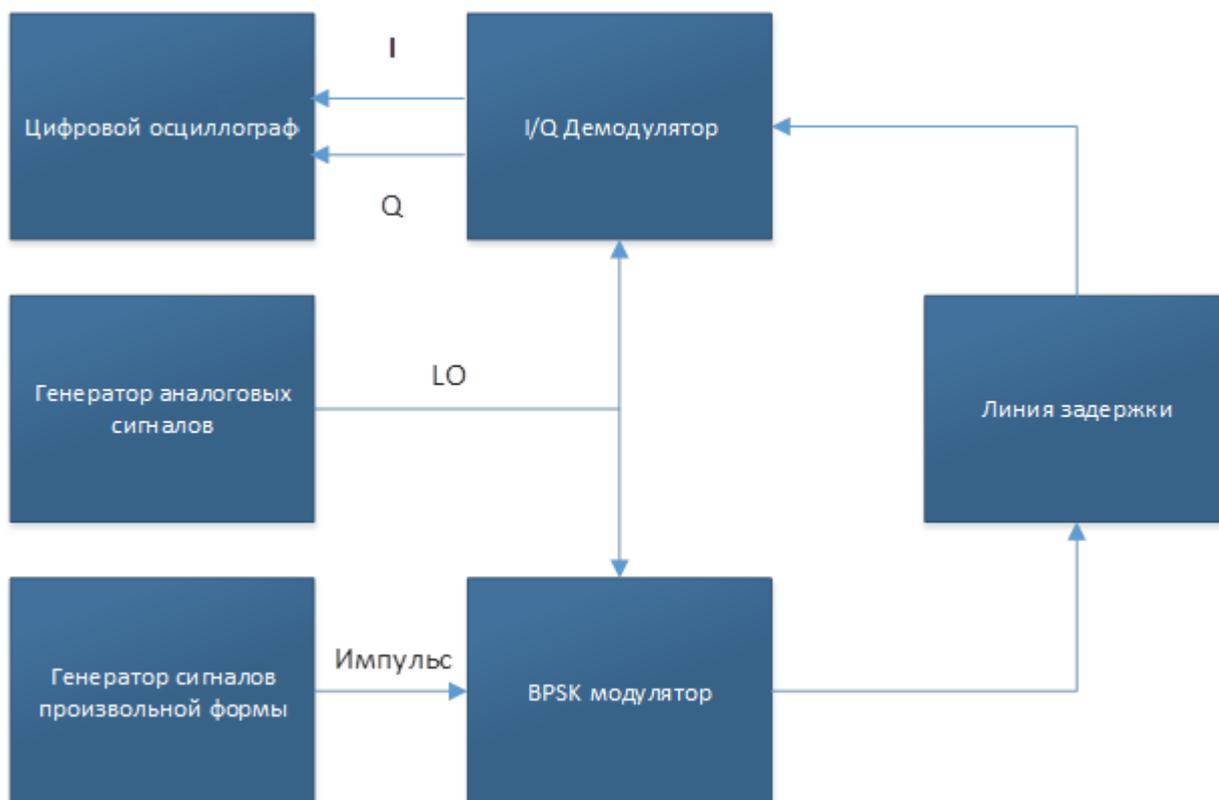


Рисунок 4.1 – Схема эксперимента с линией задержки

В данном эксперименте использовалось следующее оборудование:

- Генератор аналоговых сигналов Agilent E8257d;
- Генератор сигналов произвольной формы Agilent 33250A;
- Цифровой осциллограф MSO9254A;
- BPSK модулятор Marki M1B-0618;
- I/Q демодулятор на основе микросхемы HMC908LC4;
- Линия задержки, реализованная набором различных коаксиальных кабелей.

Суть эксперимента заключается в том, что с генератора сигналов произвольной формы подается прямоугольный импульс длительностью  $\tau=50$  нс и через BPSK-модулятор и линию задержки поступает на I/Q демодулятор, после чего записывается на цифровом осциллографе. С генератора аналоговых сигналов в этот момент поступает непрерывный гармонический сигнал на поднесущей частоте.

Далее необходимо по описанному в главе 2 алгоритму, перестраивая частоту поднесущего сигнала, выполнить данную операцию  $N$  раз (где  $N=2 \cdot K - 1$ ). В данном случае  $N=15$ .

Результат записи одиночного импульса и импульса после выполнения алгоритма обработки записанных сигналов для всех поднесущих частот представлен на рисунке 4.2.

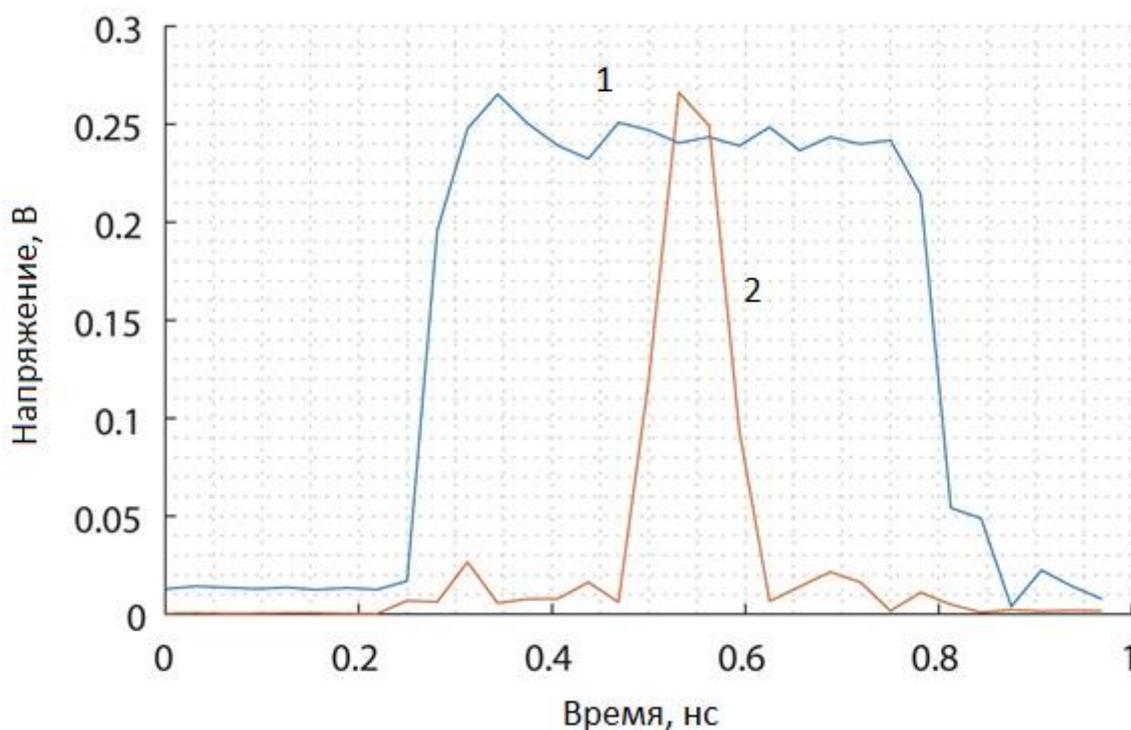


Рисунок 4.2 – Исходный (кривая 1) и широкополосный (кривая 2) импульс

Из представленного рисунка видно, что ширина импульса после обработки сузилась примерно в 8 раз, что соответствует результатам расчета и моделирования, представленным в главе 2 для случая  $N=15$ .

Далее эксперимент проводился с линией задержки, выполненной в виде двух коаксиальных кабелей, подключенных через делители мощности таким образом, что пространственная разность хода сигнала, прошедшего через длинный кабель, соответствует временной задержке порядка 15 нс. Результаты эксперимента представлены на рисунке 4.3.

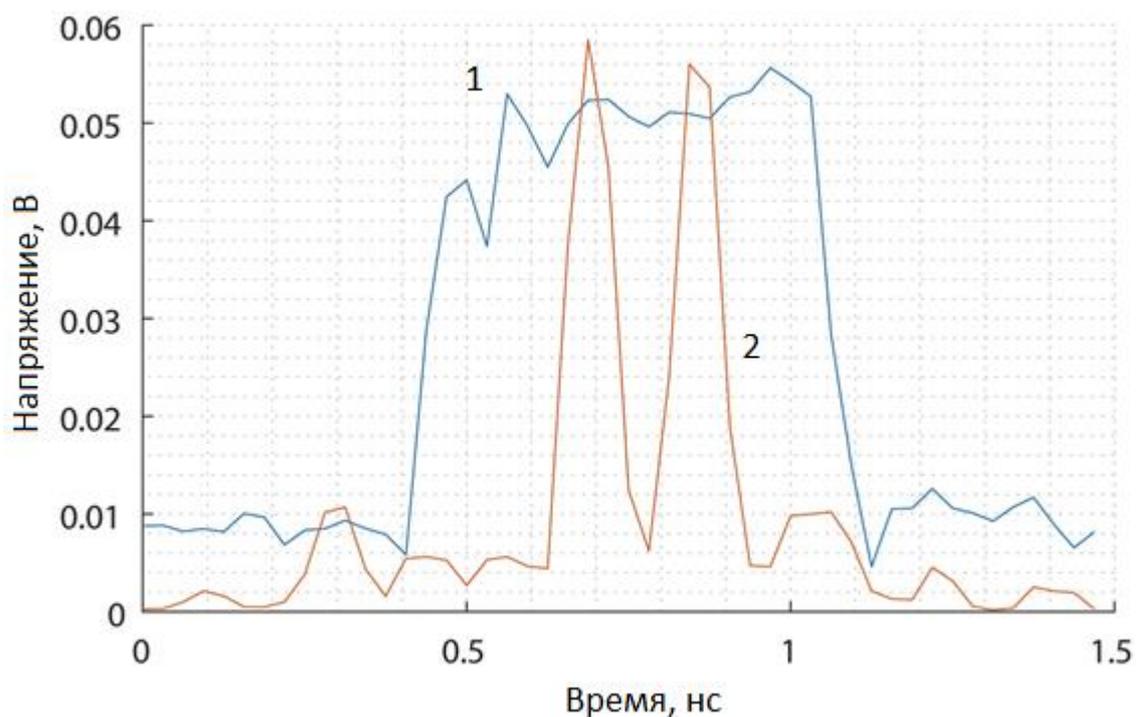


Рисунок 4.3 – Исходный (кривая 1) и широкополосный (кривая 2) импульсы для двух путей передачи

Из графиков видно, что исходные узкополосные импульсы не разрешимы между собой, тогда как после применения разработанного алгоритма импульсы легко разрешаются и отстоят друг от друга на 15 нс.

#### 4.1.2. ЛАБОРАТОРНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ С ОБНАРУЖЕНИЕМ ЦЕЛЕЙ В ПРОСТРАНСТВЕ

Для дальнейшей проверки алгоритма проведен ряд экспериментов с прохождением радиотехнического сигнала через пространство и отражением его от цели [35]. Структурная схема экспериментальной установки приведена на рисунке 4.4.

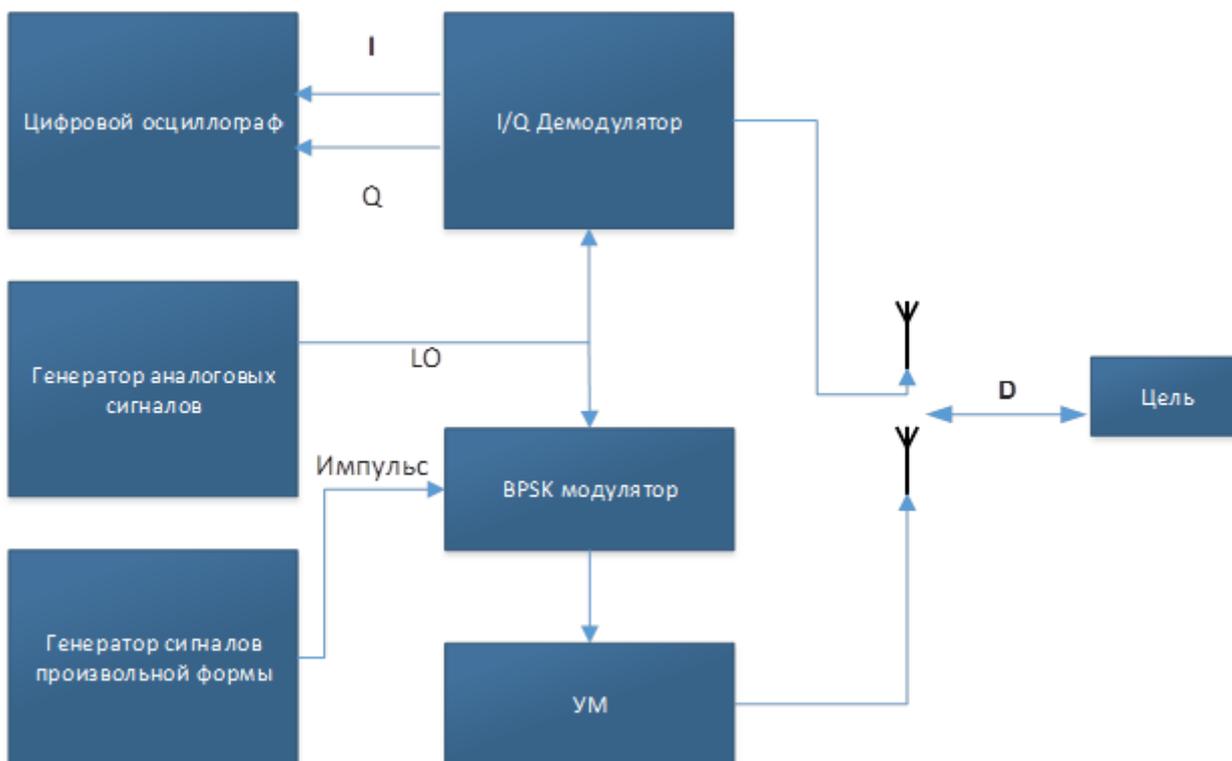


Рисунок 4.4 – Структурная схема экспериментальной установки

В данном эксперименте использовалось следующее оборудование:

- Генератор аналоговых сигналов Agilent E8257d;
- Генератор сигналов произвольной формы Agilent 33250A;
- Цифровой осциллограф MSO9254A;
- BPSK модулятор Marki M1B-0618;
- I/Q демодулятор на основе микросхемы HMC908LC4;
- Усилитель мощности на основе микросхемы HMC608lc4;
- Печатная антенна X-диапазона частот;
- Металлический отражатель.

На генераторе аналоговых сигналов формируется модулирующий импульс, который переносится на центральную частоту  $F_c$  и излучается в пространство. В направлении главного лепестка антенны располагается цель на удалении  $D$ . Отраженный от цели сигнал принимается и демодулируется квадратурным демодулятором, квадратуры с выхода демодулятора поступают на цифровой осциллограф и записываются для дальнейшей обработки.

Для проверки работоспособности алгоритма проведены три эксперимента для цели, расположенной на расстояниях 2, 2,5 и 3 м. В качестве модулирующего использован импульс с полосой сигнала 75 МГц, что соответствует ширине отклика по дальности по уровню -3 дБ равной 1 метру. Для каждой цели сняты данные для  $N=13$  центральных частот в диапазоне от 9 до 10 ГГц с шагом 75 МГц. Записанные данные были объединены по описанному в главе 2 алгоритму. На рисунке 4.5 представлены графики зависимости амплитуды собранных откликов целей от расстояния, выведенные вместе с модулирующим импульсом. Калибровка по дальности проводилась по сигналу, наведенному с передающей антенны на приемную (для всех трех экспериментов данный сигнал совпадает).

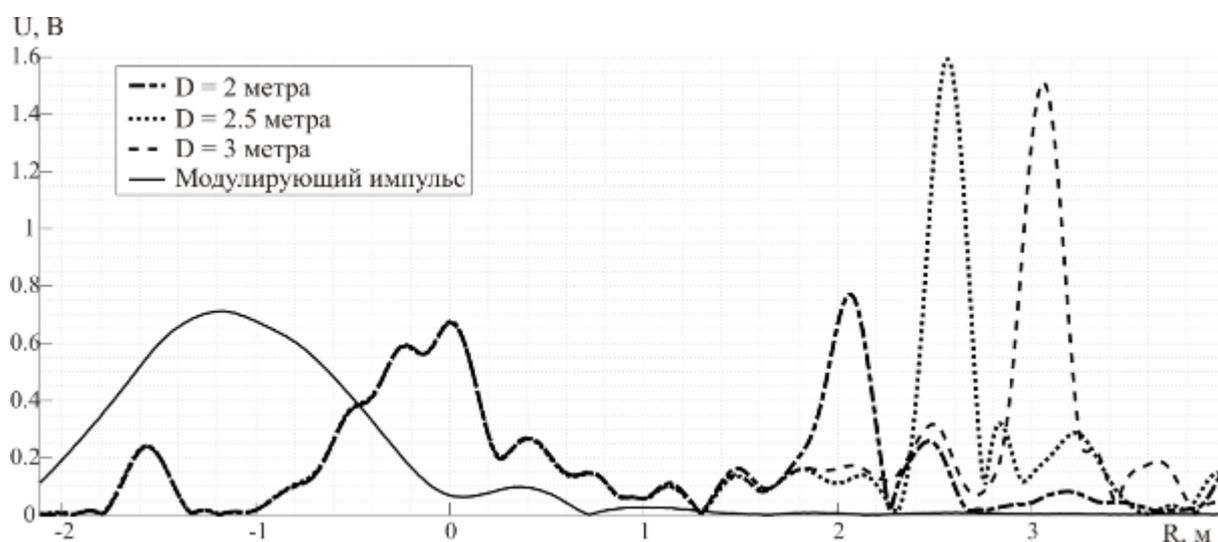


Рисунок 4.5 – Отклики от целей для трех экспериментов

На представленных графиках, заметно обужение отклика от целей после применения описанного метода в  $K=7$  раз по сравнению с модулирующим узкополосным импульсом. Это позволяет однозначно различать цели на различных дальностях. Таким образом, можно говорить о работоспособности данного алгоритма.

В ходе исследования также опробован метод эффективного ограничения спектра применительно к объединенному широкополосному импульсу, который подробно описан в параграфе 2.3. На рисунке 4.6 представлен отклик от цели на расстоянии 2.5 м. для трех случаев использования полосы: 80, 90 и 100%. За 100% взято использование спектра исходного расщепляемого сигнала по первым нулям его спектра, случаи 80% и 90% эквивалентны уменьшению длительности исходного

расщепляемого сигнала (следовательно, и улучшению разрешающей способности) без изменения излучающих сигналов.

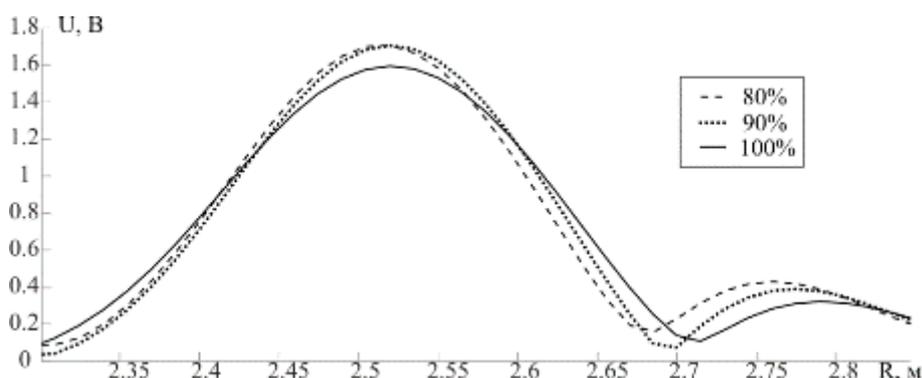


Рисунок 4.6 – Влияние метода ограничения спектра на отклик от цели

По данным, представленным на рисунке 4.6 видно, что использование полосы на 80% увеличивает амплитуду боковых лепестков, однако позволяет уменьшить ширину отклика по уровню минус 3 дБ на 8% и увеличить амплитуду на 0.7 дБ (17%). Это подтверждает возможность более эффективного использования рабочей полосы частот системы.

В РС ДЗЗ уменьшение ширины отклика АКФ пропорционально улучшает разрешение по дальности получаемых изображений местности, что в свою очередь увеличивает качество получаемого изображения и улучшает возможности по распознаванию объектов на таких изображениях. Увеличение амплитуды основного максимума АКФ пропорционально увеличивает максимальные значения откликов от объектов, что позволяет обнаруживать объекты с малыми ЭПР на получаемых изображениях.

По представленным данным лабораторных экспериментов можно сделать вывод о работоспособности совокупности представленных решений.

## 4.2. ПОЛЕВЫЕ ЛЕТНЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТЫ

В рамках выполнения ПНИЭР «Исследование и разработка радиолокационных средств оперативного контроля состояния поверхности Земли с беспилотных летательных аппаратов» проведены полевые испытания по получению изображений местности с помощью РС ДЗЗ. Вначале в качестве РС ДЗЗ использовался стенд имитационного моделирования (СИМ), построенный на базе

универсального измерительного оборудования фирмы National Instruments. Структурная схема СИМ представлена на рисунке 4.7.

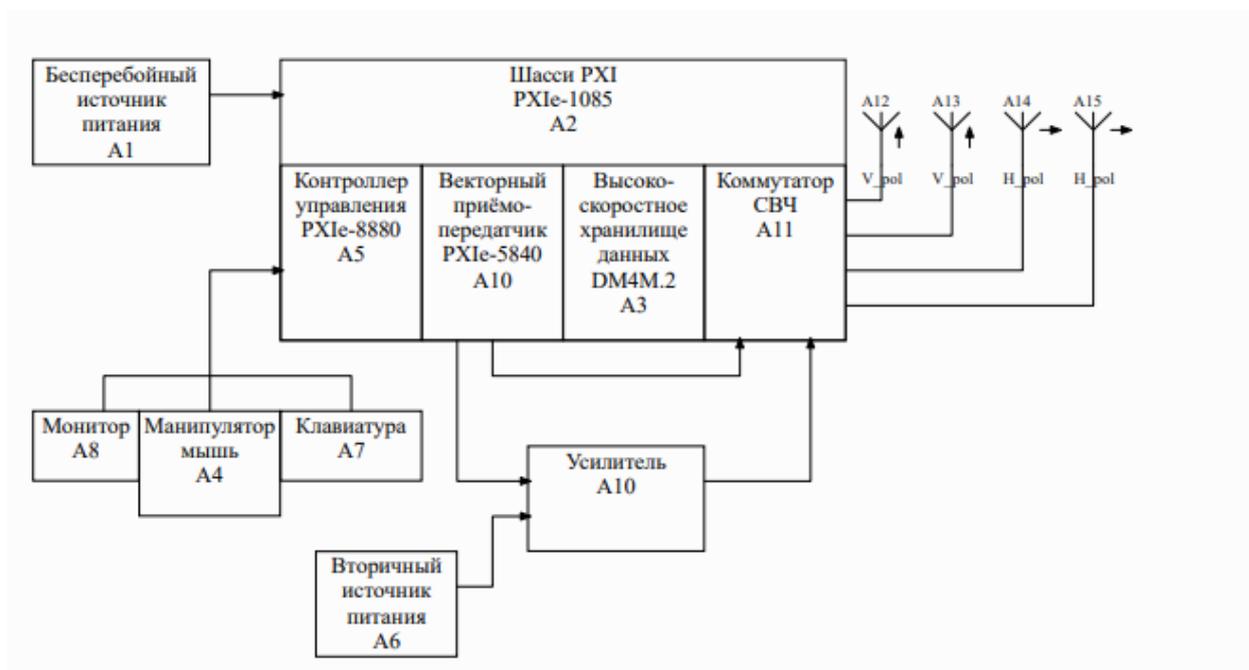


Рисунок 4.7 – Структурная схема СИМ

Программно-аппаратный комплекса СИМ генерирует зондирующий сигнал и через усилитель подаёт его на конвертер частоты для переноса спектра зондирующего сигнала вверх по частоте, а принимаемого сигнала вниз по частоте. Коммутатор СВЧ-сигнала позволяет переключать используемые передающие антенны, изменяя поляризацию излучаемого сигнала. Аналогично коммутируются приёмные антенны. Таким образом, можно обеспечить четыре возможные комбинации поляризованного сигнала.

Для защиты оборудования во время проведения полевых испытаний использовался специальный кейс Hardigg фирмы Pelican. Общий вид кейса и оборудования в нём представлены на рисунке 4.8



Рисунок 4.8 – Внешний вид элементов СИМ

Отработка разработанных алгоритмов проводилась в X-диапазоне частот. Для этого дополнительно потребовался внешний блок усилителя мощности (внешний вид - Рисунок 4.9 , выходная мощность блока - Рисунок 4.10) и блок антенн (Рисунок 4.11).



Рисунок 4.9 – Блок усилителя мощности X-диапазона частот

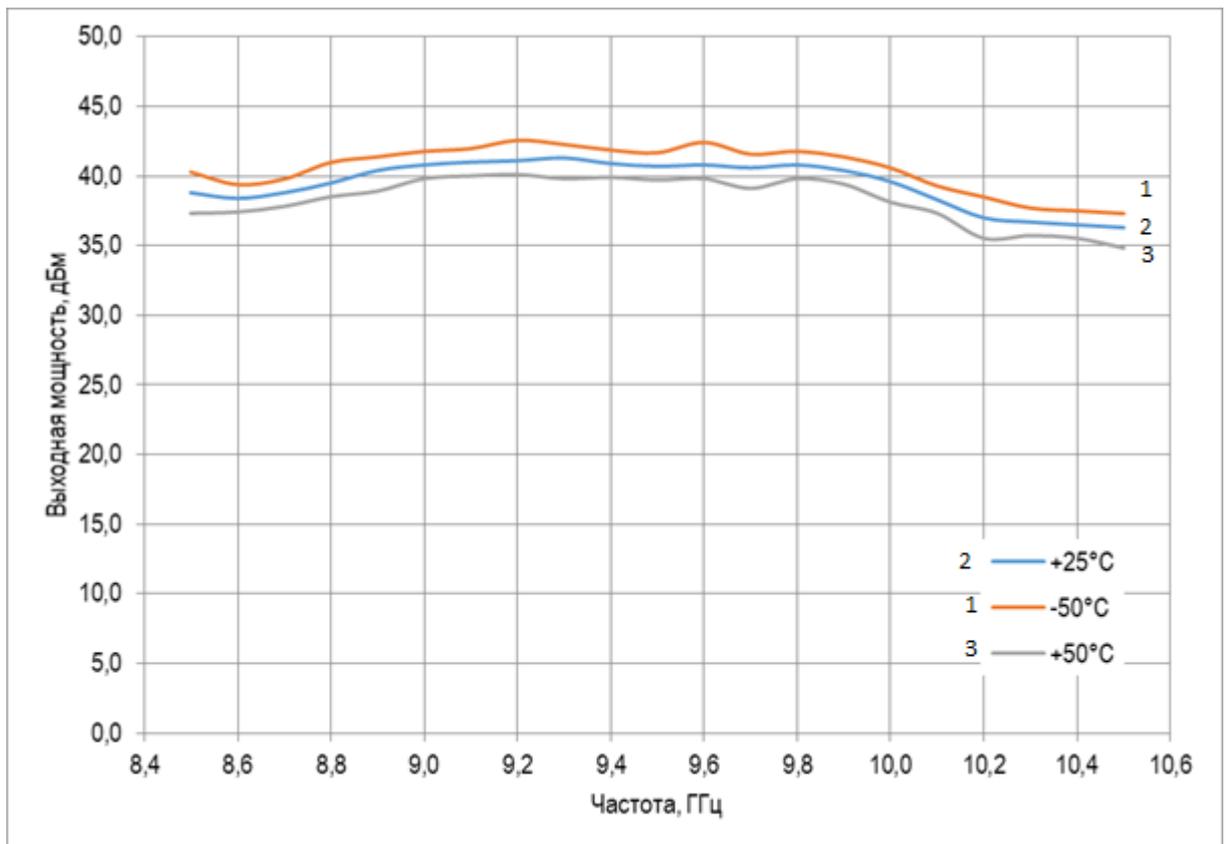


Рисунок 4.10 – Выходная мощность блока усилителя мощности X-диапазона частот

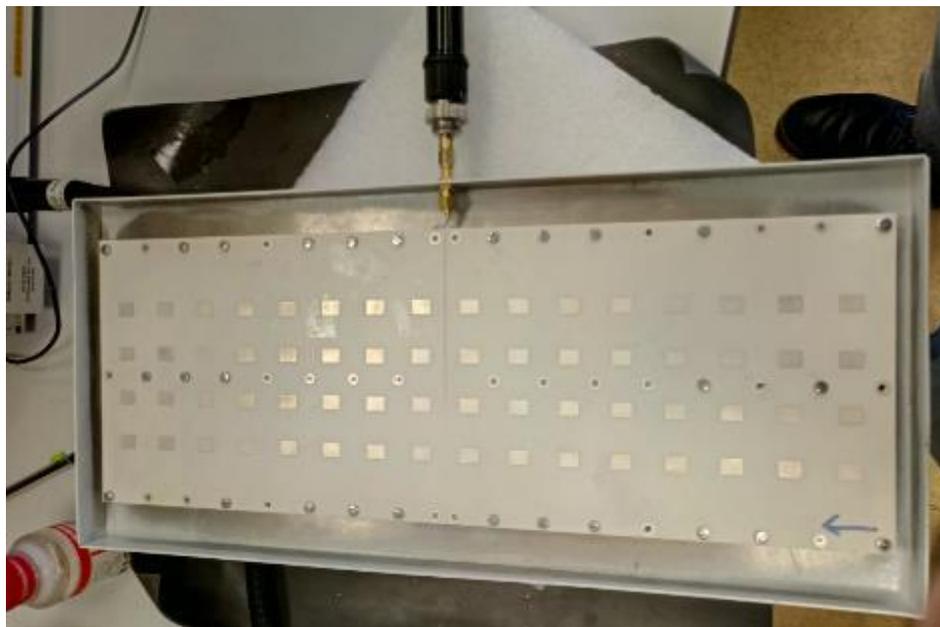


Рисунок 4.11 – Антенна X-частотного диапазона

При проведении полевых испытаний СИМ устанавливался в кабину легкого самолета PZL-104 Wilga, а блок антенн крепился к шасси самолета под углом 45 градусов к горизонту, как показано на рисунках 4.12 и 4.13.



Рисунок 4.12 – Установка СИМ в самолет



Рисунок 4.13 – Установка блока антенн на самолет

Таким образом, цель эксперимента – получение изображений местности с помощью радиотехнического датчика ДЗЗ с различными конфигурациями зондирующих сигналов и алгоритмов их обработки. Для проверки разрешающей способности на снимаемом участке разложены три группы тестовых объектов на различном расстоянии друг от друга (конфигурация объектов – Рисунок 4.14, фотография разложенных объектов – Рисунок 4.15).

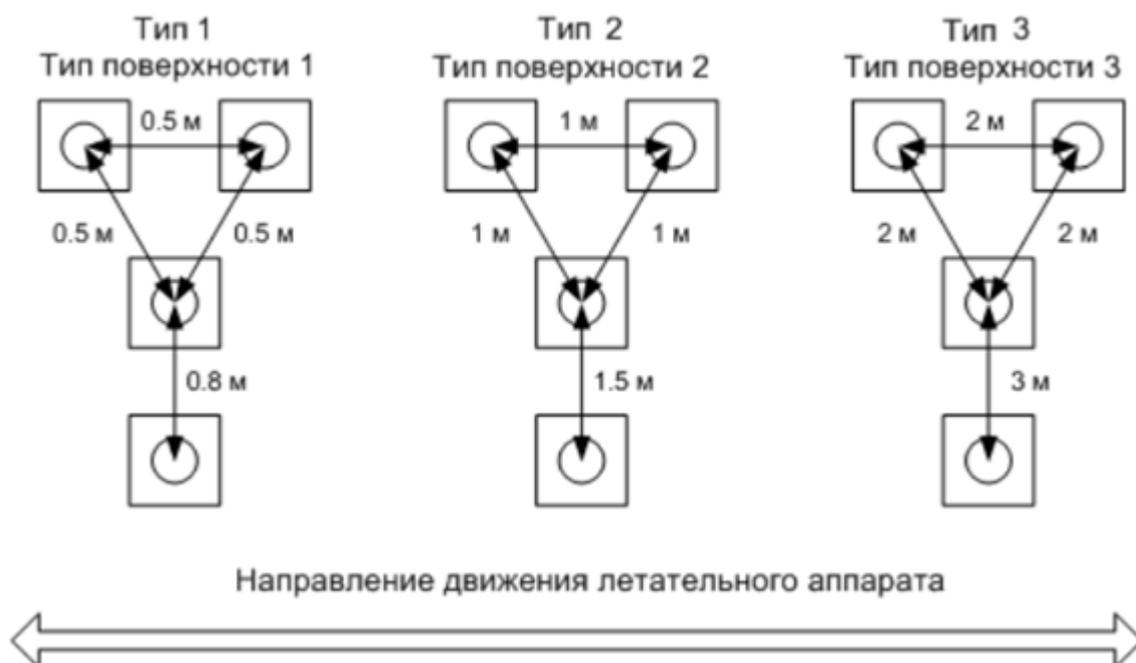


Рисунок 4.14 – Конфигурация расположения тестовых объектов



Рисунок 4.15 – Разложенные в поле тестовые объекты

По результатам экспериментальной проверки проведено сравнение полученных изображений тестовых объектов для двух случаев: при использовании рабочего узкополосного импульса, соответствующего полосе рабочих частот 150 МГц (Рисунок 4.16) и восстановленного широкополосного импульса с суммарной рабочей полосой частот 600 МГц (Рисунок 4.17).

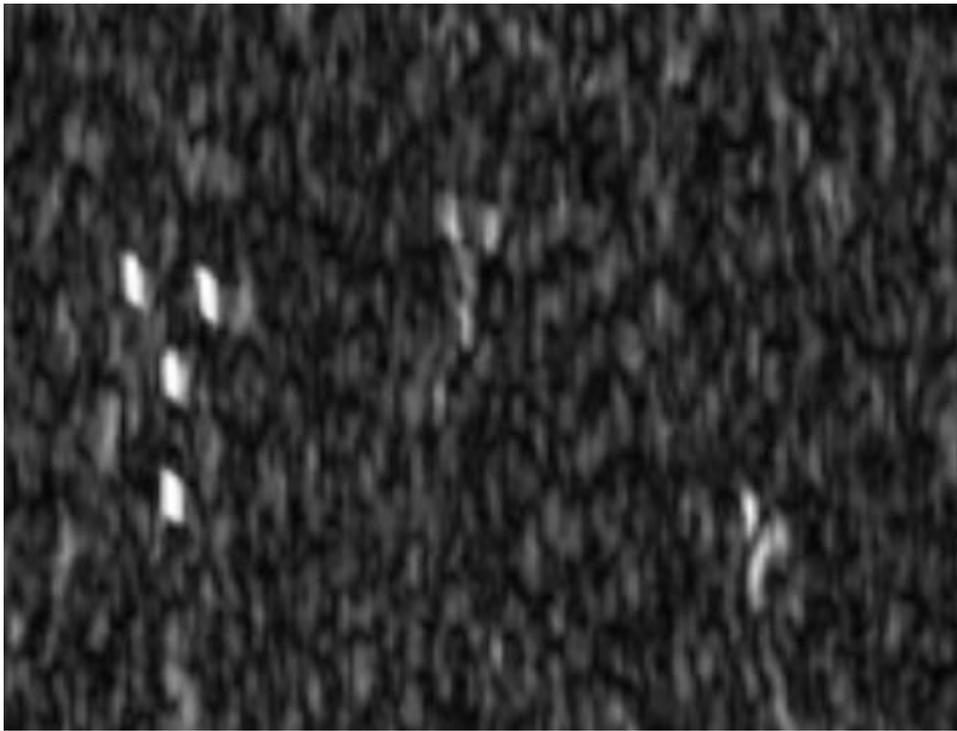


Рисунок 4.16 – Изображение объектов при узкополосном импульсе

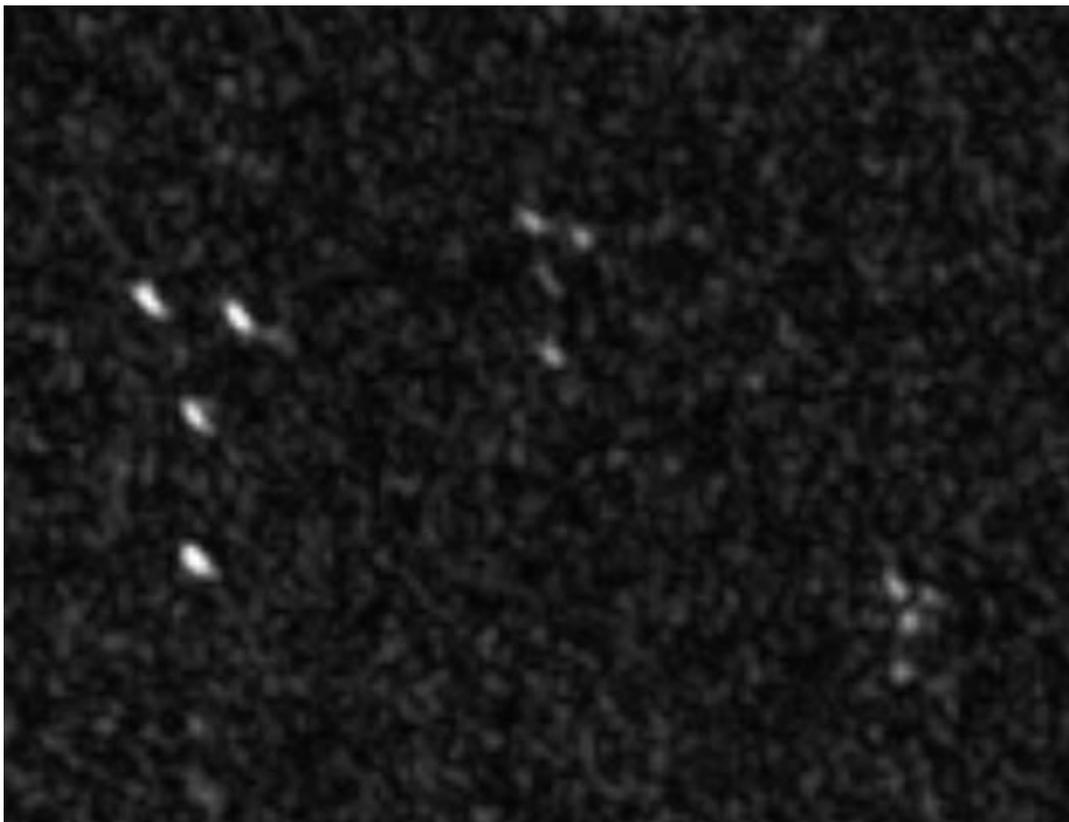


Рисунок 4.17 – Изображение объектов при широкополосном импульсе

Согласно представленным изображениям при использовании одной полосы частот разрешение составило около 1 м и часть тестовых объектов не выделилась на представленном изображении. После применения разработанного алгоритма

разрешение составило менее 30 см и все три группы тестовых объектов были успешно разрешены между собой.

Далее для более полного сравнения проанализированы изображения дачных участков с домами при аналогичных условиях (Рисунок 4.18 и Рисунок 4.19).



Рисунок 4.18 – Изображение местности при узкополосном импульсе



Рисунок 4.19 – Изображение местности при широкополосном импульсе

Согласно представленным изображениям, применение разработанного алгоритма позволило увеличить разрешение более чем в 3 раза по сравнению с используемой мгновенной полосой частот.

### 4.3. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4

По представленным результатам экспериментальной отработки можно сделать следующие выводы:

1) Лабораторные эксперименты позволили на первых этапах исследований практически подтвердить результаты, которые были получены в ходе моделирования.

2) Экспериментальная отработка разработанного способа эффективного ограничения спектра, алгоритмов формирования и обработки сигналов в МРС ФКМ и калибровки фазовых и амплитудных искажений позволила улучшить получаемые радиотехнические характеристики системы и повысить качество получаемых этой системой изображений.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенного анализа вопросов использования многодиапазонных РС можно утверждать, что существуют требования промышленности и сельского хозяйства, которые могут эффективно решаться многодиапазонными РС ДЗЗ, однако, все описанные методы эффективного использования суммарной рабочей полосы применимы только для РС с ЛЧМ-сигналами. Следовательно, актуальной являлась задача разработки многодиапазонной РС с ФКМ-сигналами и алгоритмов её работы.

Приведены результаты разработки алгоритма формирования и обработки сигналов в РС с ФКМ, позволяющего уменьшить мгновенную рабочую полосу частот РС при сохранении суммарной рабочей полосы частот РС.

Для задач увеличения эффективности представленного алгоритма разработан метод эффективного ограничения спектра, который позволил улучшить разрешение и энергетику получаемых изображений.

Показаны результаты исследования корреляционных свойств ФКМ-сигналов на основе шумоподобных последовательностей, сделан вывод о возможности использования данных сигналов в РС ДЗЗ.

Разработан алгоритм калибровки амплитудных и фазовых искажений, позволяющий проводить калибровку многополосных РС с ФКМ.

Исследованы и предложены технические основы по проектированию многополосных РС с ФКМ.

Разработана многополосная РС с ФКМ для требований сельского хозяйства и промышленности с суммарной рабочей полосой частот 2.5 ГГц (соответствующая разрешению менее 15 см) в X-диапазоне частот.

Проведена комплексная экспериментальная отработка разработанных алгоритмов и метода, в ходе которой подтверждена их работоспособность.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильин Е.М., Савостьянов Е.Ю., Самарин О.Ф., Черевко А.Г. Состояние и перспективные создания многодиапазонных малогабаритных радиолокационных систем // Вестник СИБГУТИ, №. 2 (30), 2015. С. 156-163.
2. H. Myers, R. Moore, W. Butler, S. Ware. Common aperture multiband radar (CAMBR) // Proceedings of the 1997 IEEE National Radar Conference, 1997.
3. T. Brenner, H. Kuschel, K. E. Olsen. Multiband Radar Modelling // 2006 International Radar Symposium, 2006.
4. F. Fioranelli, M. Ritchie, A. Balleri, H. Griffiths. Experimental analysis of multistatic multiband radar signatures of wind turbines // IET Radar, Sonar & Navigation, Vol. 10, No. 8, 2016. pp. 1400-1410.
5. J. Han, C. Nguyen. Development of a Tunable Multiband UWB Radar Sensor and Its Applications to Subsurface Sensing // IEEE Sensors Journal , Vol. 7, No. 1, 2007. pp. 51-58.
6. A. Capria, D. Petri, C. Moscardini, M. Conti, A. Cantelli Forti, R. Massini and etc. Software-defined Multiband Array Passive Radar (SMARP) demonstrator: A test and evaluation perspective // OCEANS 2015 - Genova, 2015.
7. H. Kuschel, J. Heckenbach, J. Schell. Deployable multiband passive/active radar for air defense (DMPAR) // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, Vol. 28, No. 9, 2013. pp. 37-45.
8. A. Zaimbashi, M. Derakhtian, A. Sheikhi. Invariant Target Detection in Multiband FM-Based Passive Bistatic Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 50, No. 1, 2014. pp. 720-736.
9. C. Huynh, J. Lee, C. Nguyen. Multi-band radio-frequency integrated circuits for multiband and multimode wireless communication, radar and sensing systems in harsh environments // 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014.

10. U. Mayer, M. Wickert, R. Eickhoff, F. Ellinger. Multiband mixed-signal vector modulator IC // 2011 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2011.
11. F. A. Bakar, J. Holmberg, T. Nieminen, Q. Nehal, P. Ukkonen, V. Saari, K. Halonen, M. Aberg, I. Sundberg. Multiband integrated synthetic aperture radar (SAR) receiver // 2012 19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS 2012), 2012.
12. С.Л. Внотченко, М.Ю. Доставалов, А.В. Дьяков, И.В. Дьяков, Р.В. Ермаков и др. Авиационные мобильные малогабаритные радиолокаторы с синтезированной аппертурой семейства "КОМПАКТ" (Принципы реализации и опыт применения) // Журнал Радиоэлектроники, № 10, 2009.
13. E. C. Zaugg, M. C. Edwards, A. Margulis. Theoretical and practical design considerations for a small, multi-band SAR: The SlimSAR // 2010 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2010.
14. P. S. Narvekar, D. Entekhabi, S. B. Kim, E. G. Njoku. Soil Moisture Retrieval Using L-Band Radar Observations // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 53, No. 6, 2015. pp. 3492-3506.
15. Trudel M., Charbonneau F., Leconte R. Using RADARSAT-2 Polarimetric and ENVISAT-ASAR Dual-Polarization Data for Estimating Soil Moisture over Agricultural Fields // Canadian Journal of Remote Sensing, No. 38, 2012. pp. 514-527.
16. Y. Kim, T. Jackson, R. Bindlish, H. Lee, S. Hong. Radar Vegetation Index for Estimating the Vegetation Water Content of Rice and Soybean // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol. 9, No. 4, 2012. pp. 564-568.
17. S. Paloscia, P. Pampaloni, S. Pettinato, E. S. M. Brogioni, G. Fontanelli, G. Macelloni. Potentials of X-band active and passive microwave sensors in monitoring vegetation biomass // 2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium, 2011. pp. 1-3.

18. J. Yin, J. Yang. A Modified Level Set Approach for Segmentation of Multiband Polarimetric SAR Images // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 52, No. 11, 2014. pp. 7222-7232.
19. S. Quegan, C. Oliver. Understanding Synthetic Aperture Images. Norwood: Artech House, 1998.
20. McDonough R.N., Curlander J.C. Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. New York: Wiley, 1991.
21. М.И. Сколник. Справочник по радиолокации В 2-х книгах. Т.1-2. Москва: Техносфера, 2015.
22. M. R. Inggs, R. T. Lord. High resolution SAR processing using stepped-frequencies // Proc. IGARSS, 1997. pp. 490-492.
23. Y. Deng, H. Zheng, R. Wang, J. Feng, Y. Liu. Internal calibration for stepped-frequency chirp SAR imaging // IEEE Geosci. Remote Sens. Lett, Vol. 8, No. 6, 2011. pp. 1105-1109.
24. X. Wang, R. Wang, Y. Deng, P. Wang, N. Li, W. Wang. Precise Calibration of Channel Imbalance for Very High Resolution SAR With Stepped Frequency // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 55, No. 8, 2017. pp. 4252-4261.
25. J. Yang, H. Huang, T. Jin, J. Thompson, Z. Zhou. Synthetic aperture radar imaging using stepped frequency waveform // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens, Vol. 50, No. 5, 2012. pp. 2026-2036.
26. А.И. Захаров. Методы дистанционного зондирования Земли радарными с синтезированной апертурой. Фрязино. 2012. 370 С.
27. Свердлик М.Б. Оптимальные дискретные сигналы. Москва: Сов. радио, 1975.
28. G.M. Dillard, M. Reuter, J. Zeidler, B. Zeidler. Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 39, No. 3, 2003. pp. 786 - 798.

29. Мелёшин Ю.М., Лялин К.С., Хасанов М.С., Орешкин В.И. Способ формирования и обработки сигналов в многодиапазонных и многополосных радиолокационных системах, патент на изобретение RU 2 684 896 С1, Апр 16, 2019.
30. Y. M. Meleshin, M.S. Khasanov, V.I. Oreshkin, V.K. Tsvetkov, V.V. Chistukhin. Spectral distortions of a phase-shift keying signal // 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), 2017.
31. <https://www.analog.com/> [Электронный ресурс] URL: <https://www.analog.com/>
32. <http://www.ti.com/> [Электронный ресурс] URL: <http://www.ti.com/>
33. М.И. Сколник. Справочник по радиолокации в 2 книгах. Техносфера, 2014. 680 С.
34. Документация на синтезатор частот LMX2594 [Электронный ресурс] URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2594.pdf>
35. Мелёшин Ю.М., Лялин К.С., Орешкин В.И., Хасанов М.С., Довгаль Т.А. Метод улучшения разрешающей способности // Известия высших учебных заведений. электроника, изд. 23, №. 4, 2018. С. 371-378.
36. Верба В.С., Меркулов В.И., Садовский П.А. Многодиапазонные радиолокационные системы. Проблемы многоцелевого сопровождения. // Радиооптика, №. 5, 2015. С. 37-51.
37. Бомштейн А.Д., Жигунов П.А. Перспективные технологии измерения продольного размера целей в многодиапазонном радиолокационном комплексе // Вестник СибГУТИ, №. 2, 2015. С. 67-73.
38. Бомштейн А.Д., Шашин О.С. Использование новых технологий для повышения эффективности многодиапазонного радиолокационного комплекса в режиме сопровождения // Вестник СибГУТИ, №. 2 (30), 2015. С. 74-83.
39. Меркулов В.И., Лось В.Ф., Чернов В.С. Особенности построения антенных систем многодиапазонных бортовых радиолокационных

комплексов мониторинга окружающего пространства // Успехи современной радиоэлектроники, №. 4, 2017. С. 3-12.

40. F. Berizzi, M. Martorella, D. Petri, M. Conti, A. Capria. USRP technology for multiband passive radar // 2010 IEEE Radar Conference, 2010.
41. M. Edrich, A. Schroeder. Multiband multistatic Passive Radar system for airspace surveillance: A step towards mature PCL implementations // 2013 International Conference on Radar, 2013.
42. Крупенин С.В., Колесов В.В., Потапов А.А., Матвеев Е.Н. Многодиапазонные широкополосные антенны на основе фрактальных структур различных типов // Радиотехника, №. 3, 2009. С. 70-83.
43. В.Ю. Аронов. Многодиапазонные антенны со смешанной поляризацией // Вестник Самарского отраслевого научно-исследовательского института радио, №. 3, 2005. С. 29-31.
44. В. Слюсар. Многодиапазонные антенны мобильных средств связи // Электроника: наука, технологии, бизнес , №. 8 (74), 2006. С. 90-96.
45. G. S. Rajesh, K. V. Kothapudi, V. Kumar. Multiband microstrip patch antenna design using metamaterial for airborne SAR system // 2015 IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2015.
46. G. S. Rajesh, V. Kumar. Designing multiband metamaterial loaded microstrip patch antenna for SAR applications // 2015 International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP), 2015.
47. A. Amiri, K. F. Tong, K. Chetty. Reconfigurable multiband patch antenna for Ground Penetrating Radar applications // 2012 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2012.
48. H. J. Lee, K. L. Ford, R. J. Langley. Independently reconfigurable multiband high impedance surface for L, C, X and Ku Radar Bands // Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2011.

49. J.M. Lemenager, L. D. Capua, V. Wilkerson, M. Guenais, T. Meslet, L. Noel. Multimode Multiband Terminal Design Challenges. 2014.
50. А. В. Ефимов. Проблемы сверхширокополосного подповерхностного зондирования // Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред., 2016. С. 444-454.
51. J.J. van der Sanden, D. H. Hoekman. Multiband polarimetric SAR in support of tropical forest resources assessment // 1995 International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS '95. Quantitative Remote Sensing for Science and Applications, 1995.
52. W.-M. Boerner, A. Moreira, K. P. Papathanassiou and etc. Need for developing multi-band single and multiple pass POLinSAR monitoring platforms in air and space // IGARSS 2003. 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings, 2003.
53. Boerner W.M. The challenge for still unresolved development of multi-band equatorially orbiting POLSAR satellite sensors - an integral task for the major space-SAR technology centers world-wide for assessing both land & ocean as well as meteorological phenomena // 2014 15th International Radar Symposium (IRS), 2014.
54. B. Seppke, L. Dreschler-Fisher, J. A. Heiming, F. Wengenroth. Fast Derivation of Soil Surface Roughness Parameters Using Multi-band SAR Imagery and the Integral Equation Model // 2010 20th International Conference on Pattern Recognition, 2010.
55. Горячкин О.В. и др. Предложения по созданию космической системы многодиапазонного радиолокационного наблюдения земли на базе малых космических аппаратов // 12-я Международная научно-техническая конференция «От снимка к карте: цифровые фотограмметрические технологии». Тезисы докладов., 2012.
56. M.L. Imhoff, P. Johnson, W. Holford, J. Hyer, L. May, W. Lawrence, P. Harcombe. BioSAR/sup TM/: an inexpensive airborne VHF multiband SAR system for vegetation biomass measurement // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing , Vol. 38, No. 3, 2000. pp. 1458-1462.

57. D.B. Trizna, C. Bachmann, M. Sletter, N. Allan, J. Topokov, R. Harris. Projection pursuit classification of multiband polarimetric SAR land images // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 39, No. 11, 2001. pp. 2380-2386.
58. Z.S. Zhou, P. Caccetta, N. C. Sims, A. Held. Multiband SAR data for rangeland pasture monitoring // *2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2016.
59. A. Wang, D. Zhou, H. Gong. Wetland mapping by using multi-band and multitemporal SAR images: A case study of Hong he National Natural Reserve // *2010 18th International Conference on Geoinformatics*, 2010.
60. B. Fu, J. Yang, W. Huang. Application of multi-band and full-polarization SAR in shallow sea bottom topography measurement // *IGARSS 2004. 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2004.
61. W. Nel, J. Tait, A. Wilkinson, R. Lord. The use of a frequency domain stepped frequency technique to obtain high range resolution on the CSIR X-band SAR system // *Proc. IEEE 6th African Conf*, 2002. pp. 327-332.
62. A. Reigber, R. Scheiber, M. Jager and etc. Very-high-resolution airborne synthetic aperture radar imaging: Signal processing and applications // *Proc. IEEE*, Vol. 101, No. 3, 2013. pp. 759-783.
63. X. Luo, Y. Deng, R. Wang, L. Guo, M. Wang. Correction of channel imbalance for MIMO SAR using stepped-frequency chirps // *Int. J. Antennas Propag*, Vol. 2014, No. 161294, 2014.
64. J. Chen, J. Li, W. Liu and etc. A synthetic bandwidth method for high-resolution SAR based on PGA in the range dimension // *Sensors*, Vol. 15, No. 7, 2015. pp. 15339-15362.
65. J. Hu, Y. Wang, H. Li. Channel phase error estimation and compensation for ultrahigh-resolution airborne SAR system based on echo data // *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett*, Vol. 9, No. 6, 2012. pp. 1069-1073.
66. Y. Zhang, W. Zhai, X. Zhang. A simple imaging algorithm for stepped-chirp SAR // *Proc. EUSAR*, 2008. pp. 1-4.

67. B. Han, C. Ding, X. Liang, Y. Wang, W. Hong. A new method for stepped-frequency SAR imaging // Proc. EUSAR, 2006. pp. 1-4.
68. X. Nie, D. Zhu, X. Mao, L. Wang, Z. Zhu. Application of the frequency-domain synthetic bandwidth approach in polar format algorithm // Proc. IEEE Radar Conf., 2009. pp. 1-5.
69. Z. Ding, W. Gao, J. Liu, T. Zeng, T. Long. A novel range grating lobe suppression method based on the stepped-frequency SAR image // IEEE Geosci. Remote Sens. Lett, Vol. 12, No. 3, 2015. pp. 606-610.
70. Z. Ding, Y. Guo, W. Gao, Q. Kang, T. Zeng, T. Long. A range grating lobes suppression method for stepped-frequency SAR imagery // IEEE J. Sel. Topics Appl. Earth Observ. Remote Sens, Vol. 9, No. 12, 2016. pp. 5677-5687.
71. Segaran T. Programming Collective Intelligence: Building Smart Web 2.0 Applications. Newton: O'Reilly Media, 2007.
72. S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt, M. P. Vecchi. Optimization by simulated annealing // Science, Vol. 220, No. 4598, 1983. pp. 671-680.
73. Holland J.H. Genetic algorithms // Sci. Amer, Vol. 267, No. 1, 1992. pp. 66-72.
74. Bangkui Fan, T. Long, Z. Ding. Two-step motion compensation method for step-frequency UAV SAR imagery // IET International Radar Conference 2013, 2013.
75. Gang Yao, J. Li., Y. Pi. Simulation of step frequency SAR error compensation // 2011 6th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM), 2011.
76. K. Lukin, P. Vyplavin, O. Zemlyaniy, V. Palamarchuk, J. P. Kim, C. H. Kim. L-band stepped frequency noise SAR on the basis of Arbitrary Waveform Generator // 2011 3rd International Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR), 2011.
77. X. Luo, Y. Deng, R. Wang, W. Xu, Y. Luo, L. Guo. Image Formation Processing for Sliding Spotlight SAR With Stepped Frequency Chirps // IEEE

- Geoscience and Remote Sensing Letters, Vol. 11, No. 10, 2014. pp. 1692-1696.
78. Z. Ding, Y. Wang, W. Tan, W. Hong. Experimental verification of stepped frequency continuous wave Ground-Based SAR // IET International Radar Conference 2013, 2013.
  79. Z. Zhou, Z. Ding, T. Zhang, Y. Wang. High-Squint SAR Imaging for Noncooperative Moving Ship Target Based on High Velocity Motion Platform // 2018 China International SAR Symposium (CISS), 2018.
  80. L. Tang, Y. F. Zhu, Q. Fu. Stepped frequency SAR imaging based on compensation in Doppler domain // 2014 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2014.
  81. Дашенков В.М. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ. Минск. 2007. 112 С.
  82. Захаров А.И. Влияние интегрального уровня боковых лепестков сигнала РСА на качество // радиофизические методы в дистанционном зондировании сред, 2016. С. 377-381.
  83. Варламов Д. Л., Костров В.В. Методы снижения уровня боковых лепестков сложных сигналов // Методы и устройства передачи и обработки информации , №. 8, 2007. С. 63-68.
  84. Levanon E.M. Nullifying ACF grating lobes in stepped-frequency train of LFM pulses // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 39, No. 2, 2003. pp. 694-703.
  85. M. Wang, A. K. Chan, C. K. Chui. Linear frequency-modulated signal detection using Radon-ambiguity transform // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 46, No. 3, 1998. pp. 571-586.
  86. P. van Dorp, R. Ebeling, G. Huizing. High resolution radar imaging using coherent multiband processing techniques // 2010 IEEE Radar Conference, 2010.
  87. I. Kauppinen, J. Kauppinen, P. Saarinen. A method for long extrapolation of audio signals // J. Audio Eng. Soc., Vol. 49, No. 12, 2011. pp. 1167-1180.

88. K. Roth, I. Kauppinen, P. A. A. Esquef, V. Valimaki. Frequency warped Burg's method for AR-modelling // 2003 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics, 2003.
89. А.Э. Рассадин. Траекторные неустойчивости космического носителя РСА, обусловленные эффектами общей теории относительности // Т-Comm - Телекоммуникации и Транспорт, 2009.
90. П. Е. Шимкин, А. И. Баскаков. Моделирование алгоритмов обработки сигналов двухпроходного авиационного интерферометрического РСА // ЖУРНАЛ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ, № 11, 2015.
91. Тарасенко А. М. Формирование сигналов с различными видами модуляции радиотехнических // II Всероссийская научная конференция «Современные проблемы дистанционного. Муром. 2018. С. 538-546.
92. В.В. Костров, А. А. Сидоров. Обработка траекторного сигнала РСА в условиях скошенного режима и миграции по дальности // IV Всероссийские армандовские чтения. Муром. 2014. С. 236-242.
93. Костров В.В., Толстов Е.Ф. Проблемы дистанционного зондирования земли с использованием космических рса высокого разрешения // VII Всероссийские армандовские чтения: молодая школа. Муром. 2017. С. 76-113.
94. Мелёшин Ю.М., Переверзев А. Л., Бирюк А.А., Орешкин В.И., Лялин К.С. Аппаратные и алгоритмические решения при проектировании рса // НАНОИНДУСТРИЯ, №. 89, 2019. С. 149-155.
95. Мелёшин Ю.М., Цветков В.К. Шеремет А.Ю., Лялин К.С. Влияние неоптимальной фильтрации и нелинейных искажений на кросскорреляционную функцию BPSK сигналов // 26-Я международная крымская конференция "С-техника и телекоммуникационные технологии". Севастополь. 2016. С. 700-706.
96. Meleshin Y.M., Oreshkin V.I., Biryuk A.A., Maksimovskaya A.I. Problems Of Multiband Synthetic Aperture Radar // 2017 IEEE Russia section

- young researchers in electrical and electronic engineering conference. Moscow. 2017. pp. 1261-1263.
97. Мелёшин Ю.М., Лялин К.С., Хасанов М.С., Кузьмин И.А. Спектральный метод подавления боковых лепестков // ТРУДЫ МАИ, №. 103, 2018. С. 23.
  98. Мелёшин Ю.М., Кузьмин И.А., Лялин К.С., Хасанов М.С. Автофокусировка радиолокационного изображения в условиях // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС), №. 4, 2018. С. 149-154.
  99. Melechin Y.M., Khasanov M.S., Merkulova Z. V., Dovgal T.A. Kurganov V.V. Proceedings Of The 2018 IEEE Conference Of Russian Young Researchers In Electrical And Electronic Engineering // Approach To Optimization Of Radar Image Synthesis From Hologram With Redundant Pulse Frequency Rate. 2018. pp. 1681-1684.
  100. Melechin Y.M., Khasanov M.S., Prihodko D.V., Oreshkin V.I. 2017 IEEE Russia Section Young Researchers In Electrical And Electronic Engineering Conference // Numerical Method For Fourier Transform Of Support Function Of SAR Azimuth Synthesis. Moscow. 2017. pp. 1267-1269.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А. ДОКУМЕНТЫ, ПОДТВЕРЖДАЮЩИЕ ВНЕДРЕНИЕ ОСНОВНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

УТВЕРЖДАЮ

Зам. директора ОП ООО «ИРЗ»

И.В. Чернов

2020 г.



### АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Мелёшина Юрия Михайловича на тему «Разработка и исследование многополосной системы с фазокодовой манипуляцией»

Комиссия в составе: председатель комиссии – начальник отдела А.Г. Каменев, члены комиссии – главный специалист Е.О. Купцов, главный специалист – В.Г. Пащенко составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы, полученные Мелёшиным Ю.М, используются при проектировании устройств обработки высокочастотных радиотехнических сигналов.

Председатель комиссии

А.Г. Каменев

Члены комиссии

Е.О. Купцов

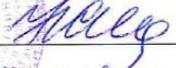
В.Г. Пащенко

«УТВЕРЖДАЮ»



и.о. проректора по учебной работе МИЭТ

к.т.н., доцент

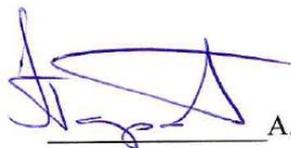
 Н. Ю. Соколова

«19»  2020 г.

**Акт о внедрении  
в учебный процесс результатов диссертационной работы  
Мелёшина Юрия Михайловича на тему:  
«Разработка и исследование многополосной радиосистемы с фазокодовой  
манипуляцией»**

Научные результаты, полученные в диссертации Мелёшина Ю.М., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, в частности: алгоритм формирования и обработки сигналов в многополосных радиосистемах с фазокодовой манипуляцией, а также метод эффективного ограничения спектра используются в курсе «Цифровая обработка сигналов», преподаваемом в Институте микроприборов и систем управления университета «МИЭТ».

Проректор по инновационной  
деятельности НИУ МИЭТ, директор  
Института МПСУ, д.т.н., доцент



А.Л. Переверзев

# РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2684896

### СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МНОГОДИАПАЗОННЫХ И МНОГОПОЛОСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Патентообладатель: *федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники" (RU)*

Авторы: *см. на обороте*

Заявка № 2018120478

Приоритет изобретения 04 июня 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 16 апреля 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 04 июня 2038 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



Авторы: *Лялин Константин Сергеевич (RU), Мелёшин Юрий Михайлович (RU), Хасанов Марат Салаватович (RU), Орешкин Виталий Иванович (RU)*

ПО И  
(12

—  
(52  
G  
(2

—  
(21

(24

Пр  
(22

(45

Ад

—  
(54  
МБ

ра

си

ра

си

и з

ис