

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

На правах рукописи



Тарасенко Анна Максимовна

**МЕТОДИКА ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ
ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
СРЕДСТВ**

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

ДИССЕРТАЦИЯ
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, профессор
Чистюхин Виктор Васильевич

Москва
2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1 Обзор и анализ модулирующих функций для формирования сигналов современных и перспективных радиотехнических датчиков	14
1.1 Анализ фазокодовой модуляции последовательностями Баркера.....	15
1.2 Уникальные фазоманипулированные сигналы.....	16
1.3 Модулирующие функции на базе псевдослучайных последовательностей	20
1.4 Ансамбли дискретных ортогональных многоуровневых сигналов	26
1.5 Линейная частотная модуляция сигналов	27
1.6 Нелинейная частотная модуляция.....	29
ГЛАВА 2 Критерии выбора модулирующих функций.....	33
2.1 Выбор параметров оценки модулирующих функций для формирования сигналов РТС.....	33
2.2 Выбор вида сигналов радиотехнических средств на основании анализа корреляционных свойств модулирующих функций.....	36
2.3 Выбор критериев применимости зондирующих сигналов в активном радиотехническом датчике ДЗЗ.....	39
2.4 Программные средства для автоматизированной оценки параметров функции отклика на точечную цель.....	43
ГЛАВА 3 Анализ и оценка результатов исследования.....	49
3.1 Сравнение видов функций отклика для зондирующих сигналов ЛЧМ и модулированных М-последовательностью	50
3.2 Исследование влияния закона чередования образующих полиномов на уровни и распределение боковых лепестков функции отклика на одиночную точечную цель	52
3.3 Влияния закона составления сложного комбинационного сигнала на базе М-последовательностей на уровни и распределение боковых лепестков функции отклика.....	58
3.4 Совмещение различных законов чередования и сдвига М-последовательностей при модуляции сложного сигнала.....	66

3.5	Исследование случайного чередования последовательностей Лежандра	72
3.6	Сравнение результатов моделирования.....	73
3.7	Модуляция сложного сигнала стохастическими функциями.....	75
ГЛАВА 4	Экспериментальное исследование влияния модуляции радиосигнала на характеристики функции отклика.....	80
4.1	Формирование сигналов с различными законами чередования M-последовательностей и сравнение параметров функции отклика	80
4.2	Сравнение показателей качества изображения по результатам эксперимента с использованием сигналов, модулированных ЛЧМ и M-последовательностью	87
4.3	Аппаратно-программный комплекс экспериментальной отработки для имитации, формирования и анализа излучаемых сигналов.....	97
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		110
Перечень сокращений		112
Список литературы		113
Приложение А. Документы, подтверждающие внедрение основных результатов диссертационной работы		130

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Формирование и исследование сигналов является важной задачей радиотехники. Современные сложные радиотехнические системы содержат большое количество радиоэлектронных средств (РЭС) различного назначения, к которым предъявляются повышенные требования по качеству выходной информации, значительное влияние на которое оказывает вид модуляции и структура сложного сигнала.

Анализ существующих и перспективных разработок показывает, что одним из главных направлений развития и совершенствования РЭС является поиск новых видов сложных сигналов, к которым можно отнести сигналы с комбинированными видами модуляции, программно изменяемыми параметрами, межпериодным расширением спектра и шумоподобные радиосигналы. В системах связи и средствах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) широко применяется интеллектуальная перестройка режимов формирования и приёма сигналов для защиты от помех и обнаружения. Большое внимание уделяется разработке РЭС, способных маскироваться, имитируя мобильную связь, используя частотные полосы гражданских систем и сходные виды модуляции.

Системный подход к разработке сложных радиотехнических средств подразумевает согласованный выбор аппаратных и программных решений на ранних стадиях разработки. Учитывая растущую потребность нашей страны в современных и перспективных средствах ДЗЗ, следует уделять серьезное внимание поиску, исследованию и разработке методик формирования сложных сигналов радиотехнических средств на ранних стадиях создания изделия для согласованного выбора аппаратуры формирователя. Новые сигналы должны создаваться совместно с разработкой приемо-передающей аппаратуры сложных радиотехнических систем и заложенными в них алгоритмами обработки информации.

В настоящее время растёт практический интерес к размещению средств ДЗЗ на малых космических и летательных аппаратах, что влечёт за собой требования по уменьшению массы, габаритов, снижению необходимой мощности передатчика. Решение этих задач связано с использованием сложных сигналов. Применение традиционных видов модуляции, таких как линейная частотная модуляция (ЛЧМ), приводит к тому, что для подавления высоких боковых лепестков применяются весовые окна. Это делает фильтрацию несогласованной и приводит к ухудшению разрешающей способности и отношения сигнал/шум. Многие учёные на протяжении последних десятилетий активно занимаются поиском сложных сигналов и модулирующих функций, имеющих низкий уровень боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ).

Несмотря на то, что существуют различные методики оценки сложных сигналов, проблемным вопросом выбора модулирующей функции является максимальный и интегральный уровень боковых лепестков (БЛ) автокорреляционной функции и их расположение. Его решению посвящены труды отечественных ученых: Л. Е. Варакина, В. П. Ипатова, Д. Е. Вакмана, М. Б. Свердлика, В. Б. Пестрякова, В. В. Кострова, Е. И. Кренгеля, А. А. Бессарабовой, А. Н. Леухина, З. В. Черняка, Л. Г. Корниловой, В. А. Едемского, И. В. Каменского. Поиск новых сложных сигналов ведут и зарубежные ученые: В. Sklar, С. Cook, М. Bernfeld, Н. Barker, N. Levanon, Е. Mozeson, J. Jedwab, R. A. Kristiansen, P. Borwein, R. Ferguson, С. Nunn, G. Coxson, К. А. Lukin, М. Gresko и др.

Уровень боковых лепестков, обусловленный корреляционными свойствами модулирующих функций, оказывает существенное влияние на качество выходной информации. В системах связи при передаче информации на вход приемного тракта одновременно поступают сигналы различной амплитуды от нескольких станций. Таким образом, в результате обработки высокие боковые лепестки сжатых сигналов с большой амплитудой могут перекрывать главные

лепестки низкоуровневых сигналов, что приводит к снижению скорости передачи и потерям информации. В системах дистанционного зондирования Земли на вход приемного тракта радиотехнического датчика также поступает композиция сложных сигналов, отраженных от близко расположенных предметов. Как следствие, высокие БЛ откликов от объектов с большой эффективной площадью рассеяния (ЭПР) скрывают отклики от объектов с малой ЭПР. Также высокие боковые лепестки могут породить «фантомы» (ложные отклики), искажающие итоговое изображение. Высокий интегральный уровень боковых лепестков обуславливает «засветку» фона, снижает динамический диапазон и затрудняет обнаружение поверхностно распределённых объектов с низким коэффициентом обратного рассеяния и распознавание объектов с мало различающимися удельными ЭПР.

Динамический диапазон радиофизических изображений особенно важен для задач сельского хозяйства. В настоящее время повышается спрос на экологически чистую продукцию растениеводства, поэтому многие фермерские хозяйства заказывают радиофизический мониторинг сельскохозяйственных культур с целью обнаружения границ посевов, подверженных нападению вредителей, пораженных болезнями, для целенаправленного и строго дозированного использования химических средств защиты растений, а также испытывающих недостаток питательных веществ и влаги. Неправильное определение границ раздела приведет к необоснованному применению средств защиты растений и нарушению баланса питательных веществ, что приводит к снижению урожайности и даже может стать причиной гибели посевов.

В условиях Крайнего Севера и арктических льдов возрастают требования к радиометрическому разрешению, которое требуется для определения границы раздела сред морская вода/лёд, молодой/старый лёд на радиофизическом изображении (РФИ), необходимой для нахождения пути прохода каравана судов. При проведении мониторинга чрезвычайных ситуаций ошибки дешифрирования РФИ из-за ложных откликов и артефактов на изображении

могут привести к неэффективности спасательных мероприятий.

Приведенные выше примеры свидетельствуют о том, что снижение уровней боковых лепестков, обусловленных корреляционными свойствами сложных сигналов, и порождаемых ими помех на изображении является актуальной задачей. Возможность излучения сигналов с различными корреляционными свойствами расширяет круг задач, решаемых датчиком ДЗЗ, что особенно важно для космических датчиков, запуск которых в настоящее время осложняется ограниченным финансированием.

Таким образом, важной частью задачи по созданию радиотехнических датчиков ДЗЗ является разработка и практическая проверка методик цифрового формирования сложных сигналов, включая исследование их свойств с целью улучшения зависящих от них характеристик выходного изображения, так как выбор вида излучаемого сигнала нередко оказывается единственным доступным способом удовлетворения требований, предъявляемых к РФИ.

Актуальность темы диссертационной работы обусловлена тем, что методика формирования сложных сигналов, включающая в себя поиск и последующее исследование функции или набора функций для модуляции сигнала, позволяет оптимизировать радиотехническую систему в целом: уменьшить уровень боковых лепестков, тем самым существенно улучшить отношение сигнал/шум и радиометрические характеристики, а также качество выходного продукта.

Объектом исследования является формирователь сигналов радиотехнического датчика ДЗЗ.

Предметом исследования является методика цифрового формирования сигналов радиотехнического датчика ДЗЗ.

Цель работы: разработка методики цифрового формирования сложного сигнала для улучшения характеристик радиофизического изображения, получаемого радиотехническим датчиком дистанционного зондирования Земли.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи.

1. Исследовать известные модулирующие функции, применяемые для формирования сигналов активных радиотехнических датчиков, и предъявляемые к ним требования.

2. Выбрать методы для проведения дальнейших исследований и сформулировать критерии выбора функций для модуляции радиосигнала.

3. Исследовать современные методы формирования сигналов и рассмотреть возможность их модификации с целью улучшения характеристик изображения путем снижения уровня боковых лепестков функции отклика.

4. Разработать программные средства для реализации выбранных методов исследования и построить модели сложных сигналов.

5. Провести сравнение двумерных функций отклика, получаемых при использовании ЛЧМ, фазокодовой манипуляции комбинациями псевдослучайных последовательностей, а также стохастических функций для модуляции сигналов.

6. На основе анализа результатов математического моделирования и сравнения двумерных функций отклика предложить новые виды сложных сигналов, позволяющих улучшить характеристики изображения.

7. Провести эксперименты по формированию сложных сигналов радиотехнических датчиков. Выполнить анализ экспериментальных данных и результатов математического моделирования с целью выработки рекомендаций по применению определенного вида сложного сигнала для решения практических задач.

8. На основе проведённых исследований разработать и экспериментально подтвердить методику цифрового формирования сложных сигналов.

Методы исследования. Поставленные задачи решались с использованием метода корреляционного анализа, теории сигналов, теории цифровой обработки сигналов, методов математического, имитационного и полунатурного моделирования.

Научная новизна работы

- 1) Разработана методика формирования сложных сигналов, включающая в себя исследование сигналов различных видов.
- 2) Предложены новые виды сложных сигналов на основе комбинаций М-последовательностей, последовательностей Лежандра и с использованием стохастических модулирующих функций.
- 3) На основании полученного аналитического выражения, связывающего вид двумерной функции отклика с функциями внутриимпульсной модуляции и перестройки частоты импульсов радиосигнала, предложена модификация метода межпериодного расширения спектра.
- 4) Сформулированы критерии выбора функций для модуляции сложного сигнала радиотехнического датчика ДЗЗ.

Достоверность основных положений и выводов диссертации подтверждается корректным использованием математического аппарата, результатами математического моделирования, а также сравнением радиофизических изображений, полученных в результате эксперимента, с результатами математического моделирования.

Практическая значимость исследования

На основании проведённого сравнительного анализа выявлено, что при выборе вида сложного сигнала необходимо исходить из целевого назначения РЭС. Выработаны рекомендации по применению сигналов, модулированных различными функциями, для решения практических задач. Предложенная методика формирования и новые виды сложных сигналов могут применяться при разработке формирователя сигналов радиотехнических ДЗЗ.

Новый вид сложного сигнал на базе комбинаций чередования и сдвига М-последовательностей позволяет улучшить качество радиофизического изображения путем снижения яркости ложных откликов до уровня минус 55,5 дБ без существенного усложнения схемотехнических решений. Применение стохастических функций для модуляции импульсов снижает

яркость артефактов до уровня минус 45,7 дБ и повышает скрытность работы радиотехнического датчика.

Модификация метода межпериодного расширения спектра позволяет улучшить пространственное разрешение изображения пропорционально расширению спектра и уменьшить при этом ложные отклики на изображении с минус 2,1 дБ до минус 15,1 дБ при базе сигнала 500.

При решении задач оценки ЭПР протяженных снимаемых объектов предпочтительнее использование комбинационных сигналов на базе последовательностей Лежандра, так как интегральный уровень боковых лепестков, который они обеспечивают, на 3,2 дБ ниже, чем в случае с М-последовательностями (МП).

Модуляция сигнала комбинациями МП с различными законами чередования была применена в макете приемо-передающей аппаратуры космического радиотехнического датчика «ЭЛСАР».

Формирование, имитация и анализ сигналов РЭС средствами аппаратно-программного комплекса экспериментальной отработки (АПКЭО) применяется при наземных бесполётных испытаниях авиационного радиотехнического комплекса. Имитированные сигналы различных РЭС, сформированные средствами АПКЭО в соответствии с предлагаемыми методиками, могут использоваться для пополнения библиотеки систем радиотехнической разведки.

Внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МИЭТ» и использованы при выборе параметров формирователя сигналов в ходе выполнения опытно-конструкторских работах АО «Корпорация «Фазотрон-НИИР».

Положения, выносимые на защиту

1) Предложенная методика позволяет найти сложные сигналы, применение которых улучшает характеристики изображения, получаемого радиотехническим датчиком ДЗЗ.

2) Применение непериодического закона перестройки частоты при формировании сложного сигнала методом межпериодного расширения спектра позволяет улучшить характеристики радиофизического изображения посредством снижения уровней боковых лепестков функции отклика на 13 дБ при базе одиночного сигнала 500 и ширине спектра сигнала 200 МГц.

3) При использовании в радиотехническом датчике сигналов с базой 1024, модулированных стохастическими функциями, достигается подавление ложных откликов до уровня минус 45,7 дБ.

4) Формирование фазокодированного сигнала путем чередования и циклического сдвига M-последовательностей позволяет уменьшить яркости ложных откликов на радиофизическом изображении на 24 дБ при длине последовательности 1023.

Апробация работы. По материалам диссертации сделаны доклады на XXIV, XXVI, XXVIII и XXIX Международных Крымских конференциях «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (Крым, г. Севастополь, 2014, 2016, 2017, 2018 гг.), VII, XII научно-технической конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли» МНТОРЭС им. А.С.Попова (Краснодарский край, г. Адлер, 2010, 2015 гг.), X и XI Всероссийских научно-технических конференциях «Научные чтения по авиации, посвящённые памяти Н.Е.Жуковского» (г. Москва, 2013, 2014 гг.), 22-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика» (г. Москва, МИЭТ, 2015), Международной научно-технической конференции «Научно-технические проблемы построения систем и комплексов землеобзора, дозора и управления и

комплексов с беспилотными летательными аппаратами» (г. Москва, 2013 г.), VII и VIII Всероссийских Армандовских чтениях Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн» (г. Муром, 2017, 2018 гг.), 11-й Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» (г. Москва, 2017 г.), 5-й и 6-й Всероссийской научно-технической конференции молодых конструкторов и инженеров «Минцевские чтения» (г. Москва, 2017, 2018 гг.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 22 научные работы, в том числе 4 научные статьи в изданиях, входящих в список ВАК.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав с выводами по каждой из них, заключения, списка литературы и приложения. Основной текст диссертации изложен на 131 странице, содержит 74 рисунка, 5 таблиц и список литературы из 129 наименований.

В первой главе представлен обзор отечественной и зарубежной литературы, посвященной вопросам поиска и синтезирования перспективных кодов, выбора модулирующих функций и улучшения их корреляционных свойств. Отмечено, что применение различных способов оценки и критериев выбора закона модуляции затрудняет их сравнение. Проведен анализ существующих подходов и критериев, применяемых для оценки сигналов различного типа, однако рассмотренные критерии оказались малопригодными для того, чтобы с их помощью сделать вывод о преимуществах и недостатках таких сигналов для радиотехнических датчиков, где изображение формируется путем когерентного накопления отраженных сигналов.

Во второй главе представлены основные принципы формирования сложного сигнала и получения радиофизического изображения, выбор критериев оценки качества РФИ. Таким образом, подготовлена методическая

база для формирования сложных сигналов различного вида и оценки их влияния на качество получаемого выходного продукта. Сформулированы основные параметры для оценки применимости выбранной модулирующей функции или семейства функций, которые необходимы для решения большинства задач. При верификации радиотехнического датчика ДЗЗ выдвигаются требования к измерению пространственной разрешающей способности (ПРС), динамического диапазона (ДД), радиометрической калибровке. Рассмотрены неточности, возникающие при анализе одномерных автокорреляционных функций.

В третьей главе приведены результаты исследования функции отклика для различных видов сложных сигналов методом математического моделирования. Вычислены значения основных параметров функции отклика, выбранных в качестве критериев применимости сложного сигнала для различных задач ДЗЗ.

В четвертой главе дано описание макета приёмо-передающей аппаратуры космического датчика ДЗЗ с формирователем сигнала, модулированного М-последовательностью. Описан стенд полунатурного моделирования, а также приведены результаты эксперимента по получению функции отклика (ФО) для разных длин при периодическом чередовании М-последовательностей.

В заключении сформулированы основные научные и практические результаты, полученные в диссертационной работе.

ГЛАВА 1 ОБЗОР И АНАЛИЗ МОДУЛИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

При проведении дистанционного зондирования Земли основной задачей является получение качественного изображения земной поверхности. В различных отраслях и приложениях радиотехники с целью повышения помехоустойчивости и улучшения пространственного разрешения по дальности за счет расширения спектра применяются сигналы с внутриимпульсной модуляцией. Доступной элементной базой и схемотехническими решениями модуляторов определены два наиболее распространённых способа модуляции – линейная частотная модуляция и фазовое кодирование.

Импульс с линейной частотной модуляцией характеризуется длительностью t_c и девиацией (т.е. изменением) частоты Δf_m в течение времени t_c . Если $t_c \cdot \Delta f_m \gg 1$, что обычно реализуется на практике, ширина спектра ЛЧМ сигнала примерно равна девиации частоты: $\Delta f_c = \Delta f_m$.

Существенным недостатком ЛЧМ сигнала является высокий уровень боковых лепестков (УБЛ) автокорреляционной функции. Ближайший к максимуму боковой лепесток имеет уровень минус 13 дБ.

Фазоманипулированный сигнал получают из гармонического сигнала путем дискретного изменения его фазы на некоторую величину в определенные моменты времени. Шаг изменения фазы может иметь любое выбранное значение. В системах дистанционного зондирования Земли наиболее часто используются бинарные сигналы, начальная фаза которых принимает два значения: 0 и π .

Для описания фазомодулированного сигнала во временной области будем использовать выражение следующего вида:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi(t)),$$

где A - амплитуда сигнала, f_0 - несущая частота, $\phi(t)$ - функция фазовой

модуляции.

Этому выражению можно придать другую, более удобную для анализа форму:

$$s(t) = A[\cos(\phi(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\phi(t)) \cdot \sin(2\pi f_0 t)]$$

Такой сигнал можно рассматривать как сумму двух квадратурных колебаний, каждое из которых модулировано по амплитуде.

Аналитическая запись бинарной функции модуляции имеет вид:

$$\phi(t) = \xi \cdot z(t),$$

где ξ - индекс фазовой модуляции, $z(t)$ - бинарная функция переключения фазы, принимающая значения «+1» и «-1» (например, МП). Подставляя, получаем:

$$s(t) = A[\cos(\xi \cdot z(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\xi \cdot z(t)) \cdot \sin(2\pi f_0 t)]$$

Применяя свойство четности функции $\cos(x)$ и нечетности $\sin(x)$, заключаем, что:

$$\cos(\xi \cdot z(t)) = \cos \xi$$

$$\sin(\xi \cdot z(t)) = z(t) \cdot \sin(\xi)$$

В итоге:

$$s(t) = A \cos(\xi) \cdot \cos(2\pi f_0 t) - A \cdot z(t) \cdot \sin(\xi) \cdot \sin(2\pi f_0 t)$$

Для целей дистанционного зондирования, как правило, используют бинарные фазоманипулированные сигналы $\{0, \pi\}$, имеющие индекс фазовой модуляции $\xi = \frac{\pi}{2}$. Таким образом, последнее выражение упрощается:

$$s(t) = A \cdot z(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t).$$

1.1 Анализ фазокодовой модуляции последовательностями Баркера

В 50-х годах XX века [12, 75, 101, 119] были открыты коды Баркера, которые состоят из символов $a_i = \pm 1$ и характеризуются идеальной автокорреляционной функцией вида:

$$R(\mu) = \begin{cases} N & \text{для } \mu = 0, \\ 0 & \text{для } \mu = 2l + 1, \\ \pm 1 & \text{для } \mu = 2l, \end{cases}$$

где $l=0,1,\dots,(N-1)/2$, знак в последней строке зависит от величины N .

Определив апериодическую АКФ для бинарной последовательности $a=\{a_i\}$ как $C_a(u) = \sum_i a_i a_{i+u}$, Баркер поставил задачу минимизировать $\max_{0 < u < s} C_a(u)$. Это возможно осуществить тогда и только тогда, когда $C_a(u)=0$ или -1 для всех u , не равных нулю. Он показал, что такие последовательности существуют для длин 3, 7 и 11, и предположил, что для большего значения s последовательностей с требуемыми свойствами не существует. Его последователи ослабили требование до

$$|C_a(u)| = 0 \text{ или } 1 \text{ для любого } u \neq 1, \quad (1)$$

что было принято как новое определение кодов Баркера [113]. Последовательности Баркера до сих пор распространены и широко применяются в авиационной радиолокации [75, 101, 124].

Отсутствие кодов Баркера, длина которых лежит в интервале от 13 до 10^{22} , было доказано, а затем верхняя граница этого интервала отодвинулась до $4 \cdot 10^{23}$ [57], и хотя поиск кодов Баркера большей длины является интересной математической задачей, их практическая значимость на данный момент мала.

В связи с этим ученые продолжили поиски бинарных последовательностей, периодические АКФ которых удовлетворяют условию (1), для использования их в качестве базового компонента при построении апериодического сигнала, а также расширили эти исследования в область многопозиционных кодов.

1.2 Уникальные фазоманипулированные сигналы

Существующие методы синтеза фазоманипулированных сигналов по желаемой форме тела неопределенности развиты недостаточно, поэтому на

практике зачастую применяют известные ранее или эмпирически подобранные коды, которые не являются оптимальными [8].

Для последовательности сигналов, состоящей из m импульсов (дискретов), при способе кодирования с помощью двух значений фазы можно синтезировать $M = 2^m$ различных сигналов. Число дискретов равно $m = T/\tau_{и}$, где T - длительность дискрета (кодového знака). Практическое применение находят сигналы с числом дискретов от десятков до тысяч, а количество различных фазоманипулированных сигналов велико. Для построения требуемого сигнала, необходимо из 2^m кодовых комбинаций выбрать те, которые дают наилучшее приближение корреляционной функции к желаемой форме.

Огибающая фазоманипулированного сигнала состоит из импульсов положительной и отрицательной полярностей.

Взаимная корреляционная функция разных сигналов описывает как степень сходства формы двух сигналов, так и их взаимное расположение друг относительно друга по координате (независимой переменной). Взаимная корреляционная функция двух различных сигналов $s(t)$ и $u(t)$ получается следующим скалярным произведением сигналов [14]:

$$B_{su}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)u(t + \tau)dt .$$

Взаимная корреляция сигналов характеризует определенную корреляцию явлений и физических процессов, отображаемых данными сигналами, и может служить мерой «устойчивости» данной взаимосвязи при отдельной обработке сигналов в различных устройствах.

Автокорреляционная функция финитного сигнала $s(t)$, локализованного во времени и конечного по энергии, является количественной интегральной характеристикой формы сигнала и определяется интегралом от произведения двух копий сигнала $s(t)$, сдвинутых относительно друг друга на время τ :

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t + \tau)dt .$$

Как следует из выражения, приведенного выше, АКФ является скалярным произведением сигнала и его копии в функциональной зависимости от переменной величины значения сдвига τ .

Найденные в [8] уникальные коды для фазоманипулированных сигналов длиной более 13 периодов, имеют, для данного числа дискретов, минимально достижимый уровень боковых лепестков функции корреляции (квази-коды Баркера).

Квази-коды Баркера с числом дискретов ($14 \div 43$) приведены в [8]. Следует отметить, что для каждого числа дискретов, представленных в [8], уровень боковых лепестков нормированной корреляционной функции является минимальным (рисунок 1.1, источник: [8]). Уникальный код для каждого числа дискретов был рассчитан по адаптивному алгоритму с помощью высокопроизводительного компьютера.

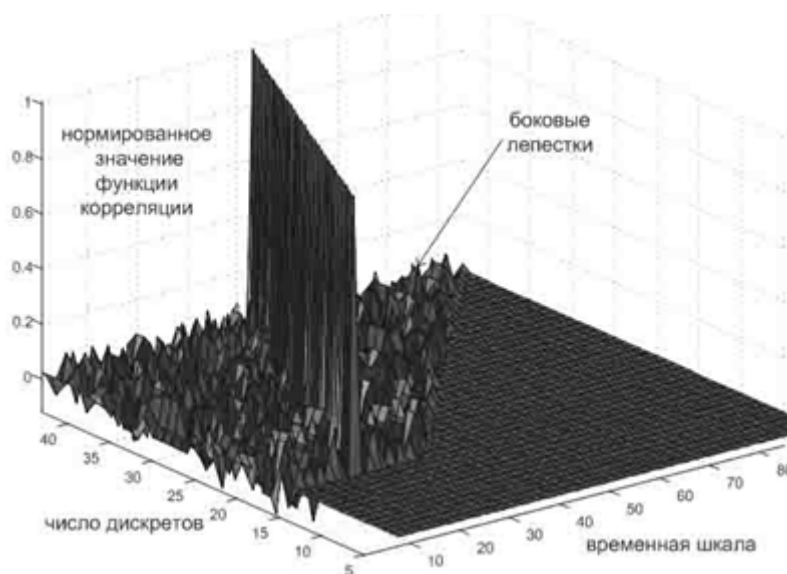


Рисунок 1.1. Автокорреляционные функции сигналов, модулированных квази-кодами Баркера [8]

Для определенных дискретов боковые лепестки корреляционной функции имеют значительные всплески (например, дискрет 40), поэтому при практическом применении полученных сигналов необходимо выбирать ближайший дискрет, уровень боковых лепестков которого меньше.

Отношение амплитуды главного лепестка к амплитуде боковых лепестков

автокорреляционной функции позволяет проанализировать возможности полученных фазоманипулированных сигналов для различного числа дискретов.

Отношение амплитуды главного лепестка к амплитуде боковых лепестков для значительно большего числа дискретов (до 300) подтверждает рост помехозащищенности фазоманипулированного сигнала с увеличением базы последнего, тем не менее, разница между верхней и нижней кривыми практически постоянна и составляет около 15 дБ.

Авторы отмечают, что хотя до сих пор с помощью корреляционного анализа исследовались возможности сигналов разной длины с манипуляцией фазы, на основании свертки двух одинаковых сигналов, при синтезе уникальных фазоманипулированных сигналов было установлено, что огибающая взаимной корреляционной функции двух разных последовательностей может быть приближена к желаемой форме. Свертка двух разных фазоманипулированных сигналов, один из которых излучается в пространство, а другой известен только корреляционному приемнику, значительно повышает скрытность и помехозащищенность системы обнаружения.

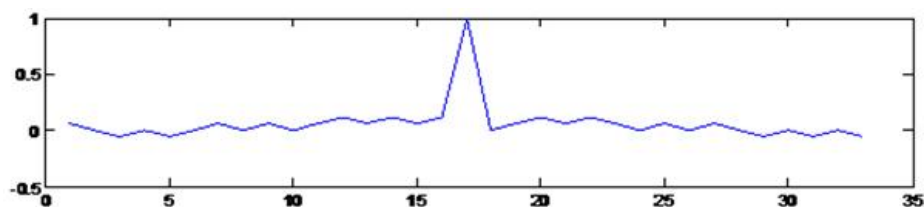


Рисунок 1.2. Взаимная корреляционная функция двух разных фазоманипулированных сигналов (один из которых периодичен)

С помощью программного комплекса были найдены корреляционные функции с характерной огибающей (рисунок 1.2) для двух сигналов, один из которых является синусоидальным. При излучении обычного синусоидального сигнала с помощью корреляционного анализа могут быть получены огибающие функции неопределенности, характерные для сложных сигналов.

Использование фазоманипулированных сигналов значительно повышает качественные и количественные показатели системы обнаружения, а

уникальные фазоманипулированные сигналы, быть применены для решения различных практических и научных задач.

1.3 Модулирующие функции на базе псевдослучайных последовательностей

Одними из наиболее известных последовательностей, на базе которых строится сигнал с фазокодовой модуляцией являются псевдослучайные последовательности максимальной длины – М-последовательности. Отличие псевдослучайного кода от истинно случайного состоит в том, что истинно случайный код непредсказуем и может быть описан только в статистическом смысле. Псевдослучайный код не является случайным – он генерируется по определенным алгоритмам, задаваемым как передатчику, так и приёмнику. Статистические свойства такого кода приближаются к свойствам дискретного белого шума [71]. В отличие от кода Баркера, только бесконечный сигнал, модулированный периодически повторяющейся МП, имеет идеальную автокорреляционную функцию на одном периоде. Автокорреляционная же функция конечного сигнала имеет боковые пики, значительно превышающие 1.

М-последовательность, как псевдослучайная последовательность, должна обладать тремя основными свойствами.

1) Сбалансированность. Для каждого интервала последовательности количество двоичных «1» должно отличаться от числа двоичных «0» не более чем на один элемент.

2) Цикличность. Цикл – это непрерывная последовательность одинаковых двоичных чисел. Появление иной двоичной цифры автоматически начинает новый цикл. Длина цикла – количество цифр в нем. Для псевдослучайной последовательности желательно, чтобы в каждом фрагменте последовательности приблизительно половину составляли циклы обеих цифр длиной 1, приблизительно одну четверть – длиной 2 и т.д.

3) Корреляция. Желательно, чтобы при подсчете поэлементных

совпадений самой последовательности и ее циклично сдвинутой копии количество совпадений отличалось от количества несовпадений не более чем на единицу [13, 68].

M-последовательность $z(t)$, показанная на рисунке 1.3 и имеющая длину $N = 7$, может быть сгенерирована линейным сдвиговым регистром с обратной связью, изображенным на рисунке 1.4.

Для данного примера процесс генерации состоит в следующем. Пусть вначале все регистры содержат «1». За каждый последующий такт значения в регистрах сдвигаются вправо, а с *reg1* (считается выходным регистром) каждый раз последовательно снимается его значение, также в это время производится суммирование по модулю 2, а результат записывается в *reg3*. Если за каждый такт фиксировать значение *reg1*, то в результате получится M-последовательность, которая будет удовлетворять условиям выше и будет соответствовать рисунку 1.3.

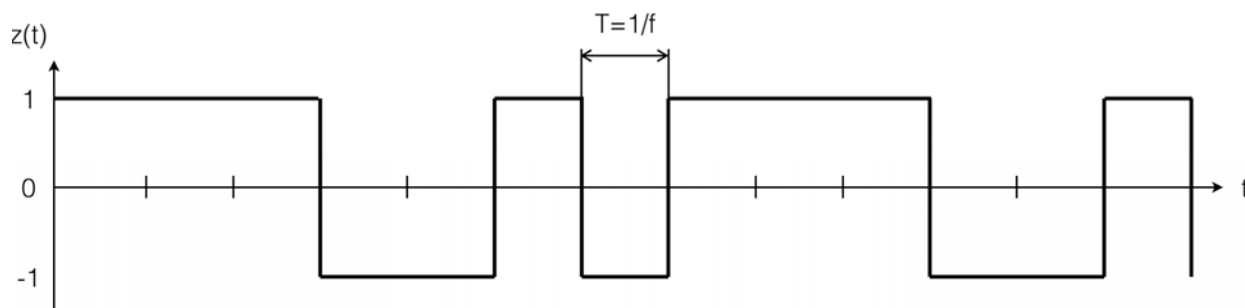


Рисунок 1.3. M-последовательность длины 7

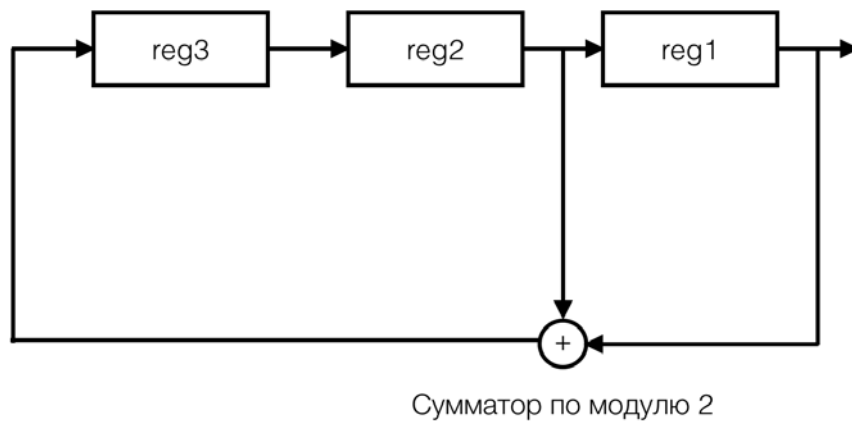


Рисунок 1.4. Схема генератора семиэлементной M-последовательности

В общем случае схема генератора M-последовательности длины N имеет вид, показанный на рисунке 1.5. Для такого генератора имеет место зависимость $N = 2^n - 1$, где n - число разрядов сдвигового регистра. g_0, g_1, \dots, g_n - коэффициенты задающего полинома, которые могут принимать значения «0» или «1».

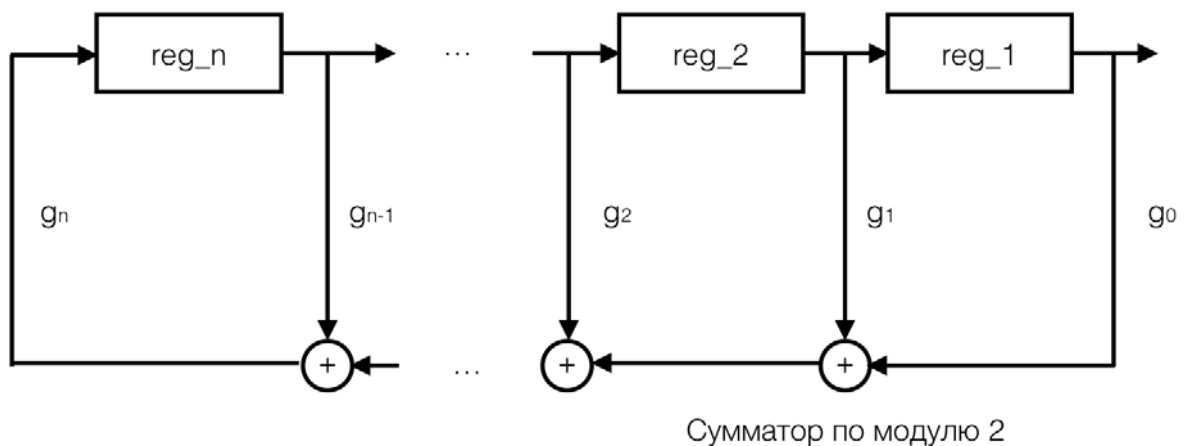


Рисунок 1.5. Схема генератора M-последовательности произвольной длины N

Для схемы на рисунке 1.4 коэффициенты имеют значения $g_0 = 1, g_1 = 1, g_2 = 0, g_3 = 1$. На основе коэффициентов составляется так называемый генерирующий полином вида:

$$G(X) = g_n X^n + g_{n-1} X^{n-1} + \dots + g_2 X^2 + g_1 X + g_0$$

где X^n - соответствующий бит регистра.

Например, для М-последовательности, формируемой по схеме рисунка 1.5, полином будет выглядеть следующим образом:

$$G(X) = X^3 + X + 1$$

Основными параметрами М-последовательностей являются:

- длительность элементарного символа кодовой последовательности τ , величина, обратная тактовой частоте f_t ;
- период повторения М-последовательности, связанный с частотой повторения $F = \frac{1}{T} = \frac{1}{N\tau}$;
- длина М-последовательности – число элементарных символов в ее периоде $N = \frac{T}{\tau}$. Для последовательностей максимальной длины $N = 2^n - 1$, где n – число регистров в генерирующей схеме.

Также свойства М-последовательностей подробно анализируются в [5, 10], где отмечается, что низкий уровень максимальных боковых лепестков корреляционной функции М-последовательности обусловлен её структурой. При увеличении длины последовательности уровень выбросов снижается, а АКФ стремится принять вид корреляционной функции гауссовского белого шума:

$$R(\tau) = \frac{N_{ш}}{2} \delta(\tau),$$

где $N_{ш}$ - спектральная плотность шума.

Для МП определена методика генерирования сколь угодно больших последовательностей, при этом их генерация легко реализуется схмотехнически с помощью N-разрядного сдвигового регистра, охваченного обратной связью, через сумматор по модулю два. Также одним из преимуществ М-

последовательностей является наличие множества различных реализаций последовательности одной длины, которые слабо коррелированы между собой. Однако величина выбросов взаимнокорреляционной функции (ВКФ) МП может достигать $6\sqrt{N}$, что критично в случаях применения их для кодового разделения каналов связи и служит поводом для поиска новых способов использования М-последовательностей.

Переход от применения непосредственно МП к некоторым предпочтительным парам дает возможность получения трехуровневой периодической взаимокорреляционной функции, уровни боковых лепестков которой равны -1 , $-t(m)$, $t(m)-2$, где $t(m) = 1 + 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor}$ [5, 36, 62, 63]. Для последовательностей 10 порядка количество последовательностей, способных образовывать предпочтительные пары, равно 6, а для 11 порядка – 11.

С целью расширения набора модулирующих функций МП используются как основа для формирования других многочисленных ансамблей псевдослучайных последовательностей [36, 42, 95, 125]. Для формирования М-последовательностей удобно использовать сдвиговый регистр с сумматором по модулю два в цепи обратной связи, т.к. они обладают самой низкой эквивалентной линейной сложностью $I_s = n$ среди рекуррентных псевдослучайных последовательностей. При этом их генерация легко реализуется как схемотехнически, так и программно.

Последовательности Голда длиной $2^n - 1$ создаются в результате посимвольного выполнения операции исключающее ИЛИ над двумя МП, обладающими трехуровневыми АКФ. Таким образом последовательности Голда не только позволяют увеличить набор модулирующих последовательностей, но и получить однородные и ограниченные значения взаимокорреляционной функции. Однако эквивалентная линейная сложность последовательностей Голда вдвое больше, чем у МП.

Существуют разработанные алгоритмы поиска таких отводов сдвиговых

регистров, генерирующих М-последовательности, любая комбинация которых, состоящая из двух отводов, формирует код Голда. Предложенный алгоритм позволяет получить псевдослучайная последовательность со свойствами АКФ, как у М-последовательностей, и гарантированными боковыми лепестками ВКФ, как у кодов Голда.

Последовательности Касами так же, как и Голда, относятся к линейным рекуррентным последовательностям. Значимость этих последовательностей происходит из-за их очень низкой взаимной корреляции. Код Касами длины $N=2^m-1$, где m — четное целое число, может быть получен путем периодических выборок из М-последовательности и их суммирования по модулю 2 на циклически сдвигаемых последовательностях. Линейная сложность кодов Касами не превышает величины $l_s = 5n/2$.

Близкими по корреляционным свойствам к М-последовательностям являются бинарные последовательности Лежандра, пока не получившие широкого практического применения в качестве модулирующих функций, хотя известно, что они применяются в некоторых РЭС. Возможность и целесообразность применения последовательностей Лежандра в задачах дистанционного зондирования вытекает из их свойств и подтверждается исследованиями, описанными в [6, 94].

Последовательности Лежандра, как и М-последовательности, являются минимаксными [12]. При исследовании их свойств было установлено, что их интегральный уровень боковых лепестков АКФ, или мерит-фактор, изменяется при циклическом сдвиге [117]. Разнообразие значений длин, для которых возможно построение последовательностей Лежандра, значительно больше, чем у МП, однако для выбранного значения длины определена лишь одна последовательность Лежандра.

При построении псевдослучайных двоичных последовательностей Е.И. Кренгель [38 – 40] положил в основу матрицу декомпозиции М-последовательностей длины p^2-1 . Построенные последовательности длиной

$p(p+1)$ имеют 4-уровневую периодическую автокорреляционную функцию, боковые лепестки которой равны $0, \pm(p+1)$ и, по сравнению с другими известными кодами, обладающими зоной нулевой корреляции (ZCZ – Zero Correlation Zone), эта зона расширена. Предлагаемые коды могут быть использованы в мобильной широкополосной связи для разделения каналов и в радиотехнических датчиках (РТД) для определения дальности. Автор отмечает, что разработанные им коды обладают высокой, а иногда и максимальной линейной сложностью, что приводит к увеличению размера сдвигового регистра, необходимого для схемотехнической генерации.

Важной задачей при выборе модулирующих функций является обеспечение структурной скрытности. Публикации о результатах проектирования шумового РТД [120] дают основание рассмотреть возможность замены регулярных модулирующих функций шумоподобными (стохастическими), сформированными с использованием современных цифровых средств. При этом функции, используемые для модуляции сигнала, могут быть сформированы цифровым генератором случайных чисел.

1.4 Ансамбли дискретных ортогональных многоуровневых сигналов

Увеличение набора функций для модуляции сигналов остается актуальной задачей. Так, З. В. Черняк проводит исследования с целью увеличения набора ансамблей дискретных ортогональных многоуровневых сигналов, обеспечивающих повышение структурной скрытности систем передачи информации [95]. Применяемые в настоящее время для разделения каналов М-последовательности и коды Голда, хотя и являются шумоподобными, не могут обеспечить структурную скрытность.

Увеличение количества ортогональных многоуровневых сигналов с требуемыми корреляционными характеристиками приводит к повышению структурной скрытности систем передачи информации с кодовым разделением

каналов. В связи с этим З. В. Черняк предложил способ передачи информации за счет синхронной смены ансамблей дискретных ортогональных сигналов по закону случайных чисел в приемнике и передатчике в связи.

Дополнительное расширение набора модулирующих функций может быть получено за счет включения различных последовательностей. При этом решение о включении или исключении последовательности из ансамбля используемых функций должно основываться не только на значении боковых лепестков АКФ и ВКФ внутри одного класса последовательностей, но и её корреляции с другими функциями ансамбля.

В то же время формирование таких ансамблей в современных РЭС приведет к усложнению и увеличению их аппаратной части. Также увеличение разнообразия классов последовательностей, используемых при составлении ансамбля, приводит к повышению уровня боковых пиков и снижению уровня сигнал-шум в связи с ухудшением их корреляционных свойств.

1.5 Линейная частотная модуляция сигналов

1.5.1 Функции неопределенности частотно-манипулированного сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ

Влияние интегрального уровня боковых лепестков функции отклика сигналов с линейно -частотной и фазокодовой модуляцией (ФКМ) на результаты измерения характеристик протяженной подстилающей поверхности рассматривается в работе А. И. Захарова [24]. Автор утверждает, что ФКМ-сигналы не могут обеспечить качественные изображения слабо отражающих поверхностей, расположенных рядом с яркими протяженными объектами.

А. И. Захаров отмечает, что выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции очень важен для такой дорогой и сложной системы, как космический РТД ДЗЗ. Является ли выбранный сигнал оптимальным, проверяется методом импульсного отклика. Разрешающая способность по

дальности в этом методе определяется по ширине главного максимума функции отклика. В статье рассматриваются ЛЧМ и ФКМ по закону М-последовательности как наиболее часто используемые. Местоположение и уровень боковых лепестков для ЛЧМ известны и определяются простым аналитическим выражением. Автор отмечает, что использование периодических сигналов не характерно для РТД ДЗЗ.

Далее приведено сравнение интегральных уровней боковых лепестков (рисунок 1.6, источник: [24]).

По результатам компьютерного моделирования съемки поверхности со ступенчато меняющейся яркостью, где отраженный сигнал записывается как свертка вида $r_i = \sum_{j=0}^{N-1} s_{i-j} m_j$, автор отмечает, что при длине М-последовательности 8191 и разрешении 1 м в каждом отсчете содержится информация о 8 км поверхности. Далее проводится согласованная фильтрация отраженного сигнала с копией излученного.

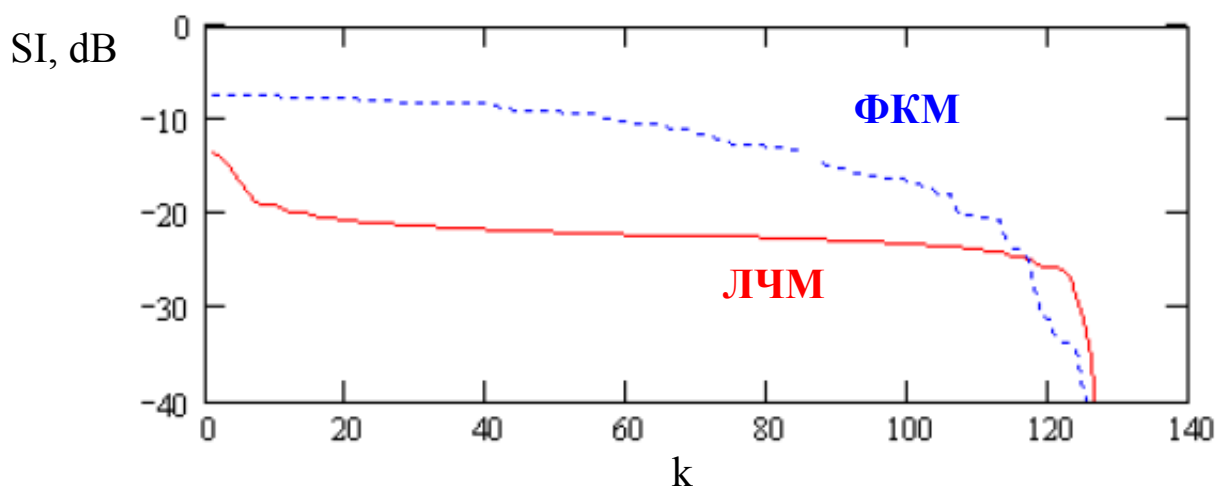


Рисунок 1.6. Интегральный уровень боковых лепестков [24]

Сравнение результатов моделирования с изображением исходной поверхности демонстрирует, что при наличии яркого участка (удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР) на 8 дБ больше) на бледном (слабоотражающем) фоне ФКМ дает большую фазовую ошибку и делает невозможным измерение УЭПР поверхностей.

Выводы по результатам моделирования автора подтверждаются результатами обработки реальных радиоголограмм. Радиофизические изображения, полученные для ЛЧМ и М-последовательности, визуально отличаются: в случае ЛЧМ контрастность несколько выше. Тем не менее, по изображениям можно распознать один и тот же участок земной поверхности. Таким образом, искажения, имеющие место при использовании М-последовательности, нельзя считать недопустимыми. Также А.И.Захаров отмечает, что для естественных покровов равнинных районов перепады УЭПР составляют 5-7 дБ. В связи с этим величина ступени была выбрана 8 дБ.

В космических РТД ДЗЗ нередко возникают ситуации, когда не удается обеспечить однозначность отраженного сигнала по дальности путем выбора частоты повторения. В этом случае выходом из положения мог бы быть сигнал, импульсы которого модулируются взаимно ортогональными функциями.

1.6 Нелинейная частотная модуляция

1.6.1 Коды Костаса

Модуляция импульсов по закону ЛЧМ приводит к появлению высоких боковых лепестков в диагональных сечениях, обусловленных взаимной корреляцией импульсов в сигнале, ухудшая вид функции неопределённости. Поэтому Джоном П. Костасом был предложен вид дискретного частотного кодирования с почти идеальной функцией неопределённости, которое практически противоположно линейному закону, используемому в ЛЧМ [119].

На рисунке 1.7, с одним допущением, что изменение частоты ЛЧМ сигнала происходит дискретно, видно его монотонное изменение, тогда как в сигналах Костаса происходит псевдослучайное изменение частоты.

Как в сигналах Костаса, так и в ЛЧМ «точка» в матрице находится для каждого столбца в одной строке. Получается, что передается одна частота на любом из временных отрезков и каждая частота используется только один раз. Путем накладывания копии двоичной матрицы самой на себя, а затем смещения

одной относительно другой по горизонтали (с помощью желаемой задержки) и по вертикали (доплеровским сдвигом) можно вычислить функцию неопределенности (ФН). Для бинарной (частотно-временной) матрицы Костаса размером $N \times N$ существует $N!$ вариантов последовательностей. Сигнал, обладающий оптимальной функцией неопределенности и в котором порядок следования частот выбран с одним из массивов Костаса, при параллельном сдвиге массива относительно осей дает не более одного «ложного» совпадения.

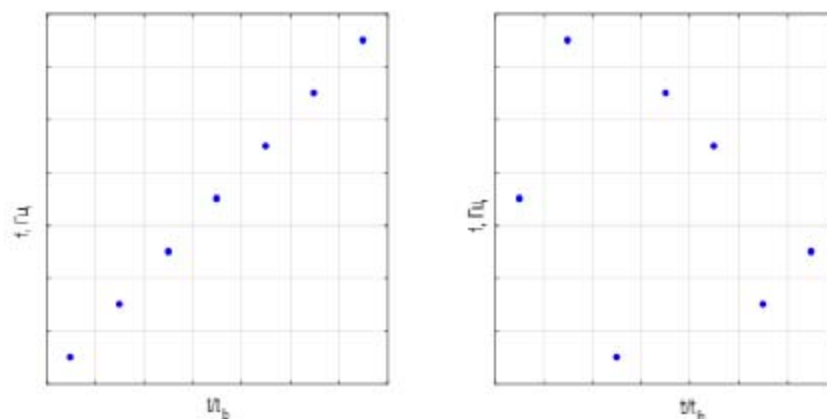


Рисунок 1.7. Изменение частот ЛЧМ сигнала (слева), изменение частот сигнала Костаса (справа)

Ширина основного максимума не может быть больше длительности одного элемента, а структура боковых лепестков определяется только однократным совпадением элементов, что не требует жесткой фазовой когерентности. Выбор последовательностей скачков частоты, соответствующих частотно-временной матрице Костаса, является достаточно сложной задачей. В ЛЧМ только доплеровский сдвиг и задержка равного числа единиц приведут к перекрытию точек, а их количество будет равно $M=N-|n|$.

Таким образом, несмотря на то, что массивы Костаса достаточно широко известны [30, 93, 111], переход к их практическому применению в разрабатываемых радиотехнических средствах (РТС) требует решения следующих задач:

- разработка алгоритмов поиска кодов Костаса заданного размера;
- исследование вопросов помехоустойчивости;

- отработка алгоритмов обработки сигналов с данным видом модуляции.

Следует отметить, что сложность обработки сигнала Костаса возрастает с увеличением кодовой матрицы, которая всегда имеет квадратную форму, что может вызвать трудности при разработке РТС.

1.6.2 Синтез дискретно-кодированных по частоте сигналов

Применение дискретно-кодированных по частоте (ДКЧ) сигналов позволяет получить «кнопочный» вид функции отклика и обеспечить высокую помехозащищенность и скрытность работы РТД.

В работе [29] приведен анализ функции неопределенности ДКЧ сигналов и получено аналитическое выражение, представлен расчет ФН ДКЧС и даны рекомендации по выбору параметров такого сигнала. Произведен синтез сигналов, кодированных кодами Костаса с использованием перестановочного и итерационного алгоритма синтеза такой системы. Сделан вывод, что для экономии вычислительных затрат целесообразно использовать псевдослучайный алгоритм синтеза.

Таким образом, улучшение энергетических характеристик радиотехнического датчика, качества радиофизического изображения, повышение помехоустойчивости и уровня сигнал-шум может быть достигнуто выбором функции для модуляции радиосигнала.

Выводы по главе

1. По результатам проведенного анализа перспективных и применяемых способов модуляции излучаемых сигналов можно утверждать, что исследователи пользуются различными методами и критериями выбора модулирующих функций и последовательностей, которые определяются, в том числе, целевым назначением радиотехнического средства.

2. Выбор сигнально-кодовой конструкции является важным этапом разработки радиотехнического средства и влияет на качество выходной информации, помехоустойчивость и уровень сигнал/шум, поэтому поиск модулирующих функций – актуальная задача, имеющая большое практическое значение.

3. M-последовательности служат основой для формирования многочисленных ансамблей псевдослучайных последовательностей: Голда, Касами, де Брейне и др., что подтверждает перспективность построения на их базе новых модулирующих функций.

4. Для улучшения радиофизического изображения путём применения новых сложных сигналов необходимо сформулировать критерии выбора модулирующих функций и разработать методику формирования такого сигнала.

ГЛАВА 2 КРИТЕРИИ ВЫБОРА МОДУЛИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ

На основе анализа, проведённого в первой главе, можно утверждать, что поиск модулирующих функций с требуемыми характеристиками остается актуальной задачей для разработчиков активных радиотехнических систем различного назначения.

Сравнение различных модулирующих функций, выбираемых для решения определённой задачи, затруднено, если для этого используются различные способы оценки и критерии выбора. Ограничиваясь анализом модулирующих функций по критериям, рассмотренным в главе 1, нельзя сделать вывод об их применимости или неприменимости, преимуществах или недостатках для модуляции сигналов РТД ДЗЗ, где изображение формируется путем когерентного накопления отраженных сигналов. Для целенаправленного выбора необходимо сформулировать критерии, которым должен удовлетворять зондирующий сигнал для РТД ДЗЗ, в особенности космического базирования.

2.1 Выбор параметров оценки модулирующих функций для формирования сигналов РТС

Учитывая, что радиотехнический датчик является линейной системой, для его описания целесообразно использовать импульсную характеристику (функцию отклика).

Критериями качества выходной информации датчика являются разрешающая способность и динамический диапазон. Для улучшения разрешающей способности по дальности необходимо уменьшение ширины отклика системы на элементарное входное воздействие (импульсной характеристики), связанной с шириной спектра зондирующего сигнала:

$$\rho = c/\Delta F.$$

Для достижения требуемого динамического диапазона должно быть обеспечено отношение сигнал/шум на выходе приёмной системы не менее

$(S_{\text{макс}}/N)_{\text{вых}} = D$, где $D = S_{\text{макс}}/S_{\text{мин}}$ – требуемый динамический диапазон, N – мощность шума на выходе. В условиях ограниченной мощности излучаемого сигнала, при которой на входе приёмной системы для максимального парциального сигнала достигается отношение сигнал/шум $(S_{\text{макс}}/N)_{\text{вх}}$, способом улучшения отношения сигнал/шум на выходе является увеличение длительности импульса с применением внутриимпульсной модуляции с базой B и согласованной фильтрации, что обеспечивает пропорциональное увеличение отношения сигнал/шум на выходе приёмной системы: $(S/N)_{\text{вых}} = B \cdot (S/N)_{\text{вх}}$.

Наиболее известным способом согласованной фильтрации сигналов является корреляционный фильтр. Проблемным вопросом согласованной фильтрации сигнала является возникновение побочных откликов на выходе фильтра, объясняемых наличием боковых лепестков автокорреляционной функции. С учётом этого эффекта, динамический диапазон сигнала на выходе приёмной системы с согласованной фильтрацией определяется отношением $D = S_{\text{макс}}/\max(N, N_{\text{бл}})$, где $N_{\text{бл}}$ – уровень максимального бокового лепестка АКФ модулирующей функции. Следовательно, при малых уровнях зондирующего сигнала динамический диапазон полезных сигналов на выходе приёмника ограничивается уровнем остаточного отклика шума N , а при его повышении – уровнями боковых лепестков АКФ.

Переход от одномерного радиотехнического датчика к двумерному (импульсно-доплеровскому либо с синтезированной апертурой) заключается в обработке семейства одномерных функций отклика по второй переменной (скорости, азимуту). Двумерная функция отклика системы описывается такими же характеристиками, как одномерная АКФ: ширина главного лепестка по каждой из координат, максимальные уровни боковых лепестков, интегральный уровень боковых лепестков.

Таким образом, критериями применимости исследуемой функции (семейства функций) для модуляции сигнала радиотехнического датчика являются:

- ширина спектра, достаточная для достижения требуемой пространственно-временной разрешающей способности;

- база, достаточная для достижения требуемой пространственно-временной разрешающей способности при ограниченной минимальной длительности импульса и для обеспечения требуемого отношения сигнал/шум на выходе согласованного фильтра при ограниченной мощности излучаемого сигнала за счёт увеличения коэффициента сжатия;

- относительный уровень пикового бокового лепестка автокорреляционной функции не более максимально допустимого;

- относительный интегральный уровень боковых лепестков автокорреляционной функции не более максимально допустимого;

- ортогональность модулирующих функций внутри семейства (минимальные уровни взаимных корреляционных функций) для уменьшения помех неоднозначности по дальности.

Для двумерных датчиков, кроме этого, должны учитываться характеристики двумерной функции отклика:

- уменьшение ширины главного лепестка функции отклика по пространственно-временной координате до теоретически достижимой величины $\rho = c/\Delta F$, где ΔF - ширина спектра всей серии модулированных импульсов, рассматриваемой как единый зондирующий сигнал;

- уменьшение уровня максимального бокового лепестка;

- уменьшение интегрального уровня боковых лепестков.

2.2 Выбор вида сигналов радиотехнических средств на основании анализа корреляционных свойств модулирующих функций

В различных РТД на вход приемного тракта поступает композиция сложных сигналов. После корреляционной обработки высокие БЛ сжатых сигналов с большой амплитудой могут превышать главные лепестки откликов слабых сигналов, что приводит к искажению и потере информации [3, 44]. В настоящее время при выборе модуляции сигнала многие ученые исследуют их автокорреляционные функции [20, 27, 28, 33, 37, 38, 110, 122]. При этом учитывается её зависимость от факторов, оказывающих влияние на работу радиотехнической системы. В РТД с синтезированной апертурой двумерная функция отклика на одиночную точечную цель является результатом сжатия радиоголограммы по дальности и азимуту. При правильном выборе серии модулирующих функций характеристики двумерной ФО могут быть улучшены по сравнению с одномерной, анализируемой по тем же критериям [81].

Примером улучшения отдельных характеристик РТД при правильно подобранном методе двумерного сжатия является межпериодное расширение спектра при перестройке несущей частоты импульсов [7, 31, 92], позволяющее многократно уменьшить ширину по дальности главного лепестка ФО по сравнению с одномерной и, тем самым, улучшить разрешающую способность РТД по дальности. Излучаемый сигнал РТД ДЗЗ с перестройкой несущей частоты представляет собой серию фазомодулированных импульсов длительностью T_u с комплексной огибающей, описываемой следующей формулой:

$$\dot{s}_k(t) = \begin{cases} e^{2\pi j(f_0 + m_k \Delta f)t} \cdot e^{j\varphi_k(t)}, & t \in [0, T_u] \\ 0, & t \in (-\infty; 0) \cup (T_u; +\infty) \end{cases}, \quad (2)$$

где f_0 - центральная частота, Δf - шаг изменения несущей частоты, τ - «быстрое» время (аргумент функции, описывающей внутриимпульсную модуляцию сигнала), $\varphi_k(\tau)$ - закон изменения фазы модулированного импульса, m_k - код

установки частоты, k – номер импульса в серии. Комплексная огибающая импульса из серии (2) с несущей частотой $f_0 + m_k \Delta f$ и фазовой модуляцией $\varphi_k(\tau)$ может быть представлена как произведение двух функций:

$$\dot{s}(k, \tau) = \dot{f}(k, \tau) \cdot \dot{g}(k, \tau), \quad (3)$$

где $\dot{f}(k, \tau) = e^{2\pi j f_0 \tau} \cdot e^{j \varphi_k(\tau)}$ – комплексная огибающая k -го импульса, считываемая из соответствующей строки первичной радиоголограммы и затем преобразованная по частоте дискретизации к формату вторичной радиоголограммы, $\dot{g}(k, \tau) = e^{2\pi j m_k \Delta f \tau}$ – функция, описывающая отстройку частоты k -го импульса от центральной и представленная с частотой дискретизации вторичной радиоголограммы изначально.

Так как в качестве опорной функции для сжатия по дальности используется комплексно сопряжённая огибающая зондирующего импульса, то сжатая по дальности цифровая радиоголограмма представляет собой серию автокорреляционных функций импульсов сигнала:

$$\dot{s}_1(k, \Delta \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}(k, \tau) \cdot \dot{s}^*(k, \tau - \Delta \tau) d\tau, \quad (4)$$

где $\dot{s}_1(k, \tau)$ - одномерная ФО одиночной точечной цели по дальности.

Представим формулу (4) подробнее, используя выражение (3):

$$\dot{s}_1(k, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(k, t) \cdot \dot{g}(k, t) \cdot \dot{f}^*(k, t - \tau) \cdot \dot{g}^*(k, t - \tau) dt.$$

Нетрудно показать, в силу линейности интеграла, что

$$\dot{s}_1(k, \Delta \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}(k, \tau) \dot{g}^*(k, \tau - \Delta \tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} \dot{f}(k, \tau) \cdot \dot{f}^*(k, \tau - \Delta \tau) d\tau, \quad \text{так как}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}(k, \tau) \dot{g}^*(k, \tau - \Delta \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} e^{2\pi j m_k \Delta f \tau} \cdot e^{2\pi j m_k \Delta f (\Delta \tau - \tau)} d\tau = e^{2\pi j m_k \Delta f \Delta \tau} \int_{-\infty}^{\infty} d\tau \text{ и не зависит от } \tau.$$

Таким образом, результат сжатия вторичной радиоголограммы по дальности является почленным произведением матриц

$$\dot{s}_1(k, \tau) = \dot{f}_1(k, \tau) \cdot \dot{g}_1(k, \tau), \quad (5)$$

где $f_1(k, \tau)$, $g_1(k, \tau)$ – АКФ функций f и g соответственно или, как было показано в (4), их одномерные ФО.

Далее выполняется сжатие по азимуту. Без ограничения общности рассмотрим метод гармонического анализа, описываемый как преобразование Фурье сжатой по дальности радиоголограммы по столбцам:

$$\dot{s}_2(x, \tau) = F_k \{ \dot{s}_1(k, \tau) \}, \quad (6)$$

где $\dot{s}_2(x, \tau)$ – двумерная ФО на одиночную точечную цель. Подставив (5) в (6), получим выражение: $\dot{s}_2(x, \Delta\tau) = F_k \{ \dot{f}_1(k, \Delta\tau) \cdot \dot{g}_1(k, \Delta\tau) \}$, которое, по свойствам преобразования Фурье (теорема о свертке), можно представить в виде:

$$\dot{s}_2(x, \tau) = F_k \{ \dot{f}_1(k, \tau) \} * F_k \{ \dot{g}_1(k, \tau) \}, \quad (7)$$

где оператором (*) обозначена свёртка матриц по столбцам (по азимуту). Но из (6) следует что: $F_k \{ \dot{f}_1(k, \Delta\tau) \} = \dot{f}_2(x, \Delta\tau)$; $F_k \{ \dot{g}_1(k, \Delta\tau) \} = \dot{g}_2(x, \Delta\tau)$, где $\dot{f}_2(x, \Delta\tau)$, $\dot{g}_2(x, \Delta\tau)$ – результаты двумерного сжатия функций f и g соответственно. Отсюда:

$$\dot{s}_2(x, \Delta\tau) = \dot{f}_2(x', \Delta\tau) * \dot{g}_2(x - x', \Delta\tau).$$

Можно сделать вывод, что применение метода межпериодного расширения спектра позволяет улучшить пространственное разрешение по дальности в случае, когда диапазон перестройки центральной частоты импульсов зондирующего сигнала Δf значительно превышает ширину спектра одиночного импульса B . Улучшение разрешения пропорционально $\Delta f / B$ и обусловлено свойствами двумерной функции $\dot{g}_2(x, \Delta\tau)$ (результата двумерного сжатия функции, описывающей перестройку частоты), а именно, шириной сечения $\rho_{g, \tau} = c / 2\Delta f$ её главного лепестка по дальности $\dot{g}_2(0, \Delta\tau)$. Уровни максимальных боковых лепестков результирующей двумерной функции отклика РТД ДЗЗ определяются уровнями боковых лепестков функции $\dot{g}_2(x, \Delta\tau)$ в

диапазоне дальностей, ограниченном шириной главного лепестка $\rho_{f,\tau} = c/2B$ функции $\dot{f}_2(x, \Delta\tau)$, и оказываются наименьшими при случайном порядке перестройки частоты.

2.3 Выбор критериев применимости зондирующих сигналов в активном радиотехническом датчике ДЗЗ

К настоящему времени всеобщее признание и широкое распространение в авиации и космосе получили радиотехнические датчики землеобзора с цифровым синтезированием апертуры [9, 18, 32, 34, 87], имеющие возможность работать как в режимах широкополосного обзора, так и в режимах высокого разрешения. Получающие всё более широкое распространение дополнительные возможности РТД ДЗЗ, такие как селекция движущихся целей, интерферометрия, поляриметрическая съёмка, а также бистатическое синтезирование, обусловили применение РТД как основного технического средства ДЗЗ, воздушной и космической разведки. Датчики, работающие по принципу синтезирования апертуры, стали основным средством оперативного, тактического и стратегического наблюдения практически всей поверхности нашей планеты. Наряду с большой дальностью, независимостью от погоды и условий освещенности РТД с синтезированной апертурой обладают рядом дополнительных уникальных качеств:

- высокая разрешающая способность вплоть до долей метра, обеспечивающая получение детальных радиофизических изображений местности, сравнимых по качеству с оптическими;

- оперативность формирования РФИ и отображения его на борту самолета или на наземном пункте, при наличии канала передачи на Землю, практически в реальном масштабе времени;

- гибкость цифровой обработки сигналов, которая обеспечивает большое разнообразие и быструю смену режимов работы РТД;

- повышенная помехозащищенность;
- легкость модернизации РТД за счет смены лишь программного обеспечения.

В настоящее время авиационные РТД ДЗЗ активно развиваются и требования по разрешающей способности приближаются к нескольким сантиметрам, что соответствует ширине спектра зондирующего сигнала 1 ГГц. Кроме этого, ведутся разработки в области многополосных и сверхширокополосных РТД. Наряду с обнаружением и распознаванием объектов сложной геометрической формы с характерными деталями, в первую очередь техногенных, весьма актуальными становятся задачи распознавания границ раздела природных сред, отличающихся физическими или химическими свойствами и наблюдаемых как поверхностно распределённые цели с различным коэффициентом обратного рассеяния. В связи с широким применением РТД ДЗЗ для сельскохозяйственных задач и освоению Арктики к РТД предъявляются требования по высокому радиометрическому разрешению для определения границ раздела сред, таких как вода–лёд, оценки состояний поверхностей земных покровов. Возможность решения таких задач обеспечивается радиометрической разрешающей способностью РТД.

Основным требованием к РТД является получение качественного радиофизического изображения земной (водной) поверхности. Комплексное РФИ несёт большой набор информации, которая может быть проанализирована различным образом в зависимости от решаемых задач. Достаточно сложно поставить взаимно однозначное соответствие между требованиями к качеству РФИ, необходимому для решения прикладной задачи, и характеристиками РТД ДЗЗ, которые могут быть проверены расчётным путём или экспериментально. Целесообразно анализировать несколько основных параметров, которые необходимы для решения большинства задач: пространственную разрешающую способность, радиометрическую разрешающую способность, шумовой эквивалент и динамический диапазон.

В первой главе был проанализирован широкий ряд функций, которые использовались для модуляции сигналов при решении различных задач. Возникает закономерный вопрос: какими свойствами должны обладать модулирующие функции, чтобы их было целесообразно применить для формирования сигнала РТД ДЗЗ? Для ответа на этот вопрос необходим выбор соответствующего критерия.

Для выбора критерия рассмотрим радиотехнический датчик ДЗЗ как линейную систему, входным воздействием на которую является двумерная функция комплексного коэффициента рассеяния снимаемого участка земной поверхности в координатах $\dot{s}(x, y) = \sqrt{\sigma_0(x, y)} \cdot e^{i\varphi(x, y)}$, где σ_0 – удельная эффективная площадь рассеяния элемента снимаемой поверхности, φ – сдвиг начальной фазы отражённого сигнала, а реакцией – комплексное радиофизическое изображение $\dot{J}(X, Y)$. Системы координат на земной поверхности (x, y) (путевая и горизонтальная дальности) и изображения (X, Y) связаны взаимно однозначным линейным преобразованием.

Линейность рассматриваемой системы следует из того, что все процессы, составляющие съёмку и последующий синтез изображения (распространение сложного сигнала, его отражение от земной поверхности, приём, запись и сжатие), описываются линейными преобразованиями. Радиофизическое изображение $\dot{J}(X, Y)$ снимаемого участка земной поверхности $\dot{s}(x, y)$ является суперпозицией парциальных изображений составляющих его точечных рассеивающих элементов. Каждое из таких парциальных изображений описывается как произведение двумерной функции $\dot{J}_0(X - X_i, Y - Y_i)$, соответствующей комплексному изображению точечного объекта на земной поверхности, помещённого в соответствующую точку поверхности (x_i, y_i) , с единичной ЭПР и нулевым сдвигом фазы при обратном рассеянии сигнала, на комплексный коэффициент рассеяния фактически расположенного в этой точке

элемента $\dot{s}(x_i, y_i)$. Без ограничения общности можно считать, что вид функции отклика не зависит от переноса элемента в пределах участка, что и подразумевается под линейностью датчика. В этом случае, если выполнить предельный переход от дискретного представления фоно-целевой обстановки на снимаемом участке к непрерывному, комплексное радиофизическое изображение может быть представлено как свёртка двумерной функции комплексного коэффициента обратного рассеяния в координатах дальность-азимут, которой описывается радиомишень, с двумерной ФО на одиночную точечную цель (ОТЦ) в этих же координатах:

$$J(X, Y) = \iint_P J_0(X - x, Y - y) \cdot \dot{s}(x, y) dx dy,$$

где $J_0(X, Y)$ – двумерная импульсная характеристика, описывающая РТД как линейную систему, P – область интегрирования (участок земной поверхности). Таким образом, двумерная функция отклика РТД на одиночную точечную цель является его импульсной характеристикой и должна рассматриваться как критерий качества системы.

Основными свойствами функции отклика, учитываемыми при анализе, являются ширина главного лепестка, определяющая пространственную разрешающую способность РТД, уровни и расположение боковых лепестков, влияющие на достижимый динамический диапазон изображения и распознаваемость его отдельных элементов. При решении отдельных задач могут использоваться методы подавления боковых лепестков предсказуемой конфигурации, для чего при предварительном анализе функции отклика необходимо учитывать и расположение боковых лепестков.

При верификации РТД выдвигаются требования к измерению пространственной разрешающей способности (ПРС), динамического диапазона (ДД), радиометрической калибровке. Для экспериментального определения ПРС используют критерий Рэлея или метод импульсного отклика. Критерий Рэлея является более старым и субъективно понятным, но и оценка также является

субъективной, зависит от случайных факторов [22]. Анализ ФО на ОТЦ широко применяется на практике, например, в проекте «Открытое небо» [91]. Большинство работ, рассмотренных в первой главе, анализируют одномерные АКФ модулирующих функций, функции неопределённости в координатах дальность-доплер, а также взаимные корреляционные функции модулирующих функций смежных импульсов, что должно учитываться при оценке помех неоднозначности по дальности.

Таким образом, при анализе двумерной функции отклика оцениваются ширина главного лепестка, максимальный и интегральный уровни боковых лепестков, а также их расположение.

2.4 Программные средства для автоматизированной оценки параметров функции отклика на точечную цель

Для синтеза тестовых изображений по экспериментальным радиоголограммам, полученным при наземной обработке датчика, а также моделирования отражённых сигналов для имитации различных условий съёмки разработан универсальный программный пакет [104], содержащий следующие структурные элементы:

1) программу для построения цифровых моделей двумерных сигналов, составленных из серии комплексных огибающих импульсов, модулированных исследуемыми функциями, с учётом их комбинаций и модификаций;

2) программу для построения цифровой модели функции отклика, соответствующей исследуемой модели сигнала, и её анализа по следующим критериям:

- ширина главного максимума по уровню минус 3 дБ;
- относительный уровень максимального бокового лепестка;
- интегральный уровень боковых лепестков.

Программа формирования цифровых моделей сигналов осуществляет:

- построение семейства комплексных огибающих импульсов

моделируемого сигнала, объединение их в матрицу с требуемым количеством строк и сохранение в файл для дальнейшего использования;

– графическое (полутонное) отображение на экране действительной, мнимой составляющей или амплитуды полученной матрицы, а также построение графиков амплитуды, фазы и составляющих комплексной огибающей отдельного импульса.

Программа синтеза и анализа двумерной функции отклика осуществляет описанные ниже преобразования модели сигнала, графическое и численное отображение промежуточных и конечных результатов обработки.

Следует отметить, что, хотя сжатие радиоголограммы, записанной при отсутствии реального полёта носителя датчика, по азимуту является формально выполняемой операцией, полученная в результате двумерная функция отклика даёт более полное предсказание вида и характеристик функции отклика датчика в реальных условиях, а также ожидаемых свойств изображения, чем одномерная функция отклика одиночного импульса: любой алгоритм сжатия по азимуту [17, 100] содержит операцию когерентного суммирования одномерных функций отклика от импульсов на интервале синтезирования, результатом которой является усреднение их боковых лепестков и уменьшение их относительного максимального уровня в случаях, когда импульсы модулируются различными функциями. В третьей главе настоящей работы приведены и проанализированы примеры сложных сигналов, для которых численные характеристики двумерной функции отклика значительно отличаются от соответствующих характеристик одномерной.

Для синтеза модели двумерной функции отклика используется матрица – модель сложного сигнала, рассматриваемая как радиоголограмма одиночной точечной цели, находящейся на траверсе. Синтез осуществляется путём выполнения вначале операции сжатия по дальности, затем операции сжатия по азимуту.

Процедура сжатия по дальности в данной программе является

универсальной для моделей двумерных сигналов с любой векторной модуляцией импульсов и произвольным чередованием комплексных огибающих импульсов в серии. Семейство опорных функций строится путём комплексного сопряжения и последующего построчного инвертирования матрицы исследуемой модели сигнала, сжатие представляет собой построчную свёртку исходной и преобразованной матриц.

Для анализа промежуточного результата – матрицы сжатой по дальности радиоголограммы в программе предусмотрены следующие функции:

- графическое (полутоновое) отображение на экране действительной, мнимой составляющей и амплитуды полученной матрицы;
- построение графиков одиночной и усреднённой функции отклика одиночных импульсов, её комплексных составляющих, амплитуды в линейном масштабе и в децибелах;
- выбор столбца главных максимумов, построение графиков амплитуды, комплексных составляющих, фазы по столбцу, а также годографа векторных значений главных максимумов с расчётом разброса фазы, что полезно при анализе экспериментальных результатов.

Сжатие по азимуту выполняется методом гармонического анализа, адаптированным для наземных испытаний и моделирования. Метод гармонического анализа ориентирован на приближение закона изменения расстояния между фазовым центром антенны прямолинейно движущегося датчика и каждой из снимаемых точек на земле разложением в степенной ряд до второго члена. В общем случае алгоритм сжатия [49 - 51] состоит из двух операций: 1) фокусировки – устранения квадратичной составляющей закона изменения начальной фазы одномерных откликов от импульса к импульсу путём почленного умножения матрицы на соответствующие фазовые коэффициенты; 2) выделения парциальных откликов сигналов, отражённых от точечных целей с разными азимутами, по линейной составляющей изменения начальной фазы, что делается преобразованием Фурье столбцов матрицы одномерных откликов.

Модификация метода гармонического анализа для наземных испытаний состоит в исключении операции фокусировки, так как квадратичная составляющая изменения фазы в радиоголограмме отсутствует.

Для построения двумерной функции отклика в форме, пригодной для анализа по приведенным выше критериям, матрица сжатой по дальности радиоголограммы расширяется по вертикали в 2 раза путём удлинения столбцов и заполнения добавленных сверху и снизу в равном количестве строк нулевыми значениями.

Для определения ширины главного максимума, расчётное значение которой составляет 2 размера дискрета изображения, выполняется двумерная интерполяция функции отклика в окрестности главного максимума методом «раздвижки спектра» [21] с коэффициентом 16.

Программа синтеза и анализа двумерной функции отклика выполняет:

- построение яркостного изображения двумерной функции отклика по амплитуде и квадратурным составляющим;
- построение графиков сечений, проходящих через главный максимум;
- подсчёт и отображение интегральных значений функции отклика в главном лепестке, боковых лепестках (за пределами главного), относительного интегрального значения боковых лепестков и максимального бокового лепестка;
- выделение окрестности главного максимума (16×16 пикселей), интерполяцию методом «раздвижки спектра» до фрагмента размером 256×256, пересчёт масштаба и уточнённое определение положения главного максимума;
- построение азимутального и дальностного сечений интерполированной функции отклика, проходящих через максимум;
- определение ширины сечений интерполированной функции отклика.

Для подсчёта относительного интегрального уровня боковых лепестков выбирается окрестность главного лепестка Θ_{rx} , имеющая размеры $2,8\delta r \times 2,8\delta x$

[100], где $\delta r, \delta x$ – ширина главного лепестка на уровне -3 дБ. В моделях, представленных в главе 3, выбрана частота дискретизации, при которой пиксел изображения имеет размеры $0,5\delta r \times 0,5\delta x$. В этом случае размеры окрестности главного лепестка, округлённые до целых значений, составляют 5×5 точек, а интегральный относительный уровень боковых лепестков рассчитывается по формуле

$$ISLR = 10 \cdot \lg \left(1 - \frac{\sum_{\substack{-2 \leq r \leq 2 \\ -2 \leq x \leq 2}} |z_{rx}|^2}{\sum |z_{rx}|^2} \right), \quad (11)$$

где x, r – координаты пиксела первичного комплексного изображения \dot{z}_{rx} при условии, что положение центрального пиксела главного лепестка принимается за начало координат. Максимальный относительный уровень бокового лепестка определяется по формуле

$$PSLR = 20 \cdot \lg \left(\frac{|z_{xr}|_{\max_{(x,r) \in \Theta}}}{|z_{0,0}|} \right) \quad (12).$$

Полученные относительные уровни боковых лепестков сохраняются в базу данных вместе с параметрами сложного сигнала для дальнейшего анализа.

Выводы по главе

1. Представлены основные принципы формирования сложного сигнала и получения РФИ. Для оценки пространственного разрешения выбран метод импульсного отклика.

2. Обоснован выбор вида функции отклика на одиночную точечную цель как критерия для оценки качества РФИ.

3. Предложена и описана программная реализация метода оценки качества радиофизического изображения.

4. Таким образом, подготовлена методическая база и разработаны программно-алгоритмические средства для исследования и оценки сигналов, излучаемых различными РЭС.

ГЛАВА 3 АНАЛИЗ И ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Радиотехнический датчик с синтезированной апертурой – средство дистанционного зондирования Земли, обеспечивающее съёмку с высоким пространственным разрешением, чувствительностью и динамическим диапазоном. Для улучшения качества изображения повышенные требования предъявляются к характеристикам сложного сигнала.

Традиционно в мировой практике ДЗЗ с использованием активных РТД применяются ЛЧМ сигналы. Другим распространённым видом модуляции сложных сигналов является фазокодовая манипуляция по закону псевдослучайных двоичных последовательностей. В космических РТД сигналы с модуляцией М-последовательностью впервые были использованы при дистанционном зондировании Венеры советскими космическими аппаратами «Венера-15, 16», что позволило построить карты поверхности другой планеты, недоступной для наблюдения иными средствами.

В связи с тем, что многие ученые заняты вопросами составления сложных сигналов на базе ансамблей, предпочтительных пар и комбинаций модулирующих последовательностей, и их работы подтверждают положительное влияние таких сигналов на характеристики радиотехнических систем [5, 36, 41, 57, 69, 75], текущая глава посвящен моделированию сложных сигналов, в том числе с применением различных комбинаций МП.

В данном исследовании содержится сравнительный анализ функций отклика РТД на одиночную точечную цель при использовании сигналов ЛЧМ и модулированных М-последовательностью, а также углублённое изучение свойств М-последовательности как модулирующей функции сложного сигнала РТД. Проведено исследование зависимости основных параметров качества (пространственной разрешающей способности, уровней максимального и интегрального боковых лепестков) от свойств М-последовательностей и закона построения их комбинаций.

3.1 Сравнение видов функций отклика для зондирующих сигналов ЛЧМ и модулированных М-последовательностью

При использовании ЛЧМ в качестве сложного сигнала максимальные боковые лепестки в сечениях по азимуту и дальности находятся в непосредственной близости от главного лепестка, что неприемлемо для решения задач обнаружения и распознавания сложных целей. Для подавления боковых лепестков функции отклика ЛЧМ-сигнала применяются весовые функции, что позволяет снизить максимальный уровень бокового лепестка, но приводит к расширению главного лепестка ФО (ухудшение разрешающей способности) и снижению уровня главного максимума (ухудшение энергетических характеристик), как показано на рисунке 3.1.

В качестве инварианта для сравнения была выбрана ширина полосы частот сложного сигнала, так как при одинаковой ширине полосы разрешающая способность по дальности должна быть примерно одинаковой. Уровень главного максимума ФО при сжатии без весовой функции принят за единицу. Моделирование всех радиоголограмм проводилось из условия двух отсчетов на элемент разрешения по дальности. Ширина главного лепестка (в отсчётах) определялась по уровню минус 3 дБ.

Из приведённой ниже таблицы 3.1 сравнительных характеристик двумерных ФО для ЛЧМ и М-последовательности видно, что для сигнала ЛЧМ, обработанного без весовой функции, ФО имеет относительный уровень максимального бокового лепестка (по отношению к уровню главного максимума) минус 13,6 дБ, тогда как для М-последовательности, соответствующей режиму максимального разрешения проектируемого РТД, он составляет минус 59 дБ. К недостаткам МП следует отнести более высокий интегральный относительный уровень боковых лепестков (минус 4,9 дБ), в то время как для ЛЧМ он составляет минус 7,5 дБ. Однако сравнительный эксперимент, описанный в [84], показал, что радиометрические характеристики для сигнала, модулированного МП, ненамного хуже, чем у ЛЧМ.

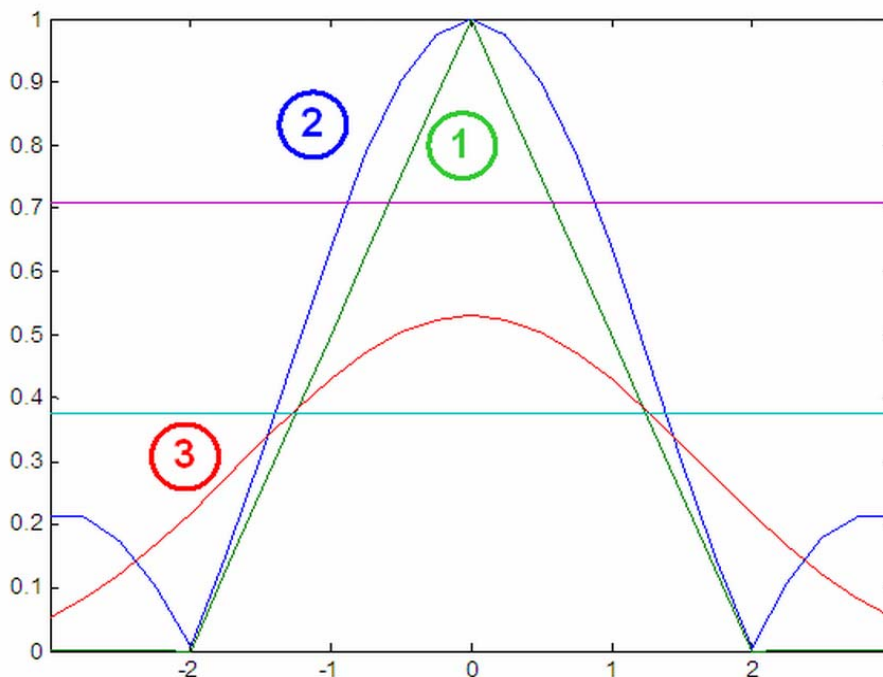


Рисунок 3.1. Функции отклика по дальности для М-последовательности (1), ЛЧМ при сжатии без весовой функции (2) и ЛЧМ при сжатии с использованием окна Хэмминга (3). Результаты моделирования

Использование весового окна Хэмминга снижает относительный уровень максимального бокового лепестка до минус 42,3 дБ (интегральный — минус 10,2 дБ, его уменьшение происходит в первую очередь из-за увеличения числа отсчетов в главном лепестке), но это приводит к ухудшению пространственного разрешения и энергетических характеристик (главный максимум снижается в 2 раза и расширяется в 1,5 раза).

Таким образом, сигнал РТД, модулированный М-последовательностью, обеспечивает лучшее пространственное разрешение и преимущество при обнаружении и распознавании ярких локальных целей сложной структуры, в то время как ЛЧМ обеспечивает лучшие радиометрические характеристики при съёмке природных поверхностно-распределенных объектов. Поэтому в проектируемом РТД целесообразно предусмотреть оба способа модуляции сигнала. Вариант такой системы формирования зондирующих сигналов был предложен в [56].

Таблица 3.1

Сравнение характеристик двумерных ФО в зависимости от вида модуляции сигнала и способа сжатия (результаты моделирования)

Вид модуляции сигнала	Способ сжатия по дальности	Ширина главного лепестка, в отсчётах	Относительный уровень главного максимума	Относительный уровень максимального бокового лепестка, дБ	Интегральный относительный уровень, дБ
ЛЧМ	Без весовой функции	1,8	1	-13,6	-7,47
М-последовательность 8191	Без весовой функции	1,2	1	-59,0	-4,94
ЛЧМ	Окно Хэмминга	2,6	0,53	-42,3	-10,16

3.2 Исследование влияния закона чередования образующих полиномов на уровни и распределение боковых лепестков функции отклика на одиночную точечную цель

Для исследования вида ФО и статистики распределения БЛ разработана программная модель формирователя последовательности зондирующих импульсов (ЗИ), модулированных М-последовательностями длиной от 255 до 8191 с различными режимами чередования, и программа, выполняющая синтез РФИ по модели цифровой радиоголограммы (ЦРГ) путём её двухэтапной обработки – сжатия по дальности в соответствии с выбранным режимом внутриимпульсной модуляции и сжатия по азимуту методом гармонического анализа. Эта же программа выполняет подсчёт статистики распределения уровней БЛ полученной ФО. В частности, выполняется следующая обработка полученных изображений:

– подсчитывается вероятностное распределение комплексных значений БЛ в векторном виде и по мощности, определяется их среднеквадратическое отклонение (СКО);

– построенные функции распределения сравниваются с функцией распределения гауссовского случайного процесса, имеющего такую же дисперсию;

– рассчитывается относительная интегральная мощность боковых лепестков.

Исследования проводились для нескольких режимов формирования М-последовательностей: циклического повторения разного количества последовательностей от минимального (т.е. без чередования) до максимального возможного, а также неперiodического чередования, когда порядок генерации определялся по закону случайных чисел.

В программе приняты следующие обозначения параметров модели и изображения: p_n – порядок образующего полинома МП; p_r – количество периодически чередующихся последовательностей, при этом значение параметра 0 соответствует чередованию всех последовательностей выбранной длины по закону случайных чисел; h_{ei} – количество импульсов в сеансе и строк в радиоголограмме; $v_{pb}=2$ – количество отсчётов на элемент М-последовательности; $k_a=2$ – коэффициент интерполяции РФИ по азимуту.

Исследование полученных ФО позволяет выделить 3 группы боковых лепестков:

1) БЛ главного сечения по азимуту, описываемые функцией простого вида $\sin x/x$ (их вид и величина не зависят от закона модуляции зондирующих импульсов);

2) БЛ главного сечения по дальности, в которых сконцентрирована значительная доля общей мощности БЛ, а вид определяется усреднённой АКФ модулирующих М-последовательностей;

3) диагональные (лежащие вне главных сечений).

С учётом зависимости ширины главного максимума ФО, выраженной в отсчётах, от количества отсчётов на элемент разрешения, выбранного при моделировании ЦРГ (по дальности) и синтезе изображения (по азимуту), за

мощность главного лепестка принималась суммарная мощность группы отсчётов от главного максимума (включительно) до первых нулевых отсчётов (не включая) по каждой координате. Для подсчёта мощности БЛ главных сечений были взяты полосы такой же ширины, как главный лепесток, по соответствующим координатам.

Для нескольких исследованных режимов в таблице 3.2 приведены интегральные характеристики БЛ ФО: относительный интегральный уровень боковых лепестков (ОИУ БЛ), интегральные уровни в отдельных зонах изображения - в полосе главного лепестка шириной 5 дискретов, параллельной оси азимута (ОИУ БЛх), оси дальности (ОИУ БЛr) и вне этих полос (ОИУ БЛrx). Для этих же режимов на рис. 3.2, 3.4, 3.6 приведены объёмные виды функций отклика, а на рис. 3.3, 3.5, 3.7 (по горизонтали дальность, по вертикали азимут) – яркостные изображения двумерных функций отклика с вырезанной полосой вдоль азимутальной оси, содержащей главный лепесток и зону тех боковых лепестков, уровни которых одинаковы при всех исследованных режимах.

Таблица 3.2 Интегральные характеристики БЛ ФО

порядок образующего полинома	количество периодически чередующихся последовательностей	количество строк в голограмме	Относительные интегральные УБЛ			
			ОИУ БЛх	ОИУ БЛr	ОИУ БЛrx	ОИУ БЛ
pn	pr	hei				
8	16	8192	-11.516	-16.097	-6.289	-4.814
9	48	512	-11.502	-20.036	-6.090	-4.858
10	60	1024	-11.475	-21.307	-6.143	-4.926
11	176	704	-11.486	-25.422	-6.054	-4.922
12	1	512	-11.465	-6.513	-16.316	-4.977
12	144	576	-11.486	-24.921	-6.055	-4.918
12	0	512	-11.488	-23.962	-6.080	-4.927
13	1	256	-11.469	-6.503	-16.307	-4.970
13	630	315	-11.487	-27.981	-6.034	-4.924
13	0	256	-11.488	-26.623	-6.043	-4.923

При периодическом чередовании полиномов (pn=8, pr=16 по таблице 3.2) наблюдаются регулярные периодические полосы БЛ, в которых

концентрируется значительная часть общей мощности БЛ (рис. 3.2, 3.3).

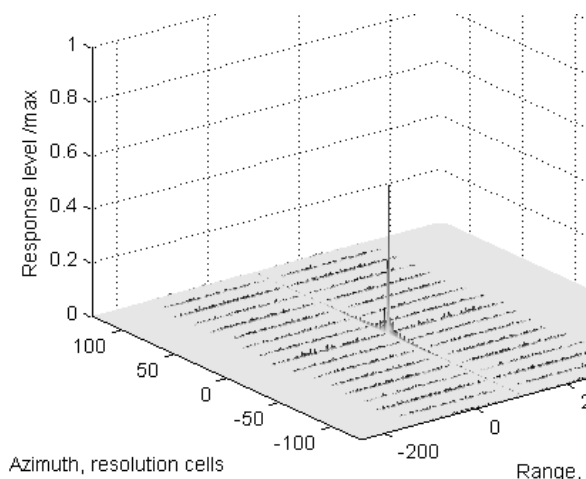


Рисунок 3.2. Функция отклика для случая периодического чередования полиномов

При $pr=1$ (все импульсы одинакового вида) любое сечение ФО, параллельное оси азимута, имеет такой же вид, как сечение, проходящее через ГЛ, с точностью до амплитудного коэффициента (рис. 3.4, 3.5).

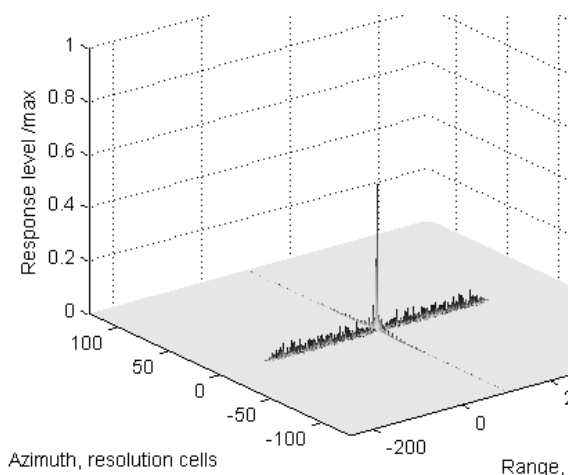


Рисунок 3.4. Функция отклика для случая без чередования полиномов

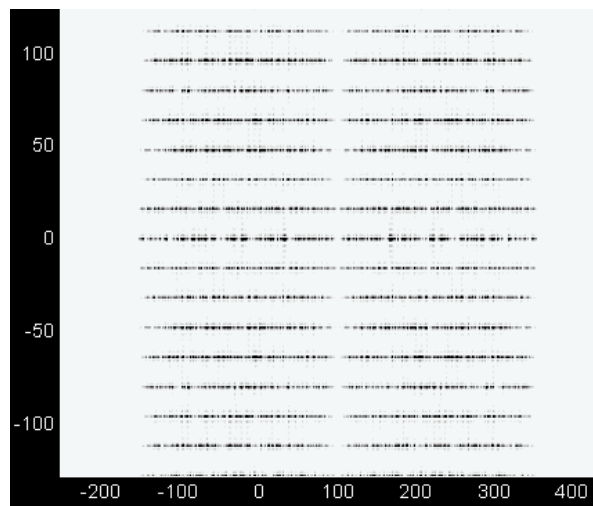


Рисунок 3.3. Боковые лепестки функции отклика для случая периодического чередования полиномов

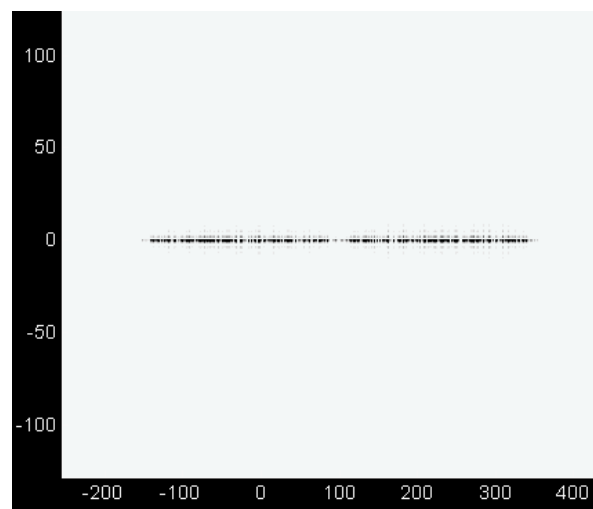


Рисунок 3.5. Боковые лепестки функции отклика для случая без чередования полиномов

Случай чередования полиномов в случайном порядке представляет интерес для исследования статистики распределения БЛ в диагональных секторах. На рис. 3.6, 3.7 приведены виды функции отклика и её боковых лепестков для чередования модулирующих полиномов по закону случайных

чисел при $pn=8$.

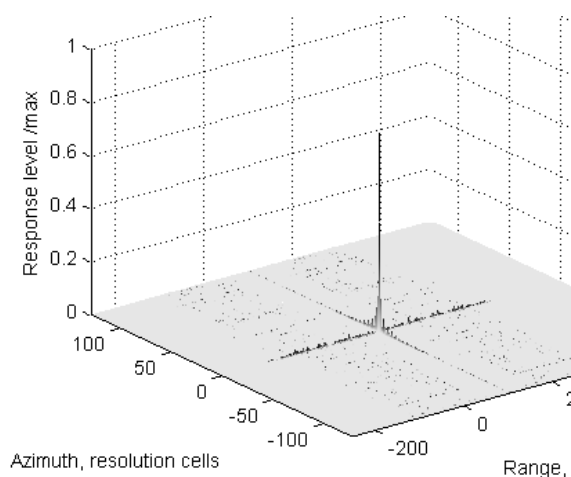


Рисунок 3.6. Функция отклика для случая чередования полиномов по закону случайных чисел

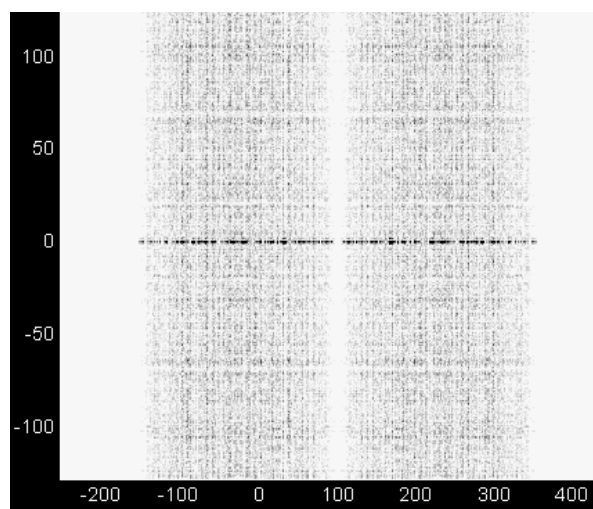


Рисунок 3.7. Боковые лепестки функции отклика для случая чередования полиномов по закону случайных чисел

На рисунках 3.8-3.11 представлены функции распределения амплитуды и мощности БЛ в этой части поля ФО (при $pn=8$, $hei=1024$, $vrb=2$, $ka=2$) и, для сравнения, такие же функции распределения отсчётов нормального шума равного СКО.

Полученные результаты были опубликованы [60, 80] и могут быть использованы для уточнения требований к набору режимов модуляции зондирующих сигналов в перспективном РТД, а впоследствии при выборе наиболее удобного режима в зависимости от поставленной задачи съёмки. Предлагаемая методика расчёта относительных уровней БЛ может быть использована в качестве одного из критериев оценки качества ФО при испытаниях аппаратуры РТД.

Следует отметить, что использование чередования М-последовательностей приводит к снижению уровней боковых лепестков в сечении двумерной ФО по дальности, а чередование М-последовательностей по закону случайных чисел приводит к более равномерному распределению боковых лепестков вне главных сечений.

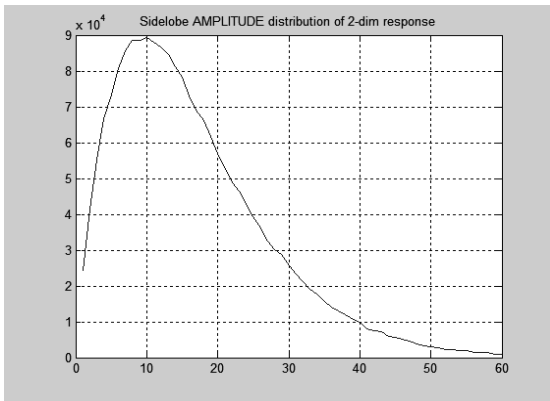


Рисунок 3.8. Функция распределения амплитуды боковых лепестков ФО

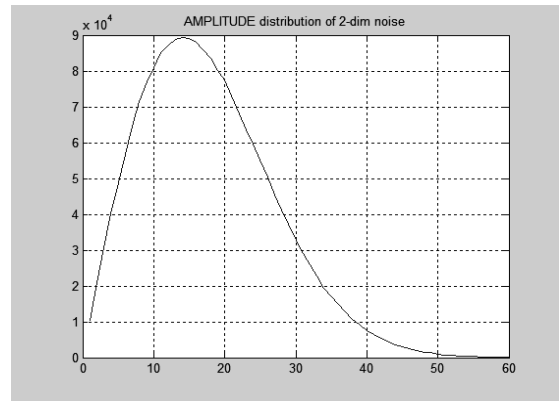


Рисунок 3.9. Функция распределения амплитуды Гауссовского шума



Рисунок 3.10. Функция распределения мощности боковых лепестков ФО

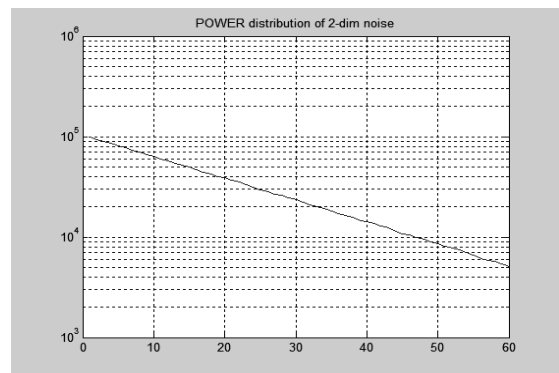


Рисунок 3.11. Функция распределения мощности Гауссовского шума

3.2.1 Влияние длины модулирующей М-последовательности на уровни боковых лепестков функции отклика

На рисунке 3.12 приведены графики сечений двумерной ФО по дальности, полученные при обработке моделей цифровых радиоголограмм и отражающие зависимость уровней боковых лепестков и их расположения от длины модулирующей М-последовательности [87].

Единица шкалы горизонтальной оси соответствует периоду отсчётов ЦРГ по дальности при частоте АЦП, вдвое превышающей ширину полосы частот сигнала. В увеличенном масштабе показана окрестность главного лепестка.

Увеличение длины М-последовательности приводит к снижению уровней максимальных боковых лепестков и их удалению от главного лепестка. В то же время вид главного лепестка от длины М-последовательности не зависит.

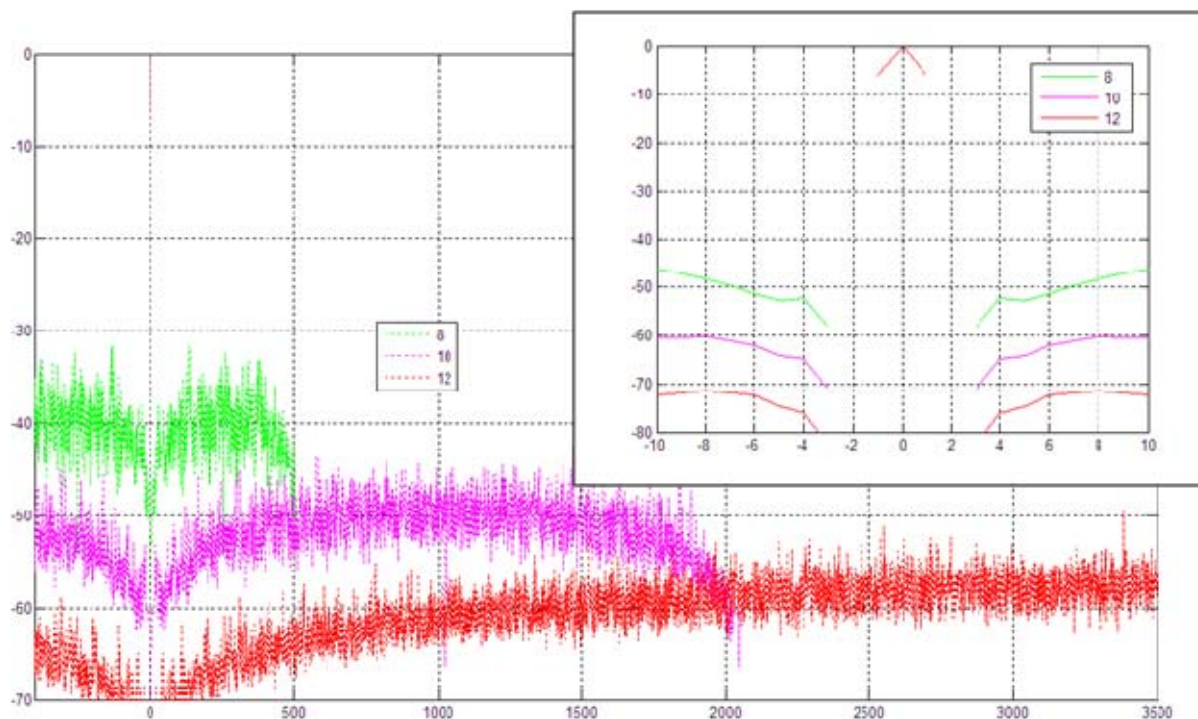


Рисунок 3.12. Сечения ФО по дальности при длинах образующего регистра М-последовательности 8, 10, 12 (результаты моделирования)

3.3 Влияния закона составления сложного комбинационного сигнала на базе М-последовательностей на уровни и распределение боковых лепестков функции отклика

В этом разделе представлены результаты исследований комбинационных сигналов, которые составлены из импульсов, промодулированных М-последовательностями восьмого порядка [81].

Программными средствами была построена цифровая модель сигнала, которая представляет собой матрицу комплексных чисел. В качестве модулирующей функции выбрана МП, соответствующая первому образующему полиному, однако в отличие от наиболее часто рассматриваемого варианта, где каждый импульс модулируется ею без каких-либо модификаций, был добавлен

циклический сдвиг на один элемент последовательности при каждой смене импульса. Таким образом, модель сигнала, представленная на рисунке 3.13, включает в себя 512 импульсов и содержит все возможные сдвиги выбранной последовательности.



Рисунок 3.13. Модель сигнала. М-последовательность №1, длина 255, линейный циклический сдвиг

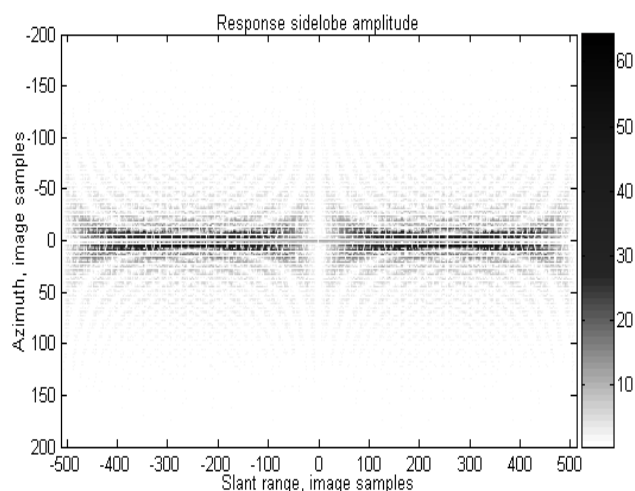


Рисунок 3.14. БЛ функции отклика (амплитуда) для сигнала с линейным циклическим сдвигом одной МП

Распределение боковых лепестков в координатах наклонная дальность-азимут при использовании сложного сигнала с линейным циклическим сдвигом представлено на рисунке 3.14. Столбец с главным максимумом, а также два соседних заменены на нулевые для облегчения визуального анализа распределения боковых лепестков. Переход от отчетов по дальности (горизонтальная ось) к метрам может быть произведен по формуле

$$r_j = r_0 + j \cdot \frac{c}{2F_s},$$

где F_s – частота дискретизации АЦП. Тогда при $F_s=300$ МГц на изображении один отчет по дальности будет равен 0,5 м.

Проекции амплитуд боковых лепестков, представленные на рисунках 3.15 и 3.16, позволяют визуально оценить их уровень в децибелах. При вычислении значений уровней боковых лепестков используется следующая формула:

$$z=20\lg(|J|/|J_{\max}|),$$

где J – комплексное значение отсчёта РФИ.

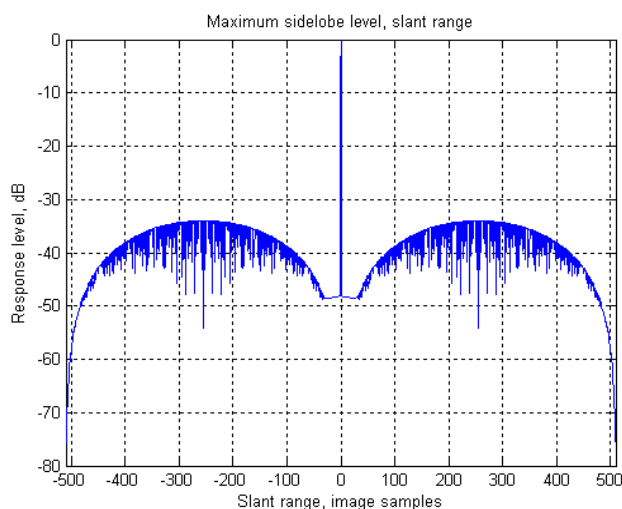


Рисунок 3.15. Проекция амплитуды БЛ на плоскость дальность-уровень для сложного сигнала с циклическим сдвигом одной МП

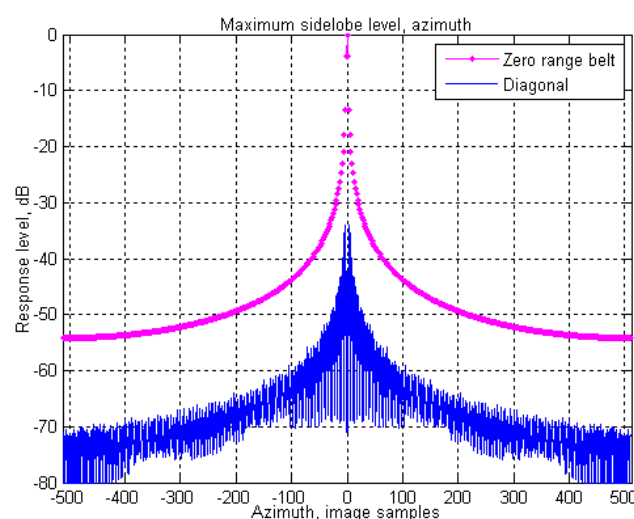


Рисунок 3.16. Проекция амплитуды БЛ на плоскость азимут-уровень для сложного сигнала с циклическим сдвигом одной МП

Таким образом, сложный сигнал, составленный из 512 импульсов, модулированных одной М-последовательностью (255 элементов) с линейным циклическим сдвигом, обеспечивает значение максимального бокового лепестка минус 34 дБ без учета главного сечения (представлено розовым графиком на рисунке 3.16), в то время как этот же параметр при случайном чередовании модулирующих М-последовательностей той же длины на 3 дБ выше. Однако распределение боковых лепестков по плоскости изображения неравномерно, что может вносить дополнительные искажения.

Модель сложного сигнала, построенного на базе одной М-последовательности с циклическим сдвигом на случайную величину, представлена на рисунке 3.17, где строка соответствует импульсу, промодулированному МП, сдвинутой на соответствующее случайное число. Выбор значения сдвига осуществлялся с помощью функции, обладающей равномерным распределением на интервале длины последовательности.

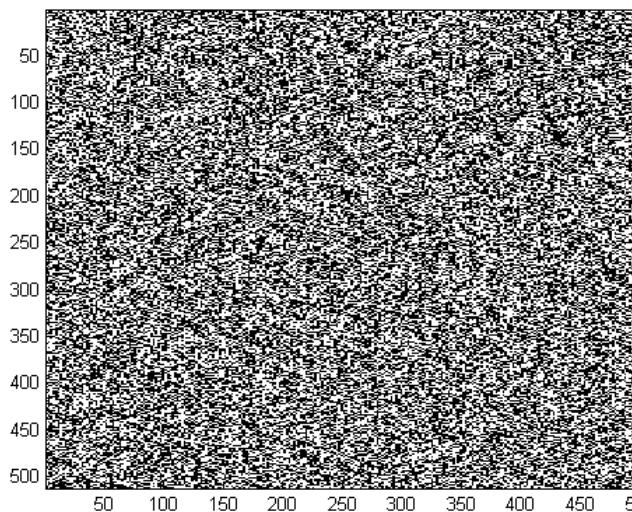


Рисунок 3.17. Модель сигнала.
М-последовательность № 1, длина
255, случайный циклический сдвиг

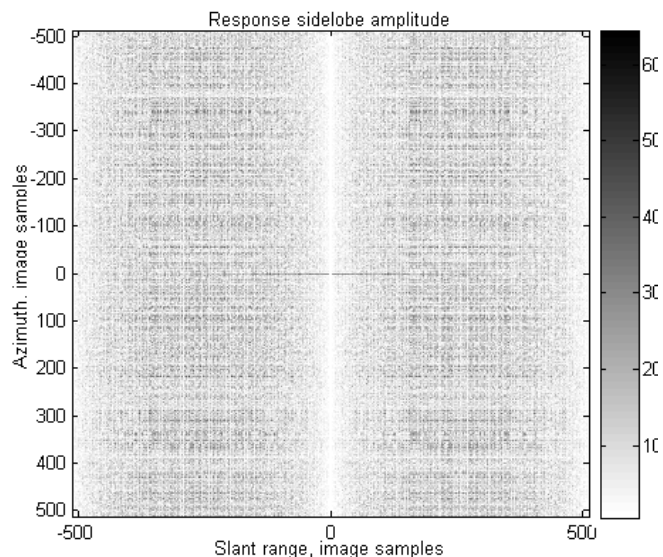


Рисунок 3.18. БЛ функции отклика
(амплитуда) для сигнала со случайным
циклическим сдвигом одной МП

Распределение боковых лепестков, получаемое при построении сигнала таким образом, представлено на рисунке 3.18. Можно отметить, что оно более равномерно, чем в случае циклического линейного сдвига (рис.3.14). Значения центрального столбца также заменены на нулевые.

Проекции боковых лепестков, полученных для сложного сигнала на базе случайного циклического сдвига одной М-последовательности, на плоскости дальность-уровень и азимут-уровень представлены на рисунках 3.19 и 3.20. В то время как применение линейного циклического сдвига МП обеспечивает уровень максимального БЛ, равный минус 34 дБ, случайный сдвиг позволяет снизить значение этого параметра до минус 45 дБ, при этом в качестве дополнительного преимущества можно отметить равномерность распределения боковых лепестков по изображению.

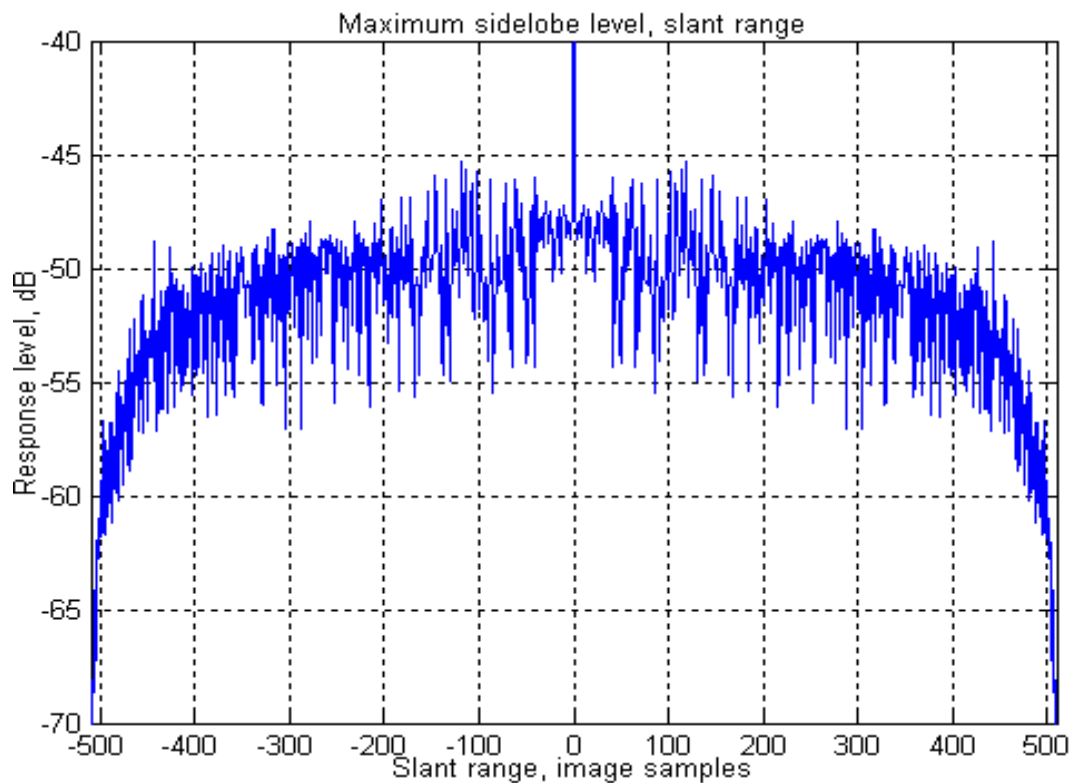


Рисунок 3.19. Проекция амплитуды БЛ на плоскость дальность-уровень для сложного сигнала со случайным циклическим сдвигом одной МП

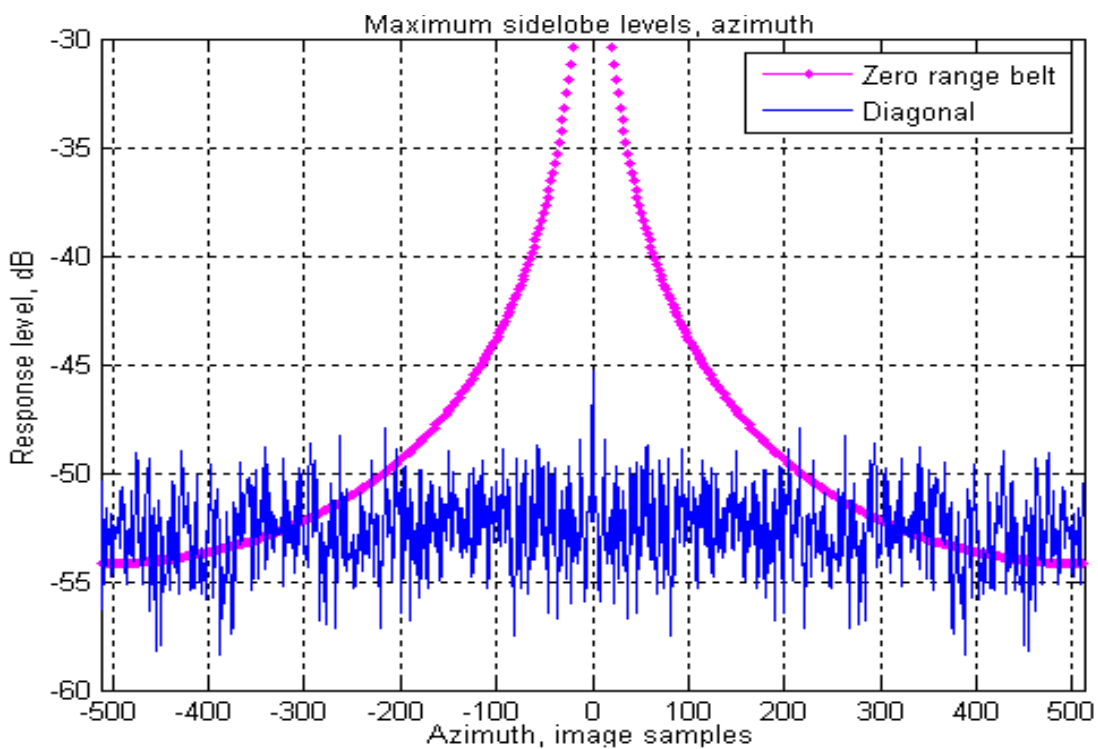


Рисунок 3.20. Проекция амплитуды БЛ на плоскость азимут-уровень для сложного сигнала со случайным циклическим сдвигом одной МП

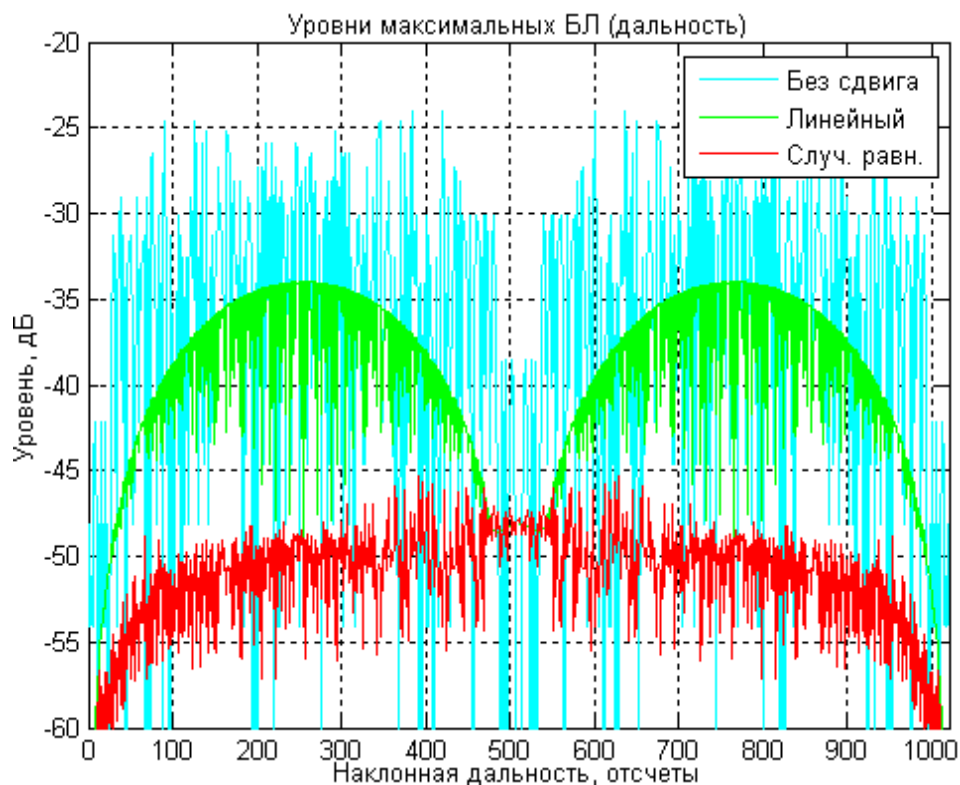


Рисунок 3.21. Проекция БЛ на плоскость азимут-уровень для трёх видов сложных сигналов

С целью упрощения визуального сравнения уровня БЛ трёх видов сложных сигналов, описанных выше, проекции боковых лепестков были построены на одном графике (рис.3.21).

3.3.1 Моделирование сложных сигналов на базе M-последовательностей различной длины для оценки уровней боковых лепестков

Из теории известно, что уровень боковых лепестков АКФ обратно пропорционален корню из длины M-последовательности. Для исследования влияния длины последовательностей на уровень боковых лепестков функции отклика сложного сигнала были построены модели с линейным и случайным циклическим сдвигом M-последовательностей различной длины. Проекции ФО для различных длин последовательностей наложены на один график и главный максимум обрезан по уровню минус 20 дБ для удобства рассмотрения боковых лепестков (рис.3.22, 3.23).

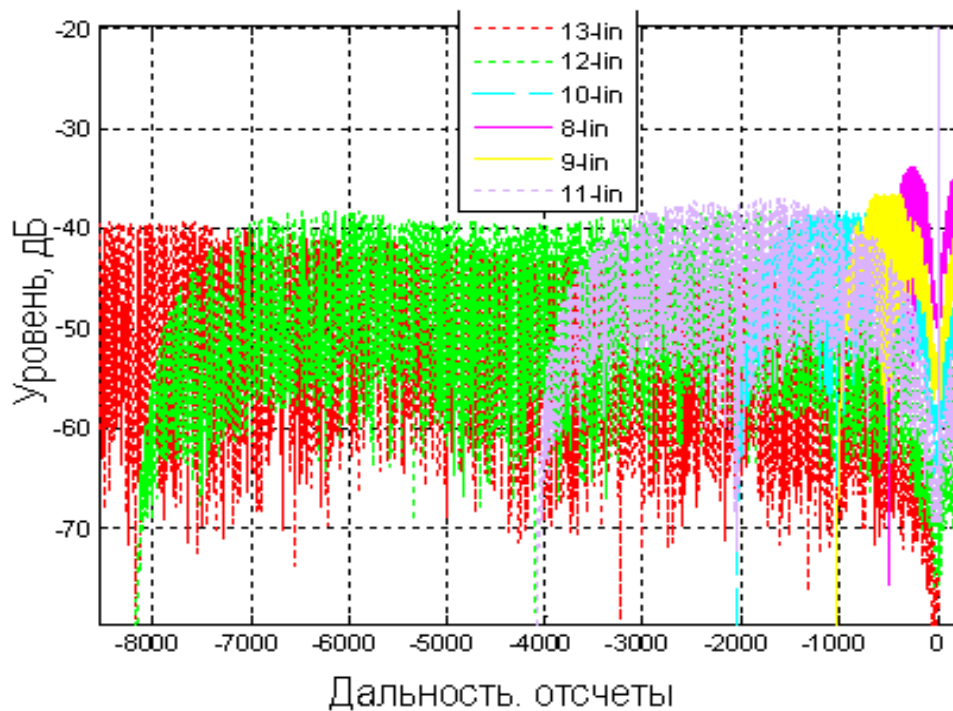


Рисунок 3.22. Проекция функций отклика сложных сигналов с линейным сдвигом M -последовательностей различных порядков

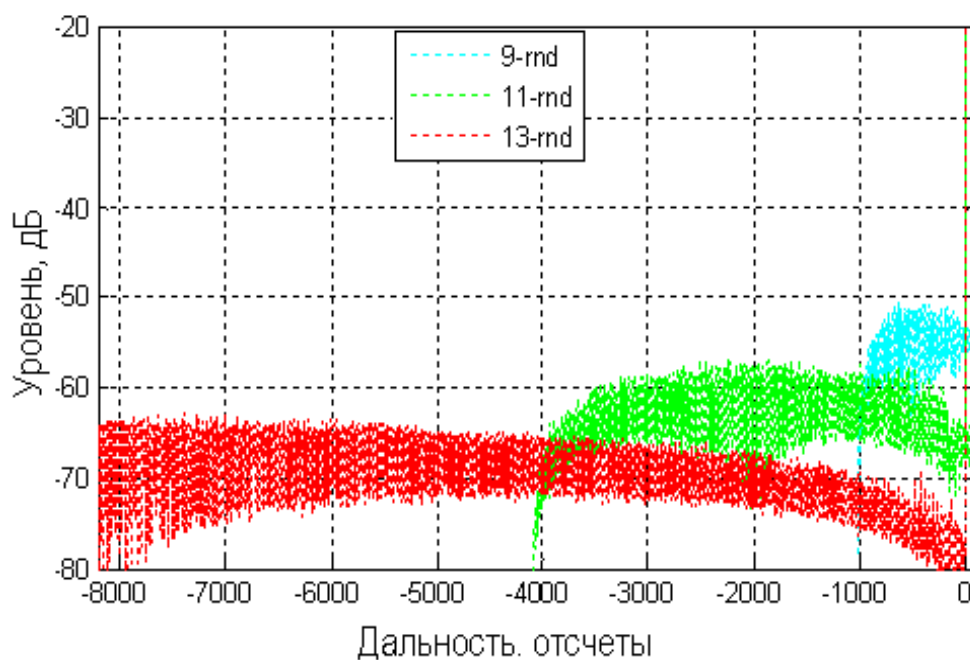


Рисунок 3.23. Проекция функций отклика сложных сигналов со случайным циклическим сдвигом M -последовательностей различных порядков

Уровень боковых лепестков функций отклика сигналов с линейным циклическим сдвигом снижается с отметки минус 34 дБ до минус 39 дБ при

увеличении длины последовательности от 255 до 1023, однако дальнейшее повышение порядка замедляет скорость снижения данного параметра. Применение случайного сдвига последовательностей позволяет снижать уровень максимального бокового лепестка при увеличении длины последовательности.

Численные результаты моделирования представлены в таблице 3.3.

Таблица 3.3. Влияние вида циклического сдвига и длины М-последовательности на уровни БЛ функции отклика

Длина последовательности	255	511	1023	2047	4095	8191
Вид сдвига	Отсутствует					
Интегральный УБЛ, дБ	-5.1	-5.2	-5.2	-5.2	-5.3	-5.2
Максимальный УБЛ, дБ	-33.8	-36.6	-38.2	-36.9	-38.1	-39.2
Вид сдвига	Линейный					
Интегральный УБЛ, дБ	-5.1	-5.2	-5.2	-5.2	-5.3	-5.2
Максимальный УБЛ, дБ	-33.8	-36.6	-38.2	-36.9	-38.1	-39.2
Вид сдвига	Случайный					
Интегральный УБЛ, дБ	-5.1	-5.2	-5.1	-5.2	-5.2	-5.2
Максимальный УБЛ, дБ	-45.1	-50.3	-53.8	-56.6	-59.0	-62.6

Отсюда можно сделать вывод, что увеличение длины последовательности совместно с применением линейного сдвига позволяет существенно снижать уровень максимального бокового лепестка функции отклика в тех случаях, когда количества импульсов в сигнале достаточно для реализации всех возможных сдвигов последовательности. Случайный сдвиг модулирующей М-последовательности позволяет достигать меньшего значения уровня максимального бокового лепестка, чем линейный при той же длине импульса (минус 45 дБ и минус 34 дБ при длине последовательности 255) и не зависит от количества импульсов в сигнале, а также обеспечивает более равномерное распределение боковых лепестков по плоскости изображения.

3.4 Совмещение различных законов чередования и сдвига М-последовательностей при модуляции сложного сигнала

3.4.1 Периодическое чередование и линейный циклический сдвиг М-последовательностей

Модель сигнала, представленная на рисунке 3.24, была сформирована таким образом, что совмещала в себе периодическое чередование и линейный циклический сдвиг. При этом величина сдвига была выбрана таким образом, чтобы последовательность в сигнале проходила все возможные сдвиги и возвращалась в исходное положение. Первый зондирующий импульс модулировался М-последовательностью, соответствующей первому образующему полиному, второй импульс – второй М-последовательностью, циклически сдвинутой на 8 элементов, третий импульс – третьей М-последовательностью, циклически сдвинутой на 16 элементов и т.д. до 10 импульса. Одиннадцатый импульс повторял первый, но циклически сдвинутый на 80 элементов. Таким образом, зондирующий сигнал промодулирован 10 периодически повторяющимися МП, но каждая i -ая строка (импульс) циклически сдвигалась на $8i$ элементов.

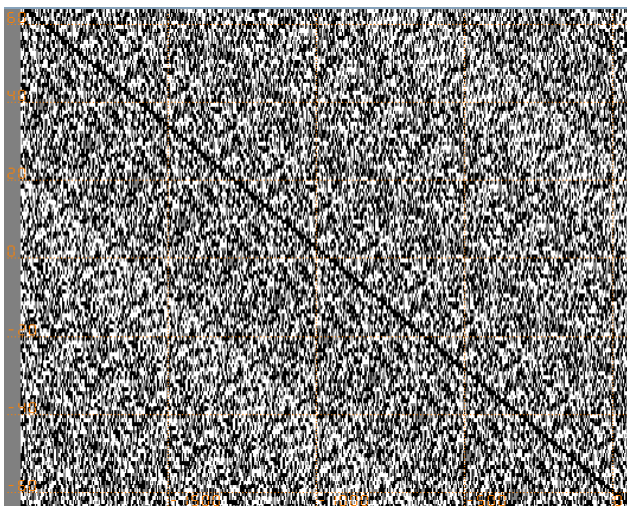


Рисунок 3.24. Модель сигнала с периодическим чередованием и линейным циклическим сдвигом МП

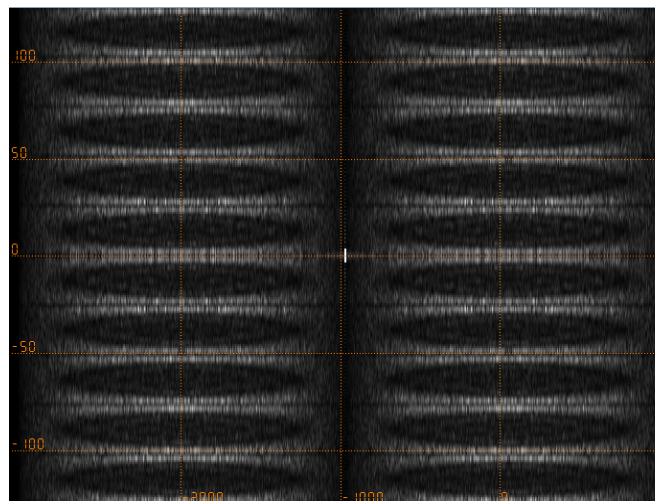


Рисунок 3.25. Функция отклика сигнала с периодическим чередованием и линейным циклическим сдвигом МП

Распределение боковых лепестков имеет периодический характер и вносит искажение в изображение одиночного точечного объекта (рис. 3.25). Также по виду функции отклика можно заметить, что в главном сечении по дальности происходит снижение боковых лепестков (на 2 дБ), что наблюдалось и при линейном циклическом сдвиге одной М-последовательности. Максимальный уровень бокового лепестка ниже, чем при периодическом чередовании, и составляет минус 42,5 дБ, а в главном сечении по дальности – минус 44,7 дБ.

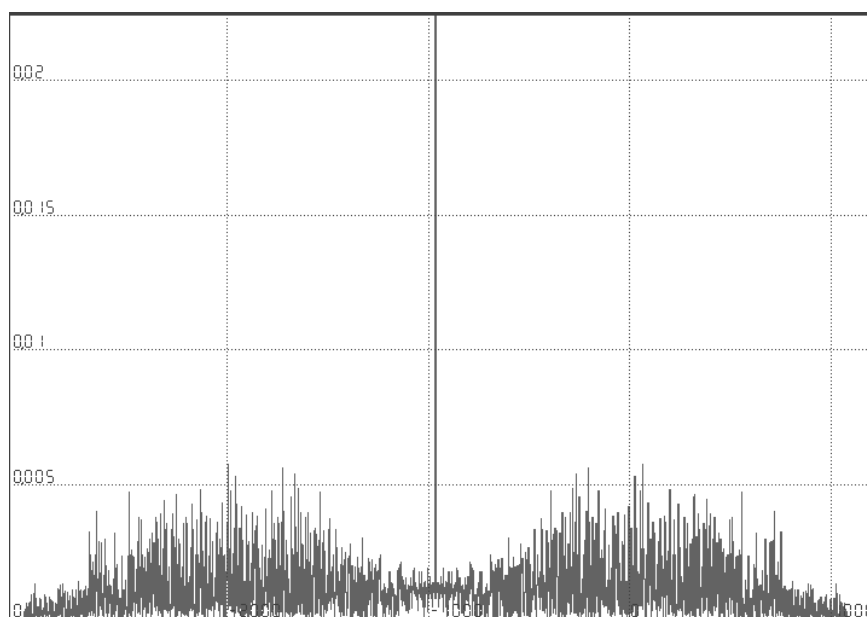


Рисунок 3.26. Главное сечение по дальности двумерной функции сигнала с периодическим чередованием и линейным циклическим сдвигом М-последовательностей (логарифмический масштаб)

3.4.2 Периодическое чередование и случайный сдвиг М-последовательностей

Модель сигнала представлена на рисунке 3.27. При формировании этой модели, как и в предыдущем случае, сохранялся периодический закон чередования модулирующих М-последовательностей с периодом, равным 10, но величина сдвига для каждого импульса определялась по закону случайных

чисел. При этом функция, задающая величину сдвига, обладала равной плотностью вероятности на всей длине последовательности.

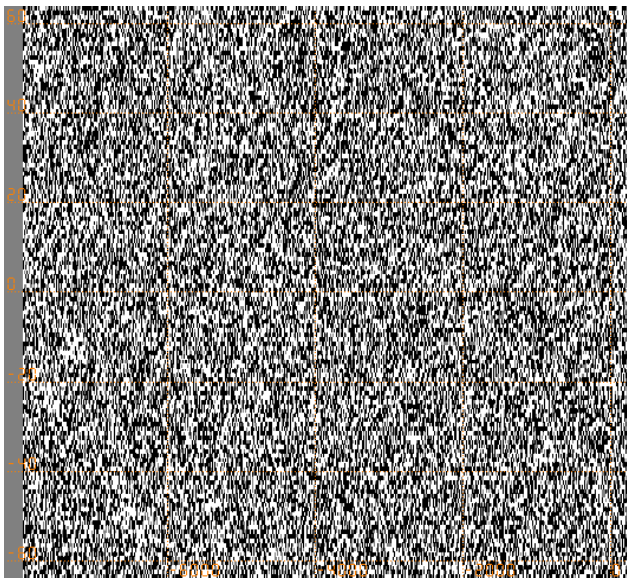


Рисунок 3.27. Модель сигнала с периодическим чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

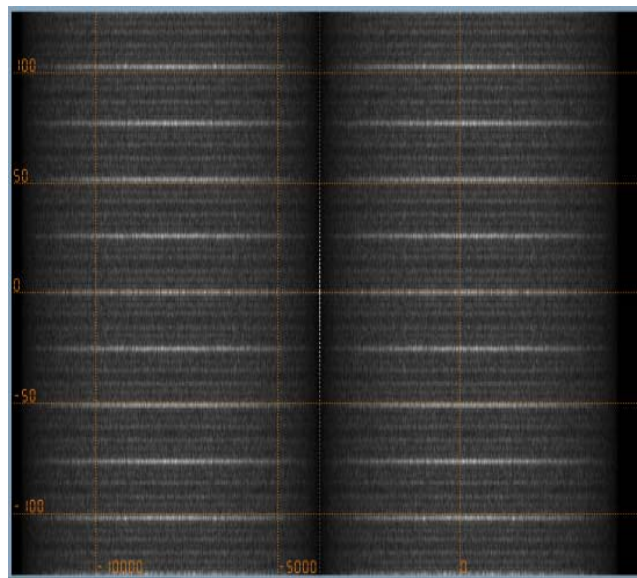


Рисунок 3.28. Функция отклика сигнала с периодическим чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

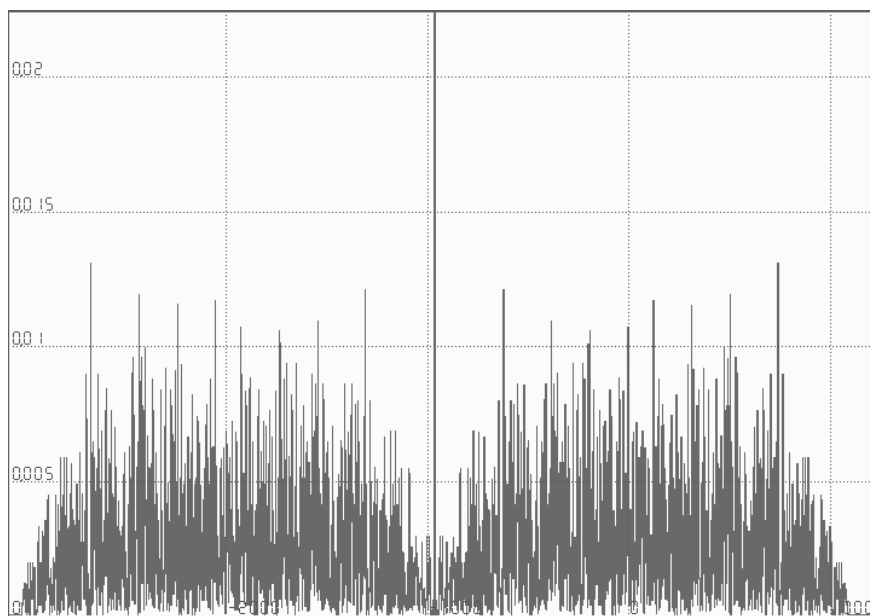


Рисунок 3.29. Главное сечение по дальности двумерной функции сигнала с периодическим чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей (логарифмический масштаб)

Уровень боковых лепестков в главном сечении ФО по дальности минус 37,7 дБ. На двумерной функции отклика БЛ сконцентрированы в периодических полосах разных дальностей, что ухудшает качество РФИ. Максимальный уровень бокового лепестка составляет минус 37,7 дБ. Ширина главного максимума по уровню минус 3 дБ составляет 2,6 отсчета по азимуту и 1.4 отсчета по дальности. Пространственное разрешение по дальности – 0,54 м.

3.4.3 Исследование совмещения случайного чередования и линейного сдвига М-последовательностей

При формировании цифровой модели сигнала, представленной на рисунке 3.30, каждый i -ый импульс модулировался случайно выбранной М-последовательностью, циклически сдвинутой на $8i$ элементов.

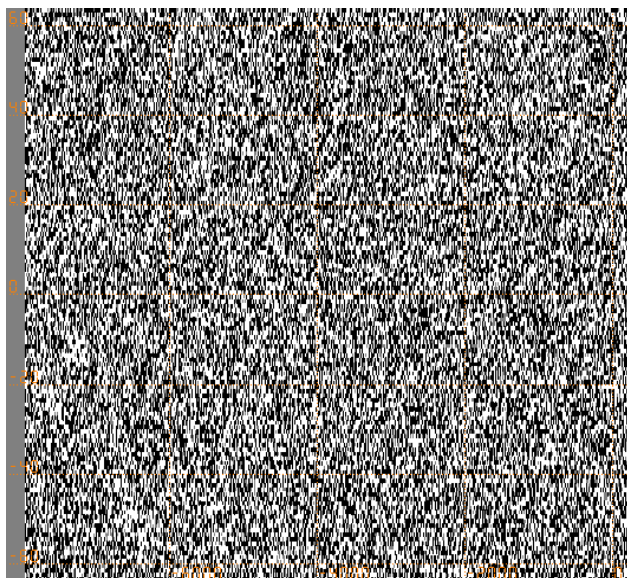


Рисунок 3.30. Модель сигнала со случайным чередованием и линейным циклическим сдвигом М-последовательностей

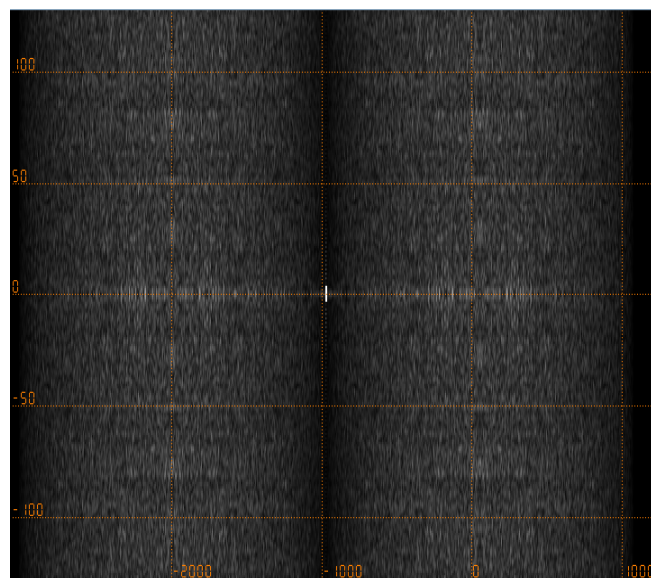


Рисунок 3.31. Функция отклика сигнала со случайным чередованием и линейным циклическим сдвигом М-последовательностей

Распределение боковых лепестков по плоскости изображения более равномерное, чем в предыдущих случаях (рисунок 3.31). Протяжённые ложные объекты отсутствуют. Уровень максимальных боковых лепестков двумерной функции отклика составляет минус 42,6 дБ. Ширина главного максимума по

уровню минус 3 дБ составляет 2,6 отсчета по азимуту и 1,4 отсчета по дальности. Пространственное разрешение по дальности – 0,54 м.

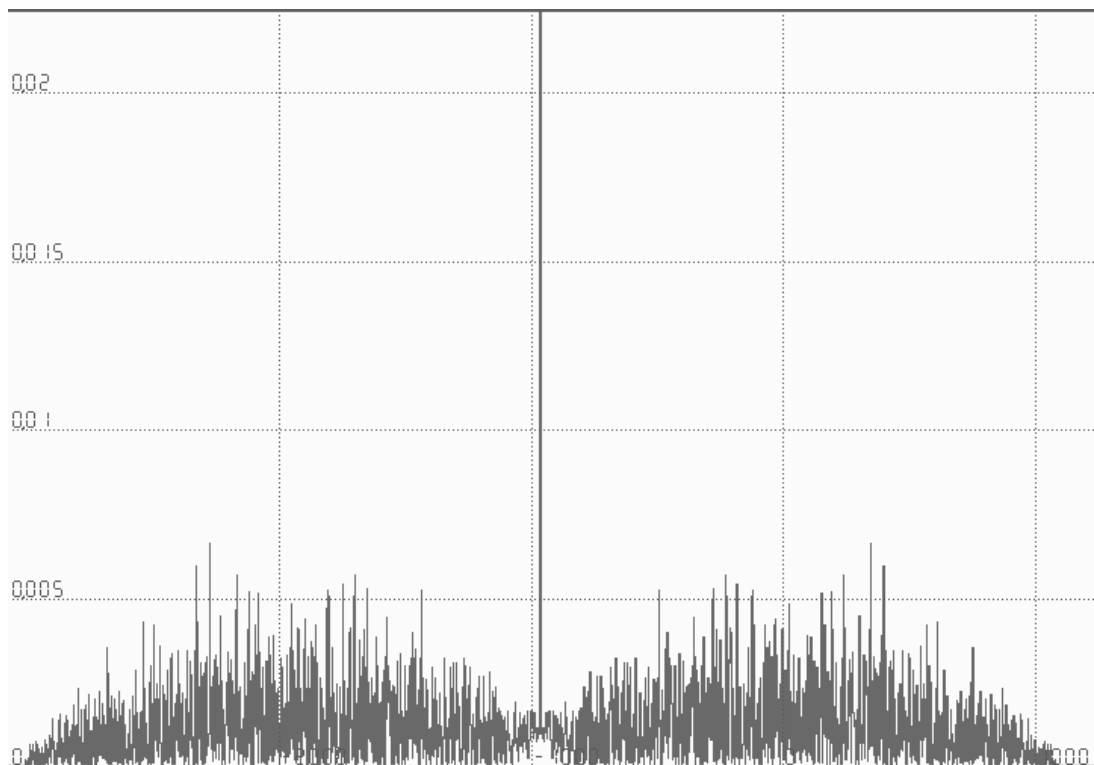


Рисунок 3.32. Главное сечение по дальности двумерной функции сигнала со случайным чередованием и линейным циклическим сдвигом М-последовательностей

3.4.4 Совмещение случайного чередования и случайного сдвига М-последовательностей

Цифровая модель сигнала со случайным чередованием и случайным циклическим сдвигом модулирующих последовательностей (рис.3.33) была сформирована следующим образом: каждый импульс модулировался случайной М-последовательностью (одной длины), циклически сдвинутой на случайное число элементов. Случайный выбор М-последовательности и её сдвиг осуществлялся в Matlab с помощью функции `rand`, которая соответствует равномерному закону распределения.

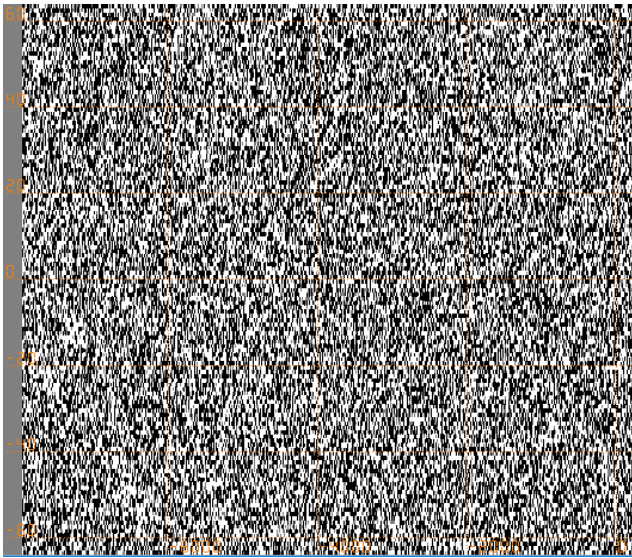


Рисунок 3.33. Модель сигнала со случайным чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

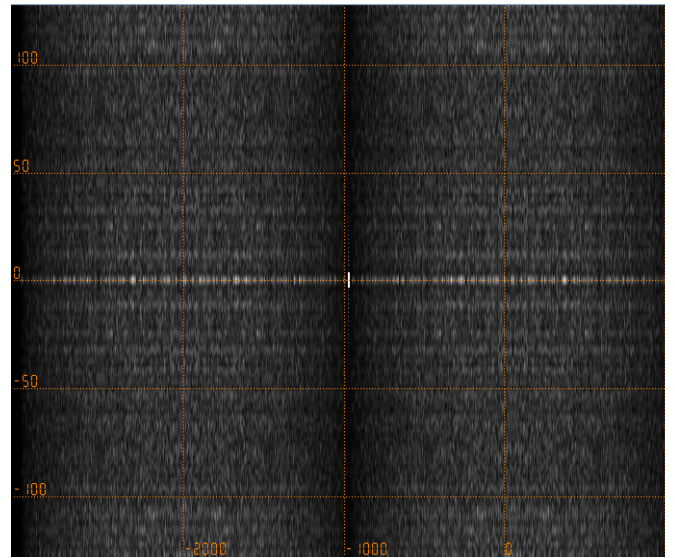


Рисунок 3.34. Функция отклика сигнала со случайным чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

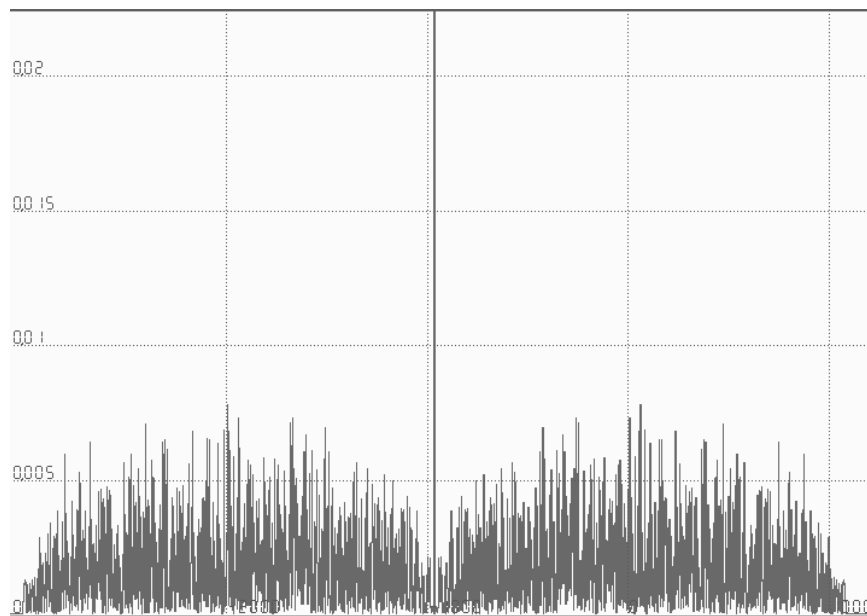


Рисунок 3.35. Главное сечение по дальности двумерной функции сигнала со случайным чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

Максимальные боковые лепестки находятся в главном сечении двумерной функции отклика по дальности (рис. 3.34, 3.35) и имеют уровень минус 42,1 дБ, что на 0,5 дБ выше, чем в предыдущем случае. Как было показано выше, линейный сдвиг М-последовательностей способствует снижению уровня

боковых лепестков в главном сечении. По остальной плоскости двумерной функции отклика БЛ равномерно распределены (рис. 3.34). Ширина главного максимума по уровню минус 3 дБ составляет 2,6 отсчета по азимуту и 1,4 отсчета по дальности. Пространственное разрешение по дальности – 0,54 м.

3.5 Исследование случайного чередования последовательностей Лежандра

В отличие от М-последовательностей, может существовать не более одной последовательности Лежандра заданной длины; однако значений длин, для которых возможно их построение, значительно больше. Так, на отрезке от 967 до 1091 существует 11 последовательностей Лежандра (их длины 967, 971, 983, 991, 1019, 1031, 1039, 1051, 1063, 1087, 1091), что делает возможным применение в РТД нескольких соседних по длине последовательностей, дополненных нулями, для модуляции импульсов.

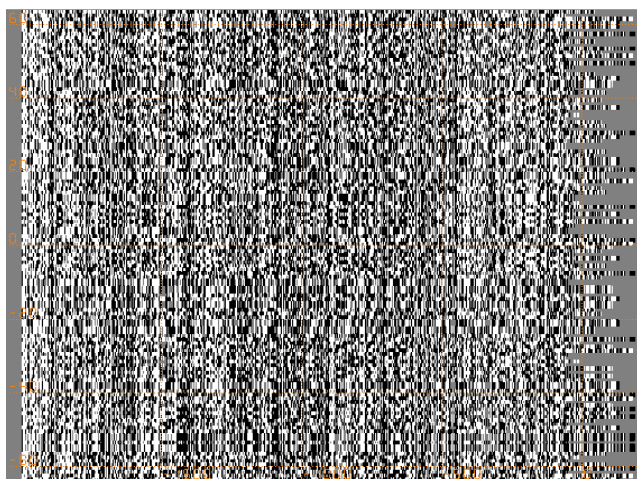


Рисунок 3.36. Модель сигнала со случайным чередованием последовательностей Лежандра

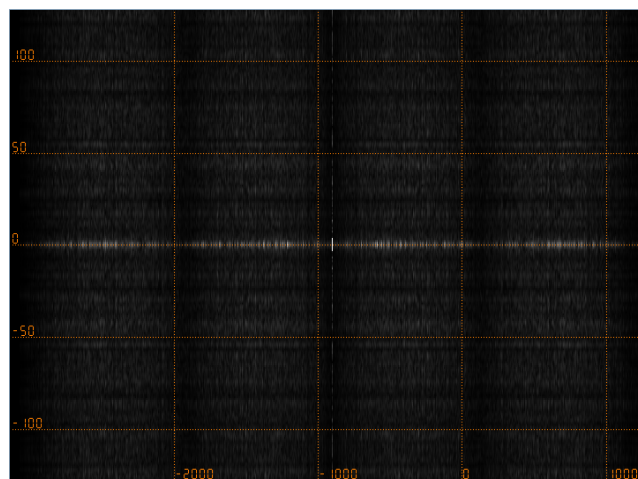


Рисунок 3.37. Функция отклика сигнала со случайным чередованием последовательностей Лежандра

Построенная цифровая модель сложного сигнала на базе последовательностей Лежандра представлена на рисунке 3.36. При создании данной модели каждый импульс из 128 модулировался одной из 11 последовательностей Лежандра, выбранной случайным образом, сдвинутой

на четверть периода. Значение сдвига обусловлено тем, что у последовательностей Лежандра существует оптимальный сдвиг, который приводит к снижению интегрального уровня БЛ.

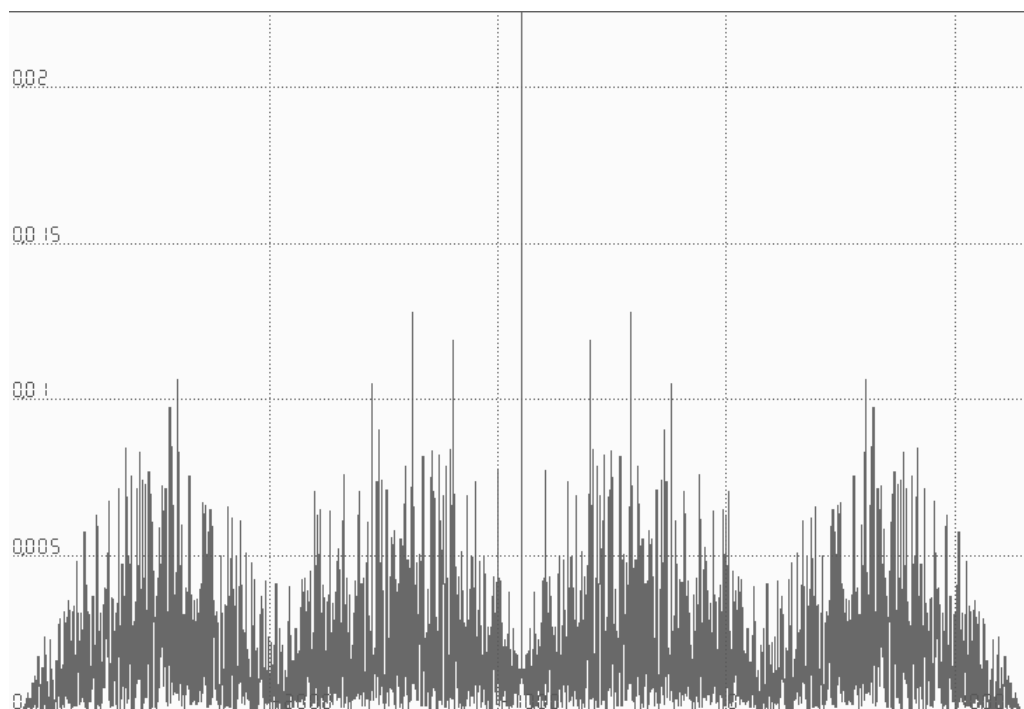


Рисунок 3.38. Главное сечение по дальности двумерной функции сигнала со случайным чередованием и случайным циклическим сдвигом М-последовательностей

На двумерной функции отклика максимальные боковые лепестки расположены в главном сечении по дальности (рис.3.37, 3.38). По остальной плоскости изображения БЛ распределены равномерно и не порождают ложных откликов. Максимальный и интегральный уровень БЛ составляет минус 37,8 дБ и минус 8,3 дБ соответственно. Ширина главного максимума составляет по уровню минус 3 дБ составляет 2,6 отсчета по азимуту и 1,44 отсчета по дальности. Пространственное разрешение по дальности – 0,54 м.

3.6 Сравнение результатов моделирования

Для сравнения результаты, полученные в ходе исследований различных способов составления сложных сигналов на базе М-последовательностей и

последовательностей Лежандра, представлены в таблице 3.4. Сортировка произведена по целесообразности применения сигнала данного вида в космических РТД, предназначенных для решения задач обнаружения.

Таблица 3.4 – Результаты моделирования

Вид сложного сигнала	Параметры			
	Распределение боковых лепестков	УБЛ в главном сечении ФО, дБ	Максимальный УБЛ, дБ	Интегральный УБЛ, дБ
Случайное чередование и линейный сдвиг	Равномерное	-43,9	-42,6	-6,1
Случайное чередование и случайный сдвиг	Равномерное	-42,0	-42,0	-6,0
Периодическое чередование, линейный сдвиг	Периодические полосы	-44,7	-42,5	-6,0
Случайное чередование	Максимальные БЛ в главном сечении	-40,7	-40,6	-6,1
Линейный сдвиг одной последовательности	Локализованы вблизи главного сечения	-41,0	-39,3	-6,0
Случайное чередование последовательностей Лежандра	Максимальные БЛ в главном сечении азимута и дальности	-37,7	-37,9	-8,3
Периодическое чередование и случайный сдвиг	Периодические полосы	-37,7	-37,7	-6,1
Периодическое чередование без сдвига	Периодическое полосы	-36,5	-36,3	-6,0
Без чередования	Локализованы в главном сечении	-28,4	-28,4	-6,0

Таким образом, из приведенного исследования сложных сигналов с модуляцией импульсов М-последовательностями и последовательностями Лежандра можно заключить следующее.

Изменение структуры сложного сигнала, построенного на базе М-последовательностей, влияет на распределение и уровень максимального бокового лепестка, однако их суммарная мощность (интегральный уровень) почти не изменяется.

Наименьшее значение уровня максимального БЛ при наиболее равномерном распределении боковых лепестков функции отклика обеспечивает совмещение случайного чередования и линейного сдвига М-последовательностей.

По интегральному уровню боковых лепестков двумерной функции отклика преимущество у последовательностей Лежандра с учётом оптимального сдвига.

3.7 Модуляция сложного сигнала стохастическими функциями

Модуляция кодовыми последовательностями является одним из способов расширения спектра сигнала и придания ему свойств шумоподобного. Исследование зависимости свойств ФО от закона чередования последовательностей и их циклического сдвига при формировании двумерного сигнала показало, что значительного снижения уровней боковых лепестков можно добиться при использовании закона случайных чисел для управления одним или обоими этими параметрами. Эти результаты, а также публикации о результатах проектирования шумового радиолокатора [120] стали основанием для исследования характеристик РТД при замене регулярных модулирующих функций шумоподобными (стохастическими), сформированными с использованием современных цифровых средств. При этом предполагалось, что функции, используемые для модуляции импульсов сложного сигнала, будут формироваться цифровым генератором случайных чисел и включаться в

заголовок радиоголограммы для формирования опорных функций сжатия по дальности. По этому принципу построена имитационная модель в виде пакета программ в среде Matlab, с помощью которой проведены исследования.

3.7.1 Виды модуляции шумоподобных сигналов

При моделировании были исследованы примеры двух видов дискретной модуляции радиосигналов, используемых в современных системах связи: фазовой и квадратурной. В обоих случаях представляла интерес зависимость характеристик боковых лепестков функции отклика от разрядности кода.

Фазоманипулированный m -позиционный сигнал формировался в виде комплексной огибающей, задаваемой вектором из произвольного числа K отсчётов:

$$\dot{a}_k = \exp\left\{j \cdot 2\pi \cdot \frac{l_k}{m}\right\}, k = 1 \dots K,$$

где номера позиций модуляции $l_k \in \{1 \dots m\}$ задаются в виде последовательности случайных целых чисел с равномерным распределением. Исследовались случаи $m=2, 3, 4, 8$.

Сигнал с m^2 -позиционной квадратурной модуляцией задавался комплексной огибающей в виде:

$$\dot{a}_k = I_k + j \cdot Q_k,$$

где центрированные значения квадратур отсчётов заданы по закону $I_k = X_k - \frac{m+1}{2}$, $X_k \in \{1 \dots m\}$ – последовательность случайных целых чисел с равномерным распределением.

Для сравнения построены матрицы зондирующих сигналов с разными видами модуляции, но с одинаковой базой и одинаковой длиной сеанса. В работе приведены результаты для 1024 импульсов, представленных 2048 отсчётами для шумоподобных сигналов и 2046 для M -последовательностей 10 порядка, 2 отсчёта на элемент (рис.3.29).

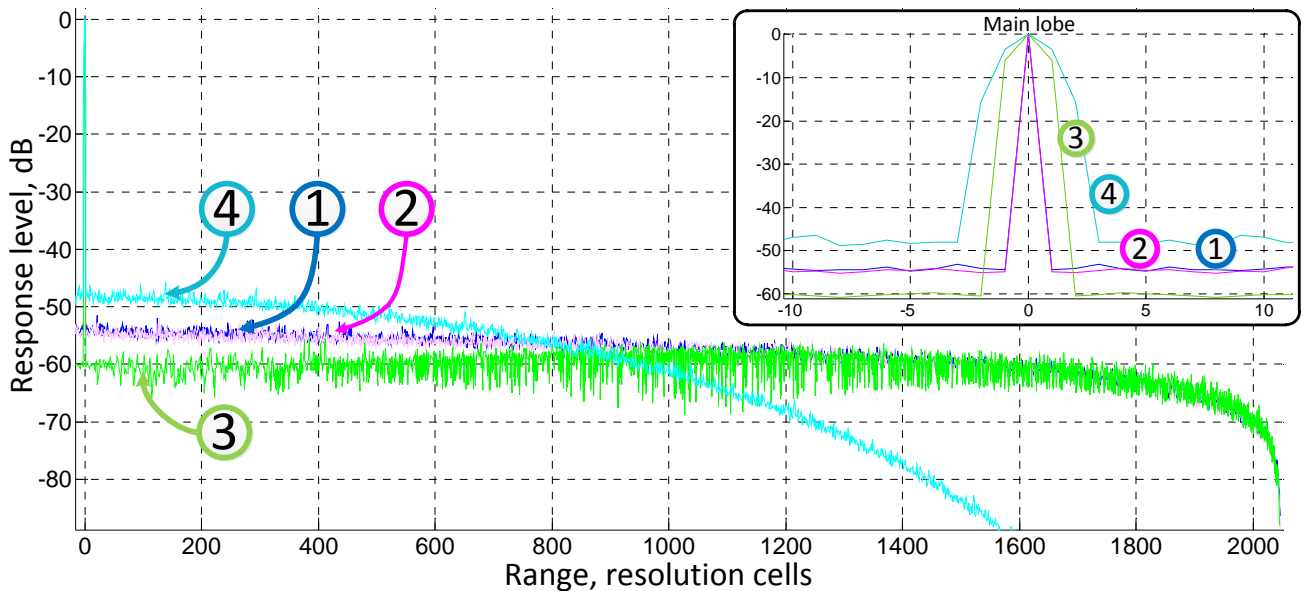


Рис. 3.39. Проекция двумерных функций отклика на плоскость дальность-уровень (график 1 соответствует квадратурной модуляции сигнала по закону случайных чисел ($m=16$), 2 — фазовая модуляция по закону случайных чисел ($m=8$), 3 — фазовая модуляция М-последовательностью 10 порядка, 4 — фазовая модуляция по закону случайных чисел ($m=8$) с наложением окна Ханна)

На базе случайных функций промоделированы шумоподобные сигналы с m -позиционной фазовой и m^2 -позиционной квадратурной модуляцией. В ходе исследования было установлено, что способ формирования такого сигнала и значения m не влияют на вид функции отклика, в том числе на распределение и уровни её боковых лепестков. Сравнение характеристик функций отклика при использовании таких модулирующих сигналов и сигналов, модулированных ансамблями М-последовательностей, а также подробно исследованных характеристик функции отклика ЛЧМ-сигнала показало, что регулярные функции могут обеспечить более низкий интегральный и относительный уровень боковых лепестков.

Результаты анализа моделей приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5. Показатели качества радиофизического изображения в зависимости от вида модуляции сложного сигнала

	m-позиционная фазовая модуляция				m ² -позиционная квадратурная модуляция			ФКМ, МП 1023	ЛЧМ
	m=2	m=4	m=8	m=8	m=2	m=4	m=16		
Максимальный уровень БЛ, дБ	-51,9	-52,6	-52,2	-45,7*	-51,9	-51,4	-51,3	-55,5	-7,5/ -10,2**
Интегральный уровень БЛ, дБ	-2,6	-2,6	-2,6	-2,6*	-2,62	-2,62	-2,62	-4,9	-13,6/ -42,3**
Примечание: * с окном Ханна ** с окном Хэмминга									

Проведенное исследование показало, что при модуляции сложного сигнала стохастическими функциями получаемая двумерная функция отклика РТД имеет низкий уровень максимальных БЛ, сравнимый с достигаемым при использовании сложных сигналов на базе M-последовательностей.

Выводы по главе

1. Широко представлены результаты исследования функции отклика методом математического моделирования.

2. Исследовано влияние правил составления сложных сигналов на уровни и распределение боковых лепестков двумерной функции отклика, которые определяют такие параметры качества радиофизического изображения, как динамический диапазон, а также яркость и распределение ложных откликов.

3. При модуляции сложного сигнала стохастическими функциями и последовательностями Лежандра максимальный уровень боковых лепестков двумерной функции отклика РТД сравним с получаемым при комбинировании модулирующих МП, однако с учетом циклического сдвига последовательности Лежандра обеспечивают меньшее значение интегрального уровня боковых лепестков.

4. Боковые лепестки функции отклика для шумоподобных сигналов на основе стохастических функций распределены во всей полосе изображения, где она определена, имеют вид нормального шума с мощностью, постоянной по

азимуту и убывающей при удалении от максимума по дальности, и не имеют локальных максимумов, как в случаях ЛЧМ, М-последовательностей и их ансамблей. Вопрос выбора весовых функций требует дальнейшей проработки.

Таким образом, использование шумоподобных сигналов и сигналов, модулированных М-последовательностями, целесообразно для задач обнаружения и распознавания объектов.

5. По результатам исследования сигналов с модуляцией последовательностями Лежандра можно сделать вывод, что этот вид псевдослучайных последовательностей заслуживает более подробного изучения и, возможно, найдет применение в перспективных РТД.

6. Для определения границ раздела природных сред с различными свойствами по радиофизическому изображению территорий и других задач, требующих высокого радиометрического разрешения, предпочтение следует отдать регулярным функциям, в частности ЛЧМ, т.к. она обеспечивает наиболее низкий интегральный уровень боковых лепестков функции отклика.

7. Применение стохастических функций для модуляции сигналов РТД обеспечивает подавление помех неоднозначности по дальности без необходимости применения специальных алгоритмов.

8. Сигналы с многопозиционной фазовой и квадратурной модуляцией последовательностями случайных чисел имеют преимущества при проведении скрытной съемки, так как они трудноотличимы от сигналов связных станций.

9. Предложен и обоснован выбор зондирующих сигналов из числа исследованных для применения в конкретных практических задачах.

ГЛАВА 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ФУНКЦИИ ОТКЛИКА

Исследование модулирующих функций, используемых для формирования зондирующих сигналов РТД ДЗЗ, приобретает актуальность в связи с тем, что применение цифровых способов модуляции и цифровой обработки сигналов в режиме реального времени открывает новые возможности по практической реализации системы с теоретически предсказанными характеристиками. Тем не менее, приходится учитывать технические ограничения характеристик аппаратуры РТС, главным образом это касается высокочастотного тракта антенн. В этой главе приводится описание аппаратно-программных средств, использованных для полунатурного моделирования РТД с синтезированной апертурой, проведённых на этой аппаратуре экспериментов и сравнение их результатов по критерию качества функции отклика. Приведена методика формирования излучаемых сигналов средствами аппаратно-программного комплекса экспериментальной отработки [53, 79], который позволяет формировать сигналы с шириной спектра до 1 ГГц различных типов РЭС, в том числе на несущих частотах, а также проводить математическое моделирование с оценкой качества функции отклика. АПКЭО позволяет также формировать отражённые сигналы для отработки широкого класса радиотехнических средств.

4.1 Формирование сигналов с различными законами чередования М-последовательностей и сравнение параметров функции отклика

Проблема выбора параметров сигналов исследовалась при разработке приёмно-передающей аппаратуры (ППА) космического РТД ДЗЗ высокого разрешения «ЭЛСАР», предназначенного для установки на искусственный спутник Земли «Метеор-3М» [46] и использования для дистанционного

зондирования в целях метеорологии, исследования природных, сельскохозяйственных ресурсов и картографирования.

На этапе разработки РТД «Элсар» был изготовлен макет приёмопередающей аппаратуры. В техническом проекте РТД была предусмотрена двухпозиционная фазовая модуляция зондирующих сигналов по закону М-последовательностей, длина М-последовательностей и частота переключения фазы выбиралась в соответствии с режимом съёмки. Схемотехническое решение модулятора, которое предполагалось использовать и для бортовой аппаратуры, основывалось на применении двухпозиционного ($0 - \pi$) pin-диодного переключателя фазы опорного синусоидального сигнала промежуточной частоты 2 ГГц, управляемого парафазным логическим сигналом. Формирование управляющего сигнала для модуляции импульсов сложного сигнала осуществлялось путём последовательного считывания двоичных последовательностей из записанной в программируемое постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) таблицы. Для различных режимов съёмки была составлена таблица семейств М-последовательностей длины от 255 до 8191. Аппаратно была предусмотрена возможность чередования последовательностей, выбираемых из таблицы в заданном порядке. Составлению таблицы последовательностей предшествовало математическое моделирование, проведённое с целью определения оптимального порядка чередования. При этом учитывались следующие показатели: 1) минимальные значения взаимных корреляционных функций пар смежных последовательностей для уменьшения помех неоднозначности по дальности; 2) уменьшение БЛ двумерной ФО на одиночный точечный объект [49].

Приёмный тракт макета содержал квадратурный демодулятор и два канала АЦП видеосигналов, информация с выхода которых сохранялась в буферном запоминающем устройстве логического анализатора. Частота дискретизации АЦП выбрана равной удвоенной частоте переключения фазы в модуляторе (две выборки на элемент модулирующей последовательности).

Экспериментальное исследование аппаратной функции отклика заключалось в проведении сеансов съёмки, при которых выполнялось полунатурное моделирование одиночной точечной цели путём подачи сигнала с выхода передатчика на вход приёмника по кабельно-аттенуаторному шлейфу.

Аппаратная функция отклика получалась путём двумерного сжатия тестовой радиоголограммы: по дальности с использованием семейства опорных функций, являющихся инвертированными модулирующими функциями импульсов генерируемого сигнала, по азимуту – методом гармонического анализа при нулевом фокусирующем коэффициенте.

Проведены сеансы съёмки с последующей обработкой тестовых радиоголограмм для трёх длин М-последовательностей:

- $F_{\text{фм}}=200$ МГц, $F_{\text{ацп}}=400$ МГц, $p=8$, $N_c=512$;
- $F_{\text{фм}}=200$ МГц, $F_{\text{ацп}}=400$ МГц, $p=10$, $N_c=256$;
- $F_{\text{фм}}=200$ МГц, $F_{\text{ацп}}=400$ МГц, $p=12$, $N_c=128$,

где $F_{\text{фм}}$ – частота переключения фазы, $F_{\text{ацп}}$ – частота выборок АЦП, p – порядок образующего полинома М-последовательности, N_c – количество строк в радиоголограмме (импульсов в сеансе).

Функции отклика, полученные в результате сжатия тестовых радиоголограмм по азимуту, представлены на рис. 4.1. На рис. 4.2 представлены фрагменты функции отклика в области главного максимума. На объёмных графиках (рис. 4.1, 4.2) приняты обозначения осей: X – азимут, Y – дальность, Z – численное значение отклика. На рис. 4.3 для наглядности приведены сечения ФО по дальности.

Для сравнения разрешающей способности и уровней боковых лепестков в каждом из анализируемых случаев ФО были нормированы по высоте главного максимума и их сечения по дальности выведены на общий график (рис. 4.4).

Приведенные виды функций отклика демонстрируют, что их расчётные и экспериментальные параметры соответствуют друг другу [56]. Таким образом подтверждается правильность построения математической модели и

достоверность результатов моделирования, приведенных в 3 главе.

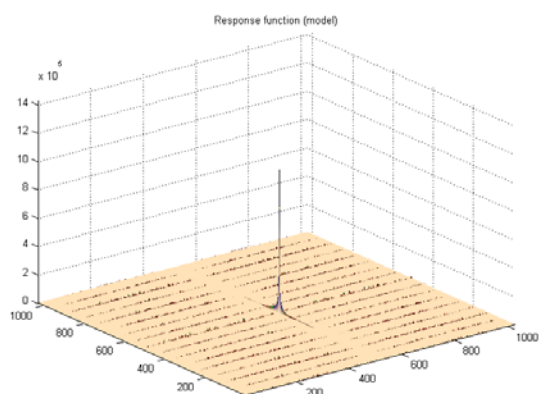


Рисунок 4.1 (а). Функция отклика (модель), длина полинома 8

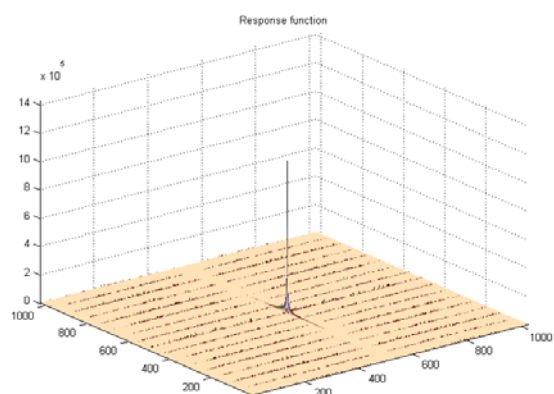


Рисунок 4.1.(б). Функция отклика (эксперимент), длина полинома 8

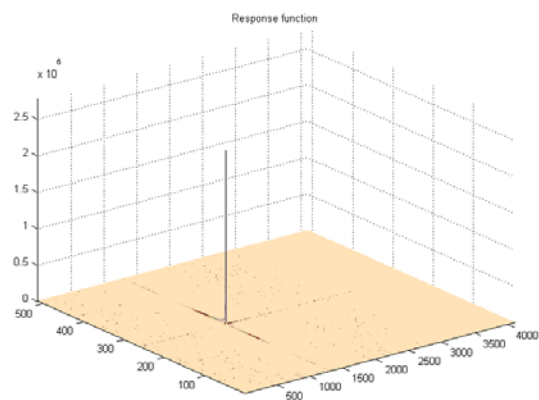


Рисунок 4.1.(в). Функция отклика (эксперимент), длина полинома 10

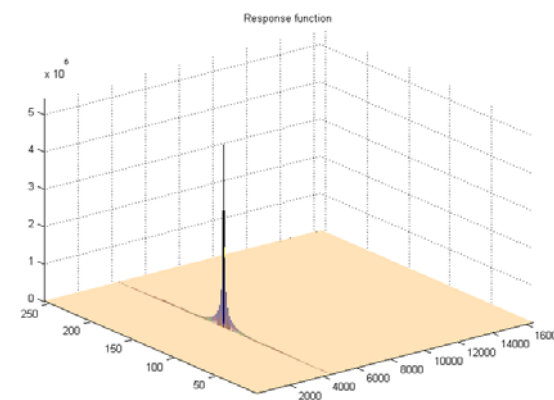


Рисунок 4.1.(г). Функция отклика (эксперимент), длина полинома 12

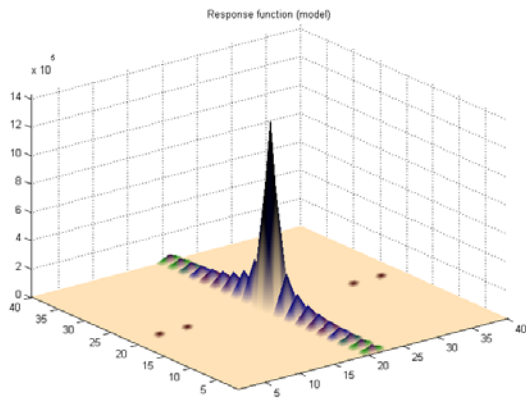


Рисунок 4.2 (а). Область главного максимума функции отклика (модель), длина полинома 8

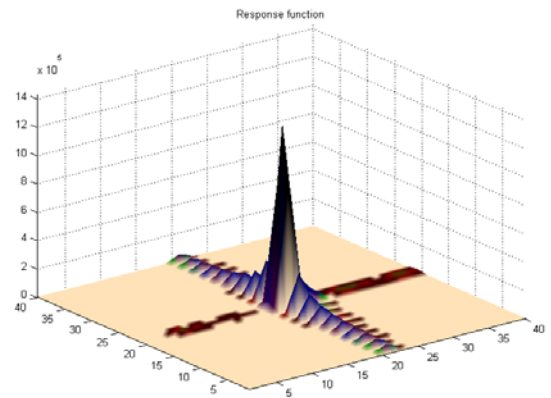


Рисунок 4.2 (б). Область главного максимума функции отклика (эксперимент), длина полинома 8

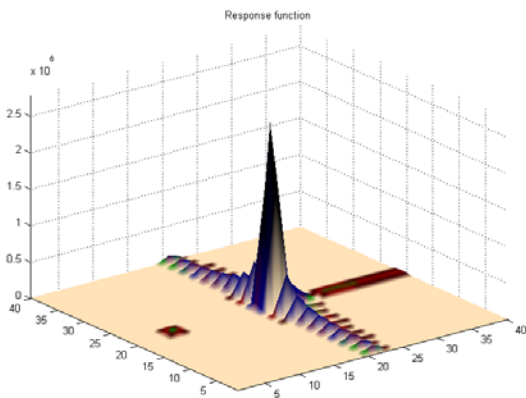


Рисунок 4.2 (в). Область главного максимума функции отклика (эксперимент), длина полинома 10

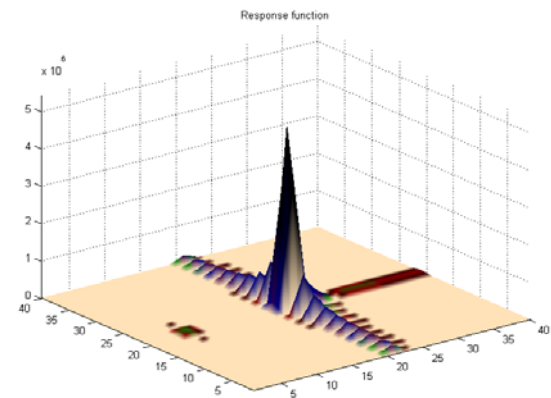


Рисунок 4.2 (г). Область главного максимума функции отклика (эксперимент), длина полинома 12

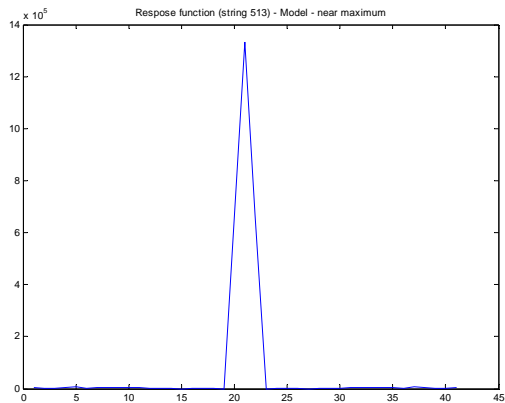


Рисунок 4.3 (а). Сечение функции отклика по дальности (модель), длина полинома 8

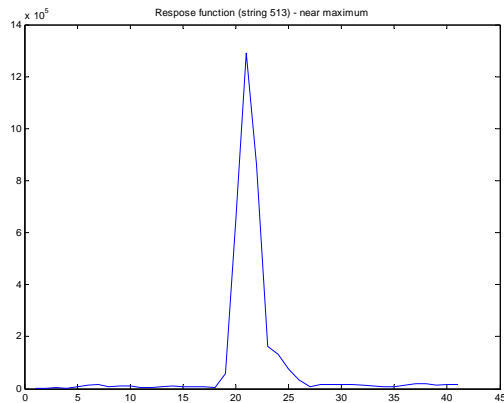


Рисунок 4.3 (б). Сечение функции отклика по дальности (эксперимент), длина полинома 8

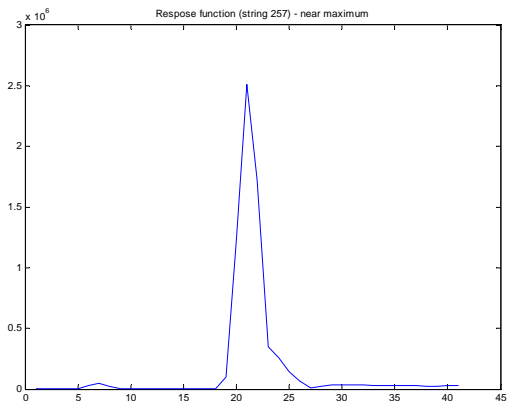


Рисунок 4.3 (в). Сечение функции отклика по дальности (эксперимент), длина полинома 10

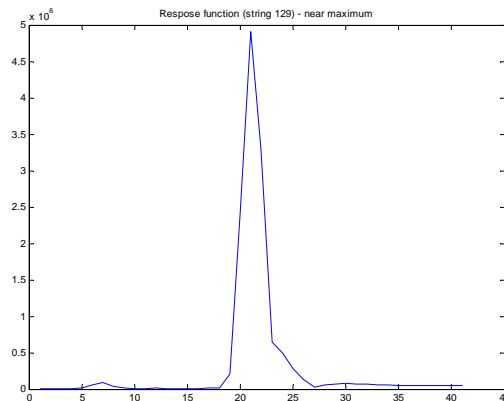


Рисунок 4.3 (г). Сечение функции отклика по дальности (эксперимент), длина полинома 12

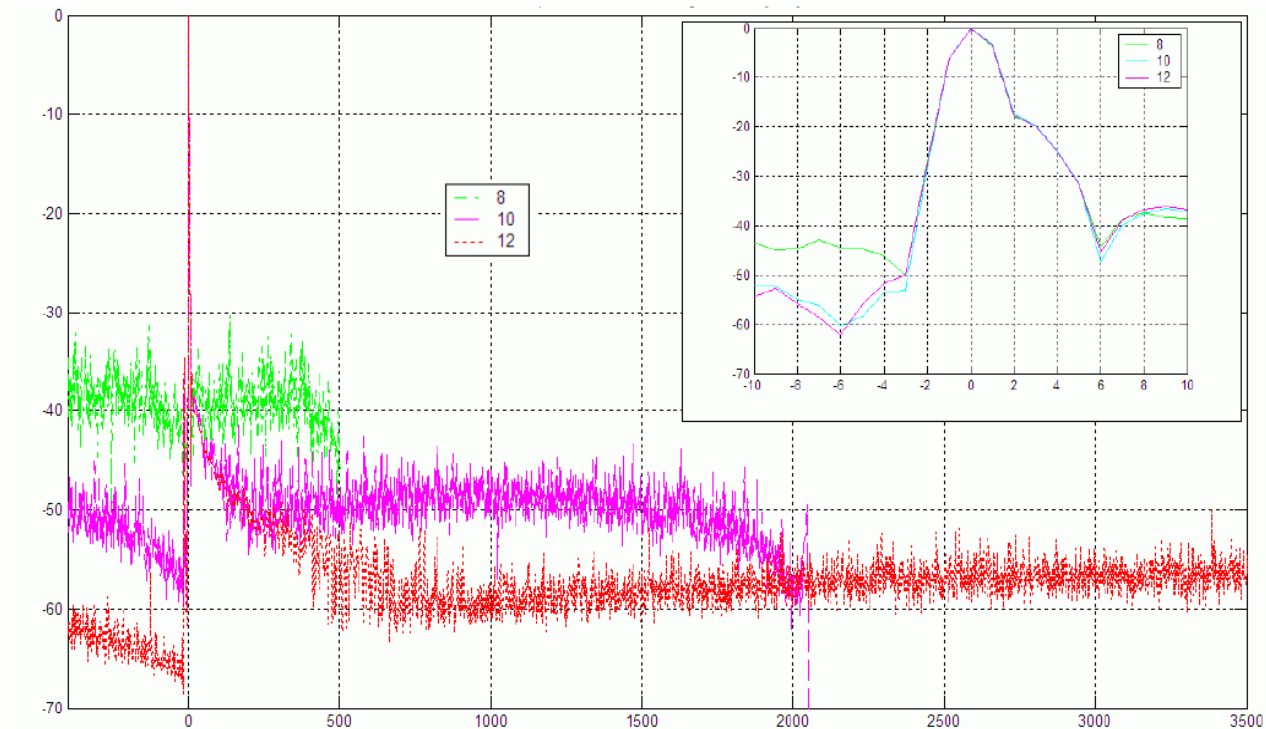


Рисунок 4.4. Сечения ФО по дальности при длинах образующего регистра М-последовательности 8, 10, 12 (результаты испытаний макета ППА)

Результаты экспериментального исследования влияния длины модулирующих М-последовательностей на вид и параметры двумерной функции отклика подтвердили, что увеличение длины М-последовательностей приводит к снижению уровней максимальных боковых лепестков и их удалению от главного лепестка, однако интегральный уровень боковых лепестков, соответствующих их суммарной мощности, не изменяется. Вид главного лепестка, определяемый, главным образом, характеристиками радиотракта, от длины М-последовательности зависит незначительно.

В отличие от модельной, функция отклика, полученная на макете, не симметрична, что обусловливается несимметричностью реальной импульсной характеристики радиотракта как функции от времени.

Таким образом, показано соответствие результатов моделирования и экспериментальных результатов для М-последовательностей и различных их комбинаций.

По результатам экспериментов на макете было принято решение о

целесообразности модернизации встроенного программного обеспечения (прошивки) схемы формирования модулирующего сигнала для ППА «ЭЛСАР».

Предложено схемотехническое решение модулятора с возможностью формирования как фазоманипулированного, так и ЛЧМ сигналов [56].

4.2 Сравнение показателей качества изображения по результатам эксперимента с использованием сигналов, модулированных ЛЧМ и М-последовательностью

Во время подготовки к запуску космического РТД ДЗЗ «Кондор-Э» на штатном комплекте, находящемся на предприятии-изготовителе спутника, проводились отладочные работы с проведением сеансов тестовой съёмки, записью радиоголограмм, синтезом и анализом аппаратной функции отклика [2]. Полунатурное моделирование одиночной точечной цели для получения аппаратной функции отклика осуществлялось путём замыкания тракта передачи и приёма через линию задержки, входившую в состав бортовой аппаратуры, а запись радиоголограмм – с помощью штатного устройства регистрации сигналов из состава космического аппарата.

В это же время на технологическом комплекте приёмо-передающей аппаратуры, находящемся на стенде в Концерне «Вега», были проведены экспериментальные сеансы съёмки имитированных радиомишеней с обработкой полученных радиоголограмм и анализом синтезированных изображений [51, 52]. Условия проведения этого эксперимента отличались от условий наземной отработки штатного комплекта составом фрагмента аппаратуры РТД, лабораторного оборудования и методов полунатурного моделирования радиомишеней.

Для оценки разрешающей способности использовалось программное обеспечение [49] и комплект аппаратуры [84].

При проведении экспериментальных исследований влияния модуляции сложного сигнала на характеристики датчика ДЗЗ были проведены испытания

технологического образца приёмопередатчика космического датчика ДЗЗ «Кондор-Э» в лаборатории Концерна «Вега» с использованием стенда полунатурного моделирования. Основной целью эксперимента была отработка методики активной имитации фоно-целевых обстановок с помощью генератора сигналов произвольной формы, на котором воспроизводилась предварительно сформированная модель отражённого сигнала [52]. В числе первоочередных задач при этом было выявление проблемных вопросов взаимной синхронизации аппаратуры РТД и оборудования стенда.

При выборе аппаратуры для комплектования стенда предпочтение отдавалось модульным приборам, что, как ожидалось, позволит более компактно разместить оборудование рабочего места и допускает большее разнообразие вариантов подключения. Определяющими критериями выбора генератора сигналов произвольной формы и модуля АЦП являлись полоса пропускания не менее 200 МГц и максимальный объём буферной памяти. Также учитывалась возможность стриминга – загрузки с накопителя данных сигнала для воспроизведения и сохранения данных принимаемых сигналов на накопитель.

Была предложена следующая структура стенда полунатурного моделирования, схема которого приведена на рисунке 4.5.

Имитированный отражённый сигнал после соответствующей передискретизации, выполняемой прибором, воспроизводился на несущей частоте для подачи на вход приёмного тракта датчика. Одновременно генерируемая контрольная копия этого же сигнала на промежуточной частоте 600 МГц и перенесённый на эту же промежуточную частоту сигнал, генерируемый датчиком, записывались на отдельные каналы модуля АЦП. При этом обеспечивалась максимальная длительность сеанса съёмки 0,6 с.

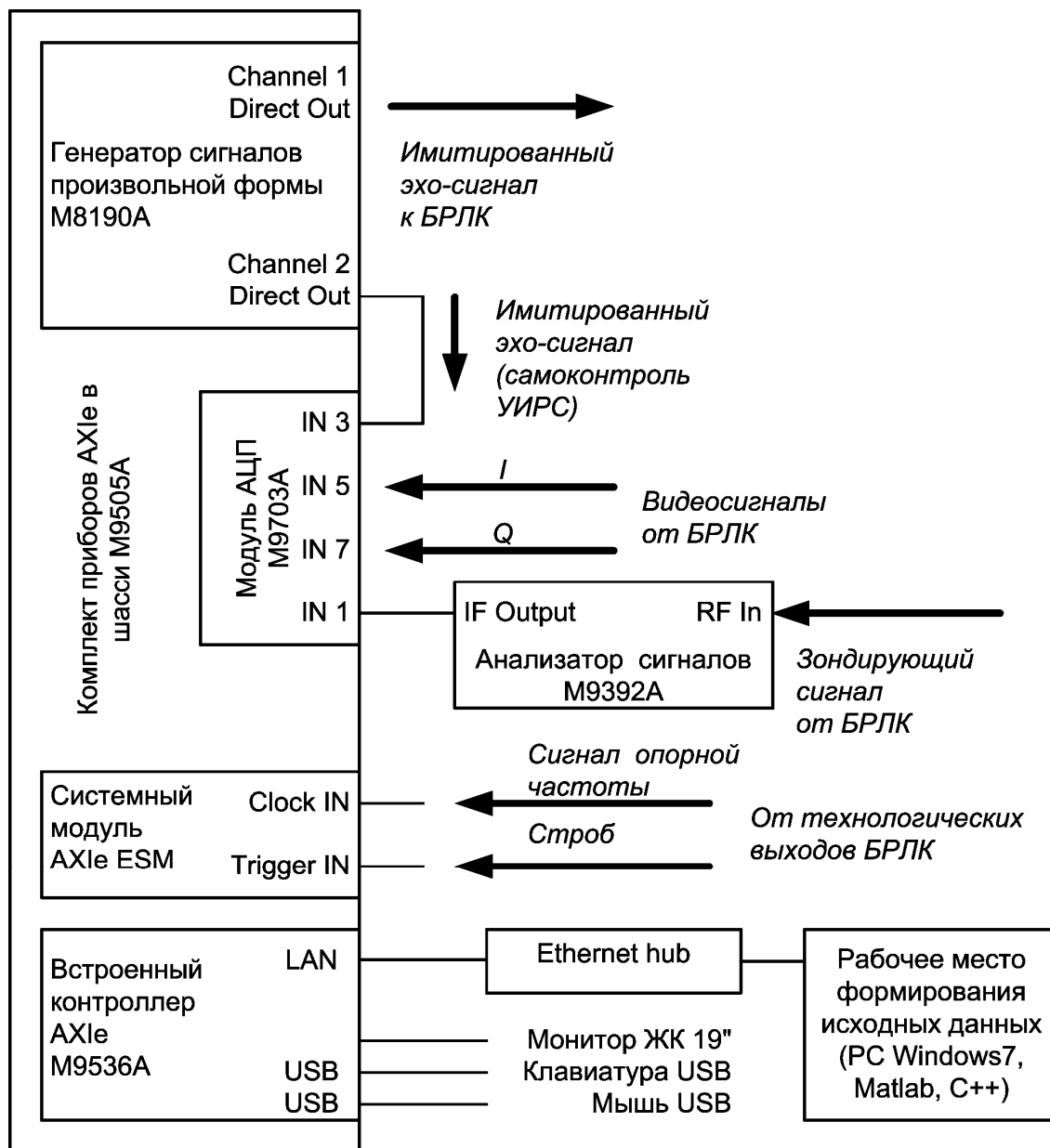


Рисунок 4.5. Структурная схема стенда полунатурного моделирования для эксперимента с датчиком ДЗЗ «Кондор-Э»

Использование описанного в [52, 84] метода имитации отражённых сигналов для проверки сквозных характеристик РТД позволяет сформировать при наземных испытаниях воздействия, максимально приближенные к реальным.

Метод имитации отражённых сигналов предполагает:

- моделирование двумерного поля ЭПР (УЭПР) в координатах

наклонная дальность – азимут, описывающего фоно-целевую обстановку;

- моделирование траектории носителя;

- расчёт переменных импульсных характеристик цифрового фильтра, выполняющего преобразование передаваемого сигнала в имитированный отражённый сигнал для каждого импульса в сеансе;

- приём и преобразование сигнала, генерируемого РТД, в имитированный отражённый сигнал в соответствии с предварительно рассчитанными импульсными характеристиками.

Импульс имитированного отражённого сигнала воспроизводится на несущей или промежуточной частоте, при этом полная задержка сигнала в тракте имитатора (от первого отсчёта принятого импульса до первого отсчёта при воспроизведении соответствующего импульса преобразованного сигнала) должна быть стабильной в течение всего сеанса.

Метод имитации отражённых сигналов, адаптированный к условиям отсутствия сигнального процессора для преобразования сигналов в режиме реального времени, предполагает проведение двух сеансов контрольной съёмки. В первом сеансе аппаратура РТД запускается в проверяемом режиме съёмки и выполняет генерацию сложного сигнала, записываемого с помощью аппаратуры стенда. В промежутке между сеансами с помощью программы подготовки исходных данных на персональном компьютере, реализованной на C++, выполняется преобразование сложного сигнала в имитированный отражённый путём свёртки комплексных огибающих записанных импульсов с предварительно сформированными импульсными характеристиками, результат в виде матрицы записывается в файл, загружаемый в буферную память генератора сигналов. При повторном сеансе аппаратура РТД запускается в том же режиме. Имитированный отражённый сигнал воспроизводится с помощью генератора и подаётся на вход приёмника РТД.

При необходимости взамен комплексной огибающей записанного сигнала в качестве исходных данных для имитации по этому же методу может быть

использована другая модель зондирующего сигнала, что и использовалось для сравнительной оценки потенциальных показателей качества РТД ДЗЗ с одинаковым высокочастотным трактом, но с различной модуляцией сигналов.

Одним из вопросов для исследования была отработка методик оценки пространственного разрешения РТД путём анализа функции отклика на одиночную точечную цель, а также радиометрического разрешения и динамического диапазона [84]. В РТД ДЗЗ «Кондор-Э» использовался зондирующий сигнал с ЛЧМ, а в РТД ДЗЗ «Элсар» – ФКМ по закону М-последовательности. Ряд авторов считали предпочтительным использование в РТД ДЗЗ модуляции ЛЧМ из-за лучших показателей по радиометрическим характеристикам. При этом рассматривался сигнал с модуляцией всех импульсов одной и той же М-последовательностью [24].

Так как для оценки характеристик РТД «Кондор-Э» применялся рассмотренный выше метод имитации отражённых сигналов, допускающий замену записанного сложного сигнала произвольной моделью, был проведён эксперимент по сравнению качества ФО для сигналов с модуляцией обоими типами функций.

Учитывая ограниченную полосу пропускания тракта, оптимизированную для ширины спектра генерируемых сигналов, и медленное уменьшение уровней боковых лепестков спектра сигнала, модулированного М-последовательностью, следовало применить к цифровой модели ФКМ сигнала формирующий фильтр для ограничения внеполосных составляющих спектра.

Ранее проводился эксперимент по стыковке этого же генератора сигналов произвольной формы с приёмо-передающим модулем АФАР, в ходе которого было выполнено вначале исследование влияния характеристик формирующего фильтра на вид одномерной функции отклика путём имитационного моделирования. Сравнение проводилось для нескольких фильтров Найквиста различных порядков, так как этот тип фильтра широко применяется для ФКМ сигналов, в частности, в цифровой связи. По результатам моделирования был

выбран фильтр наименьшего (нулевого) порядка с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), не имеющей плоского участка, в силу того, что повышение порядка фильтра и приближение его АЧХ к прямоугольной влечёт за собой возрастание уровней ближних боковых лепестков функции отклика вплоть до минус 13 дБ.

Цифровая модель сложного ФКМ сигнала с ограниченным спектром, построенная с применением выбранного фильтра, воспроизводилась с помощью генератора сигналов произвольной формы (ГСПФ), затем после прохождения через тракт макета приёмо-передающего модуля сигналы записывались на цифровой осциллограф [50]. Одномерная функция отклика, полученная при сжатии сигнала с использованием опорной функции исходного вида, приведена на рис. 4.7. На этом же графике для сравнения показан главный лепесток теоретической АКФ сигнала, не подвергнутого фильтрации.

На рис. 4.6 показан фрагмент осциллограммы модулированного сигнала на частоте 9,5 ГГц, записанной с помощью цифрового осциллографа Agilent Infiniium DSA-X 93204A при частоте дискретизации 80 ГГц. Нормированная функция отклика (главный лепесток), синтезированная по данным цифровой осциллограммы с разрешением 8 отсчётов на элемент модулирующей последовательности, приведена на рис. 4.7. Для сравнения, пунктирной линией на графике показана функция отклика для модели сигнала без ограничения ширины спектра.

Цифровые модели зондирующих сигналов, модулированных М-последовательностями длиной 1023 на частоте 200 МГц и ограниченных по ширине спектра с использованием выбранного ранее фильтра, использовались для получения аппаратной функции отклика фрагмента РТД «Кондор-Э», а также для построения моделей отражённых сигналов с целью имитации двух образцов фоно-целевых обстановок: 9-точечной пространственной миры с дополнительной точкой и градационной миры из 15 участков, отличающихся по УЭПР с шагом 3 дБ (рис. 4.8).

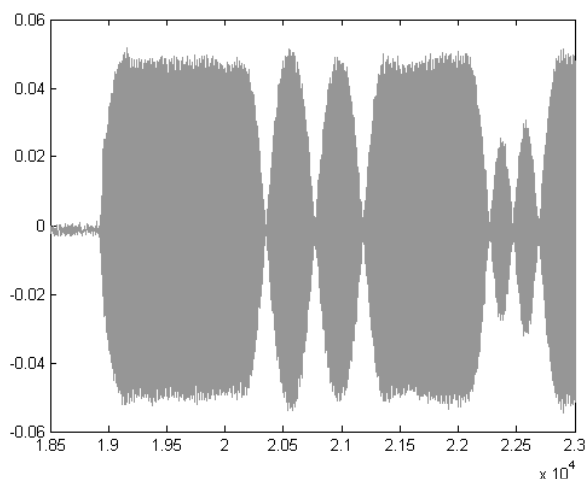


Рис. 4.6. Фрагмент осциллограммы сигнала

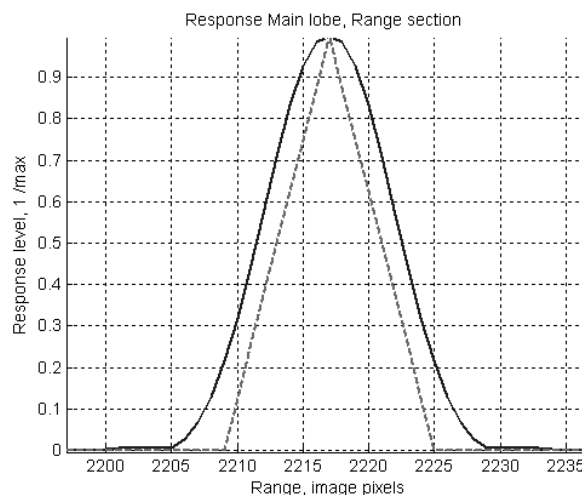


Рис. 4.7. Нормированная функция отклика

В ходе испытаний имитированный отраженный сигнал, предварительно синтезированный с учетом информации о снимаемой поверхности и виде излучаемого сигнала, воспроизводился с помощью ГСПФ и подавался на приемную систему РТД. Для синтеза отраженных сигналов использовалась одна и та же модель пространственной миры, принятой для испытания РТД согласно международной программе «Открытое небо» [91], и сигналы с двумя видами модуляции: ЛЧМ и М-последовательность.

Для проведения сравнения разрешающей способности по дальности в качестве инварианта была выбрана ширина полосы частот сигнала 200 МГц, так как при одинаковой ширине полосы разрешающая способность по дальности, согласно теории, должна быть примерно одинаковой [100].

На рисунках 4.9 приведены сечения главного лепестка ФО на одиночную точечную цель при двух типах модуляции, построенные с использованием алгоритма, описанного в [49]. Для объективности сравнения весовые окна не использовались. По рисунку видно, что ближайшие боковые лепестки ФО при линейно-частотной модуляции сигнала находятся на уровне минус 13 дБ, что соответствует теории и проведенному моделированию [61].

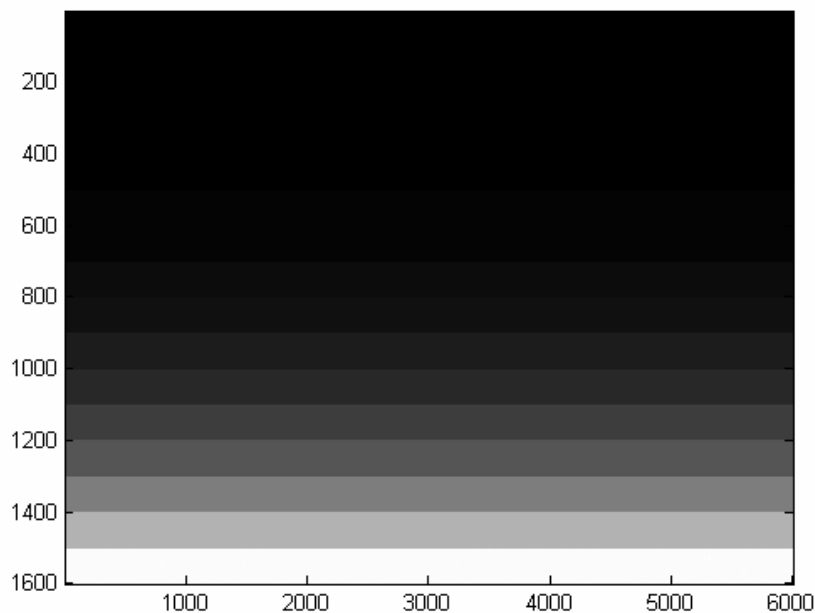


Рисунок 4.8 Радиометрическая мира с шагом возрастания УЭПР 3 дБ

Ближние боковые лепестки ФО при модуляции М-последовательностью находятся на уровне минус 19 дБ и обусловлены не свойствами зондирующего сигнала, а характеристиками приемо-передающего тракта.

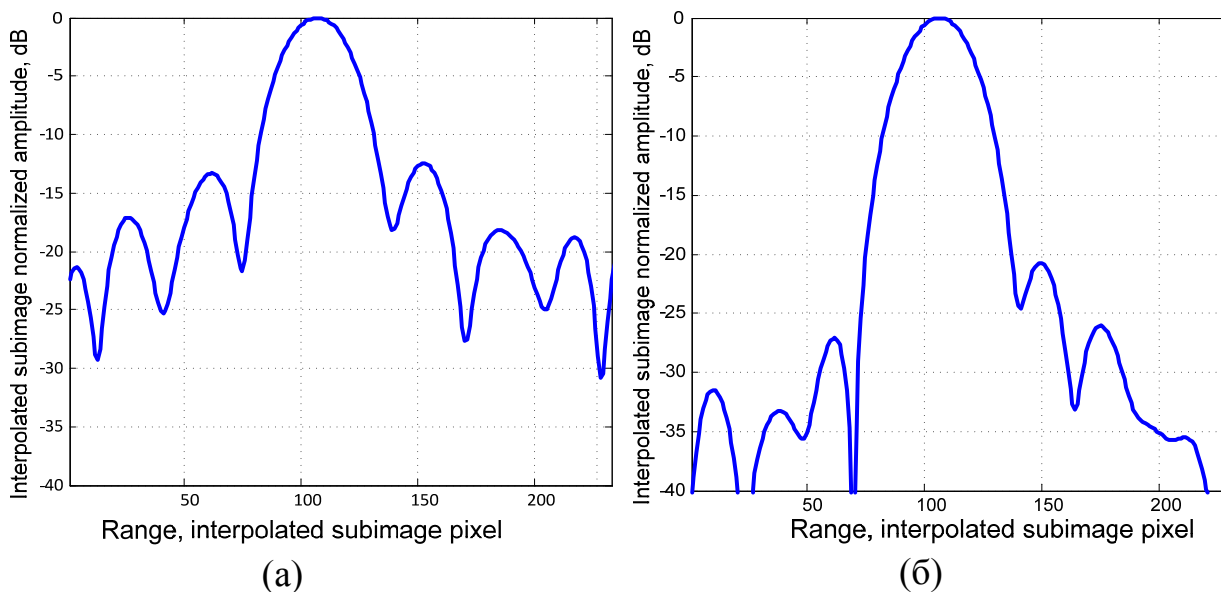


Рисунок 4.9. Сечение РФИ точечной цели по дальности ЛЧМ (а), МП(б)

Ширина главных лепестков на уровне минус 3 дБ (рис. 4.9), определяющая разрешающую способность по дальности, приблизительно одинакова, что обусловлено шириной полосы пропускания радиотракта.

Применение окна Хэмминга приводит к расширению главного лепестка и снижению его уровня, что ухудшает пространственное разрешение и энергетические характеристики [56].

На рис. 4.10, 4.11 приведены сечения изображений радиометрической миры с усреднением амплитуды по дальности для ЛЧМ и М-последовательности. Динамический диапазон изображения поверхностно-распределённых целей, ограниченный интегральным уровнем боковых лепестков, в обоих случаях значительно ниже диапазона значений УЭПР миры, и составляет 18 дБ для ЛЧМ и 16 дБ для М-последовательности.

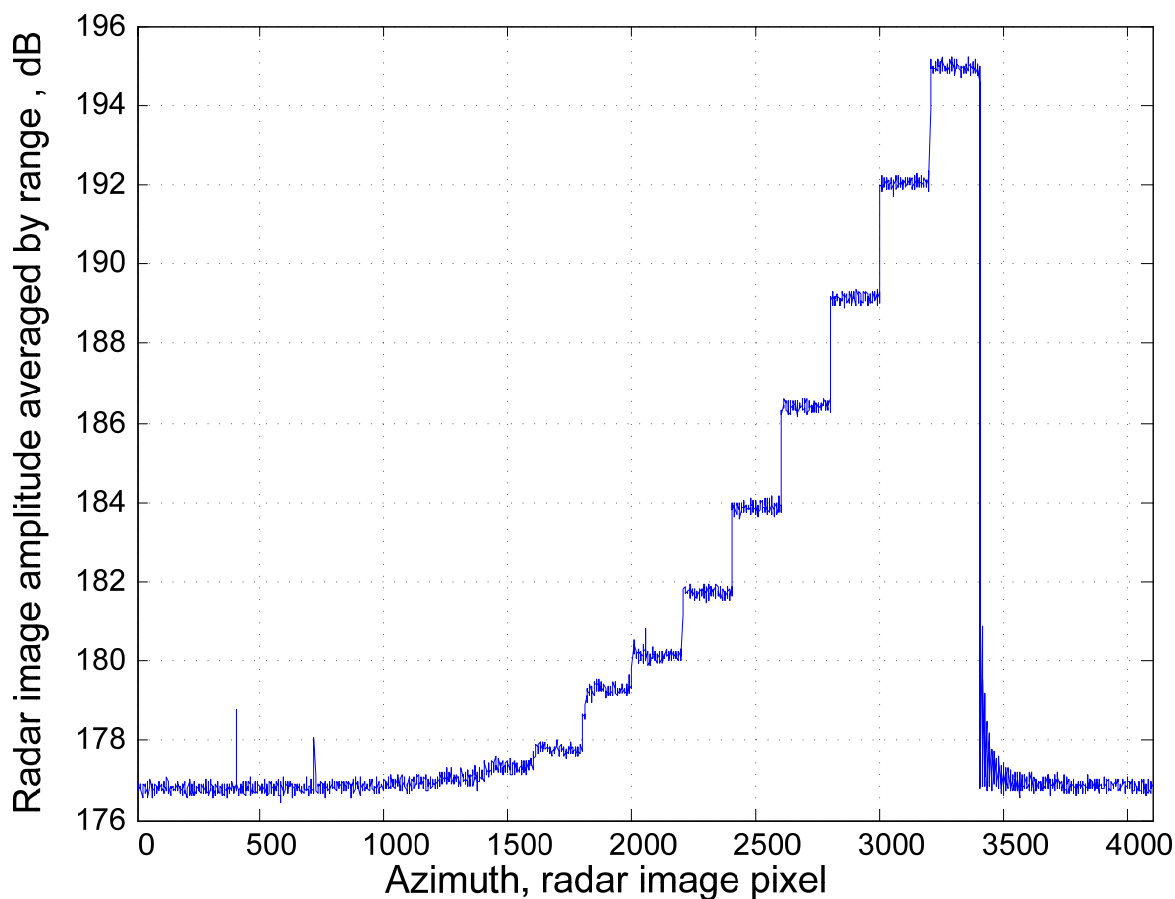


Рисунок 4.10. Усредненная амплитуда РФИ радиометрической миры (ЛЧМ)

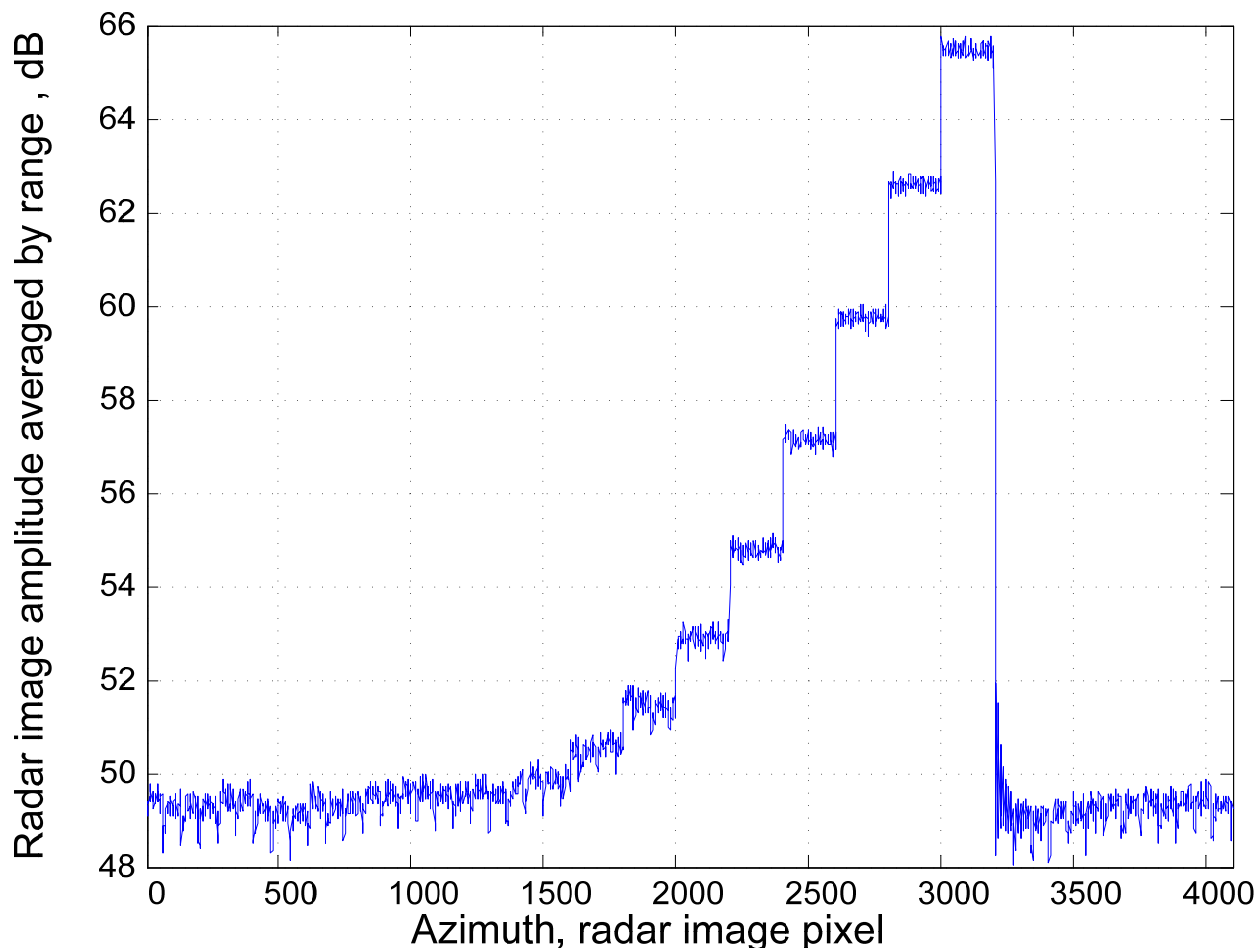


Рис. 4.11. Усредненная амплитуда РФИ радиометрической миры (М-последовательность)

Таким образом, сравнительный анализ графиков (рис. 4.10, 4.11) показывает, что разность динамических диапазонов изображений градиционной миры при зондирующих сигналах, модулированных ЛЧМ и М-последовательностью, составляет 2 дБ, что подтверждает возможность использования сигналов, модулированных М-последовательностями, в РТД, решающих задачи съёмки поверхностно-распределённых объектов.

Результаты данного эксперимента, проведённого на стенде полунатурного моделирования, в части пространственной разрешающей способности с зондирующим ЛЧМ сигналом были подтверждены данными лётных испытаний РТД «Кондор-Э» [2]

4.3 Аппаратно-программный комплекс экспериментальной отработки для имитации, формирования и анализа излучаемых сигналов

Необходимость имитации, формирования и анализа сигналов, излучаемых различными видами РЭС, обусловила разработку и создание аппаратно-программного комплекса экспериментальной отработки. Комплекс имеет в составе встроенный контроллер, на котором установлено специальное программное обеспечение для моделирования сигналов, излучаемых различными РЭС, а также программные средства для анализа излучаемых сигналов на соответствие выбранным критериям. Приёмопередатчик АПКЭО имеет в составе векторный генератор, осуществляющий формирование сигналов с произвольной модуляцией на несущей частоте в соответствии с заданной цифровой моделью.

Структурные схемы АПКЭО и входящего в его состав приёмопередатчика приведены на рисунках 4.12, 4.13.

Каналы приёма и передачи имеют сходную структуру и содержат соответственно пары аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей синфазного и квадратурного каналов, квадратурный детектор и векторный модулятор, а также синтезаторы опорных частот, поддерживающие независимую программную настройку.

Входные и выходные данные преобразуемых сигналов при максимальной ширине спектра поступают в виде потока парных двухбайтных отсчётов с частотой 250 Мвыб/с.

Возможности АПКЭО по реализации режимов генерации и обработки широкополосных сигналов обеспечиваются следующими характеристиками цифрового приёмопередатчика.

Приём широкополосных радиосигналов обеспечивается путём 14-разрядного аналого-цифрового преобразования демодулированного сигнала в двух каналах (синфазном и квадратурном) с последующей передачей полученного цифрового потока, достигающего скорости 1 Гб/с, на

твёрдотельный RAID-массив, соединённый с приёмопередатчиком высокоскоростными информационными интерфейсами. Во избежание задержек при передаче данных предусмотрен режим прямого доступа к памяти между приёмопередатчиком и накопителем.

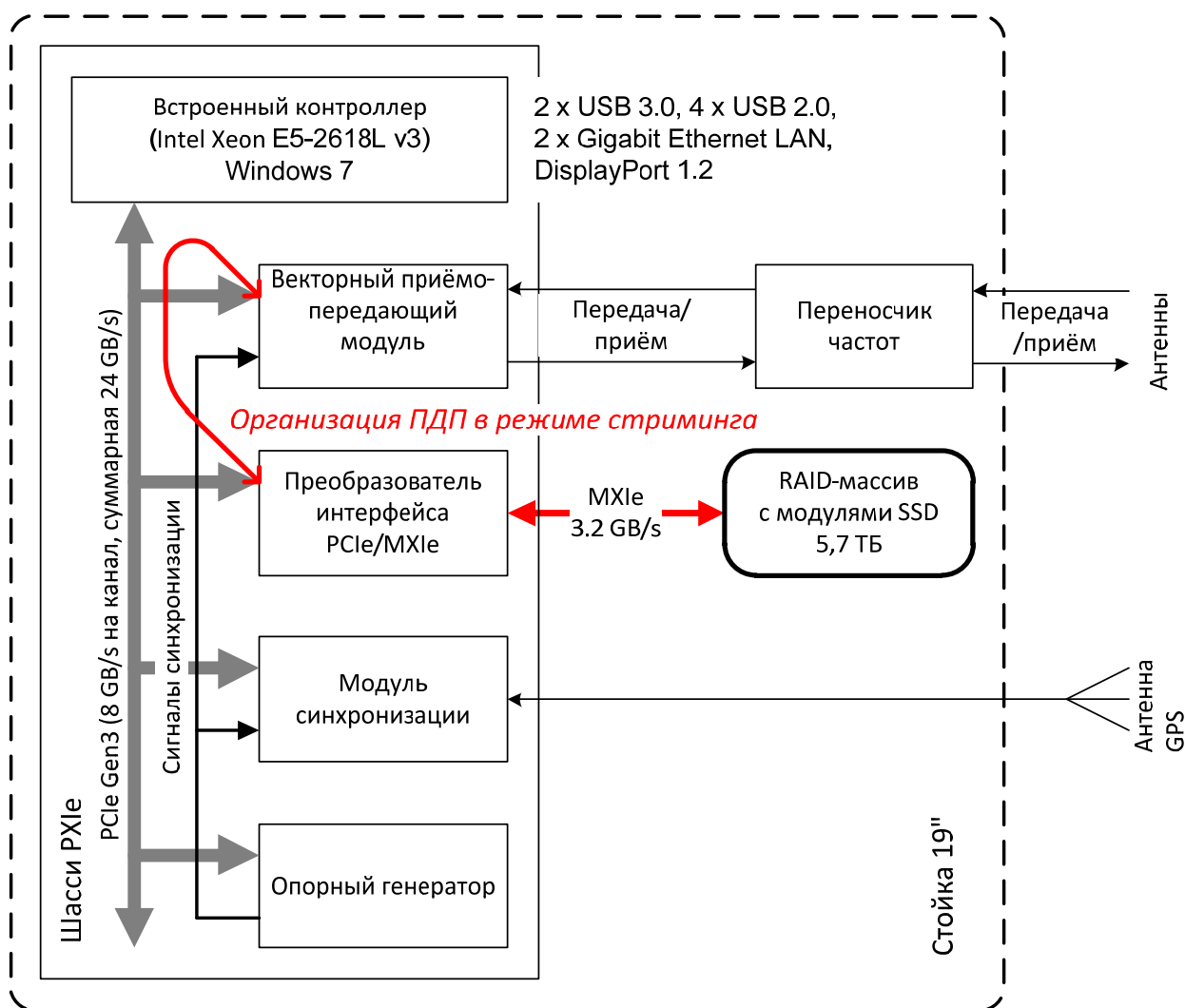


Рисунок 4.12. Структурная схема комплекса экспериментальной отработки
 Генерация сигналов произвольной формы выполняется путём преобразования данных в сигнал в обратном порядке. Из массива, предварительно записанного на накопитель (это может быть цифровая запись принятого ранее высокочастотного сигнала или модель, построенная программным способом), данные в режиме прямого доступа к памяти поступают в передающий канал модуля, где преобразование выполняется в обратном порядке: цифровой аналоговый преобразователь (ЦАП) – комплексный

видеосигнал – модуляция сигнала на несущей частоте.

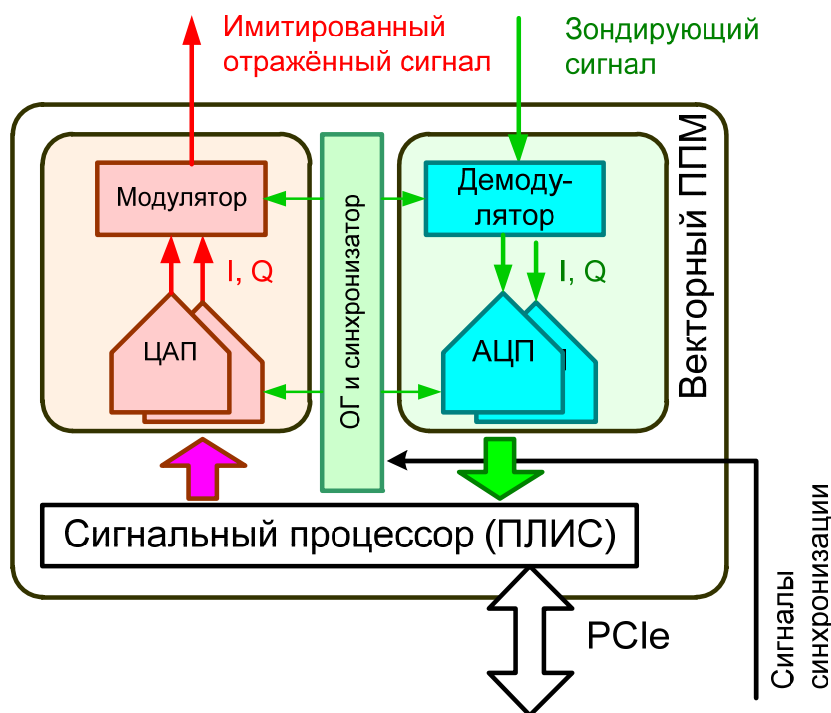


Рисунок 4.13. Структурная схема векторного приёмопередатчика

В устройстве реализованы три основных режима приёма и передачи сигналов: непрерывный (стриминг), импульсный (сегментированный) и ретрансляция. Эти режимы организуются аппаратными и программными средствами.

Непрерывный режим (стриминг)

На приём – осуществляется преобразование входного сигнала в поток цифровых данных, производится запись потока данных в единый массив в цифровое хранилище. Запуск и остановка приёма выполняются внешним импульсным сигналом или по команде из управляющей программы.

На передачу – массив данных, предварительно сформированный и записанный в цифровое хранилище, считывается и воспроизводится в непрерывном режиме по аппаратной или программной команде начала передачи и завершается по окончании потока данных или по команде.

Сегментированный (импульсный) режим

При работе в сегментированном режиме принимаемый и демодулируемый сигнал преобразуется в поток цифровых данных в течение промежутков времени, задаваемых внешними, внутренними импульсными сигналами или программными триггерами и имеющих программно заданную длительность. Данные записываются в цифровое хранилище в массив, в котором порции непрерывно записанных данных (сегменты) размещаются в порядке их формирования с метками номера сегмента и времени начала записи (первого отсчёта в сегменте).

Для генерации или воспроизведения импульсного сигнала массив данных этого сигнала, разделённый на упорядоченные порции (сегменты), предварительно записывается в цифровое хранилище. По внешнему или внутреннему сигналу запуска импульса сигнала на передачу инициируется воспроизведение сигнала из очередного сегмента данных. По окончании данных в сегменте или по сигналу окончания импульса на передачу выход передатчика отключается.

Режим ретрансляции

В режиме ретрансляции принимаемый сигнал преобразуется в поток цифровых данных, передаваемый по информационной шине внутри модуля векторного приёмопередатчика с выхода приёмного на вход передающего канала. При этом осуществляется временное хранение отсчётов сигнала в буферном запоминающем устройстве, где организуется стек типа FIFO. Синхронизация аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования осуществляется от одного источника тактового сигнала, при этом задержка от момента записи отсчёта входного сигнала до момента воспроизведения этого отсчёта (время нахождения данных в буфере) задаётся программно.

Описанные выше режимы работы устройства имитации и регистрации сигналов позволяют при проведении исследований и испытаний использовать устройство в двух основных вариантах: 1) эмулятор радиотехнического датчика

и 2) активный имитатор целей и фоно-целевых обстановок.

Эмуляция радиотехнического датчика осуществляется в сегментированном режиме параллельной генерации и записи. Цифровая модель комплексной огибающей генерируемого сигнала, представляющего собой серию модулированных импульсов, в форме матрицы записывается на твердотельный накопитель или, при небольшом объёме, в буферное оперативное запоминающее устройство приёмопередатчика. Воспроизведение импульсного сигнала осуществляется с аппаратной синхронизацией от стробирующих импульсов, генерируемых модулем программируемого таймера с заданным периодом. С этим же периодом, но с программируемой задержкой и с длительностью, превышающей длительность генерируемого импульса на расчётный диапазон задержек отражённых сигналов, генерируются стробирующие импульсы для включения приёмного канала (рис. 4.14). Оцифрованный принятый сигнал записывается на накопитель или в буфер также в форме матрицы комплексных чисел – цифровой радиоголограммы, где строка соответствует фрагменту сигнала, ограниченному стробом.

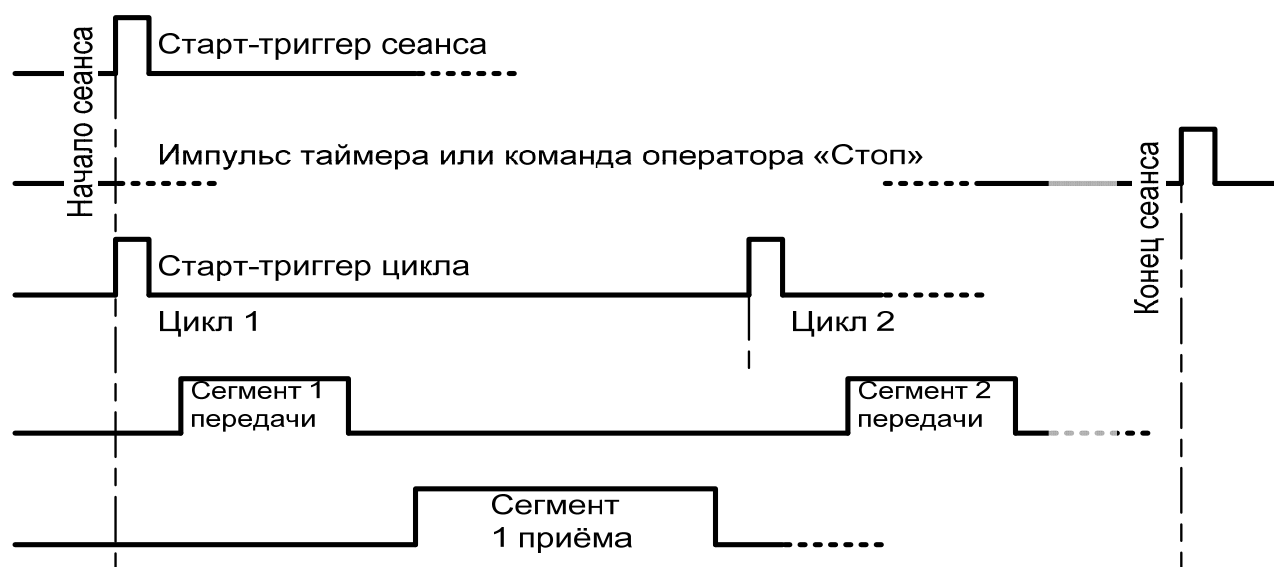


Рисунок 4.14. Циклограмма работы приёмопередатчика в импульсном режиме

Важной аппаратной характеристикой устройства, определяющей

возможность последующего синтеза качественного изображения из полученной радиоголограммы, является временная и фазовая когерентность передачи и приёма. Критерием качественной когерентности является идентичность записей импульсов сигнала, подаваемого с выхода канала передачи на вход канала приёма по кабельно-аттенюаторному шлейфу со стабильными характеристиками (электрической длиной). В качестве методики контроля применяется синтез радиофизического изображения (аппаратной функции отклика) из полученной таким способом радиоголограммы.

Факторами, ухудшающими когерентность вплоть до полной непригодности аппаратуры для использования в АПКЭО, могут быть неидентичность источников опорных сигналов модулятора и демодулятора, приводящая к нестабильности начальной фазы отражённого сигнала, и тактовых сигналов, управляющих формированием выборок. На этапе выбора аппаратуры для построения устройства имитации и регистрации сигналов на ряде образцов модульных приборов, рассматриваемых на предмет возможности их использования, были проведены эксперименты по описанной выше методике, но с использованием модифицированного тестового сигнала, сформированного следующим образом. Модель сложного сигнала, составленного из 512...2048 модулированных импульсов (размер матрицы, обрабатываемой 32-разрядной версией Matlab), записывается в форме матрицы комплексных огибающих. В частности, для ЛЧМ сигнала все строки матрицы одинаковы. Далее строится модель отражённого сигнала, соответствующая этому же выходному сигналу РТД и модели квадратной 9-точечной миры для определения пространственного разрешения. Модель тестового сигнала строится как составная из этих двух матриц построчно: вначале следует огибающая неискажённого импульса на передачу, затем, через фиксированную паузу, огибающая модели отражённого импульса (рис. 4.15). Результатом двумерного сжатия радиоголограммы, в качестве которой используется построенная таким образом составная матрица, должны быть функция отклика на одиночную точечную цель на нулевой

координате по азимуту в левой части изображения и изображение многоточечной миры, составленной из таких же функций отклика меньшей амплитуды, в правой части (рис. 4.16). Изображение, построенное таким образом из матрицы модели тестового сигнала, используется в качестве эталонного, а результат сжатия радиоголограммы сигнала, записанного через шлейф, – как контрольное.

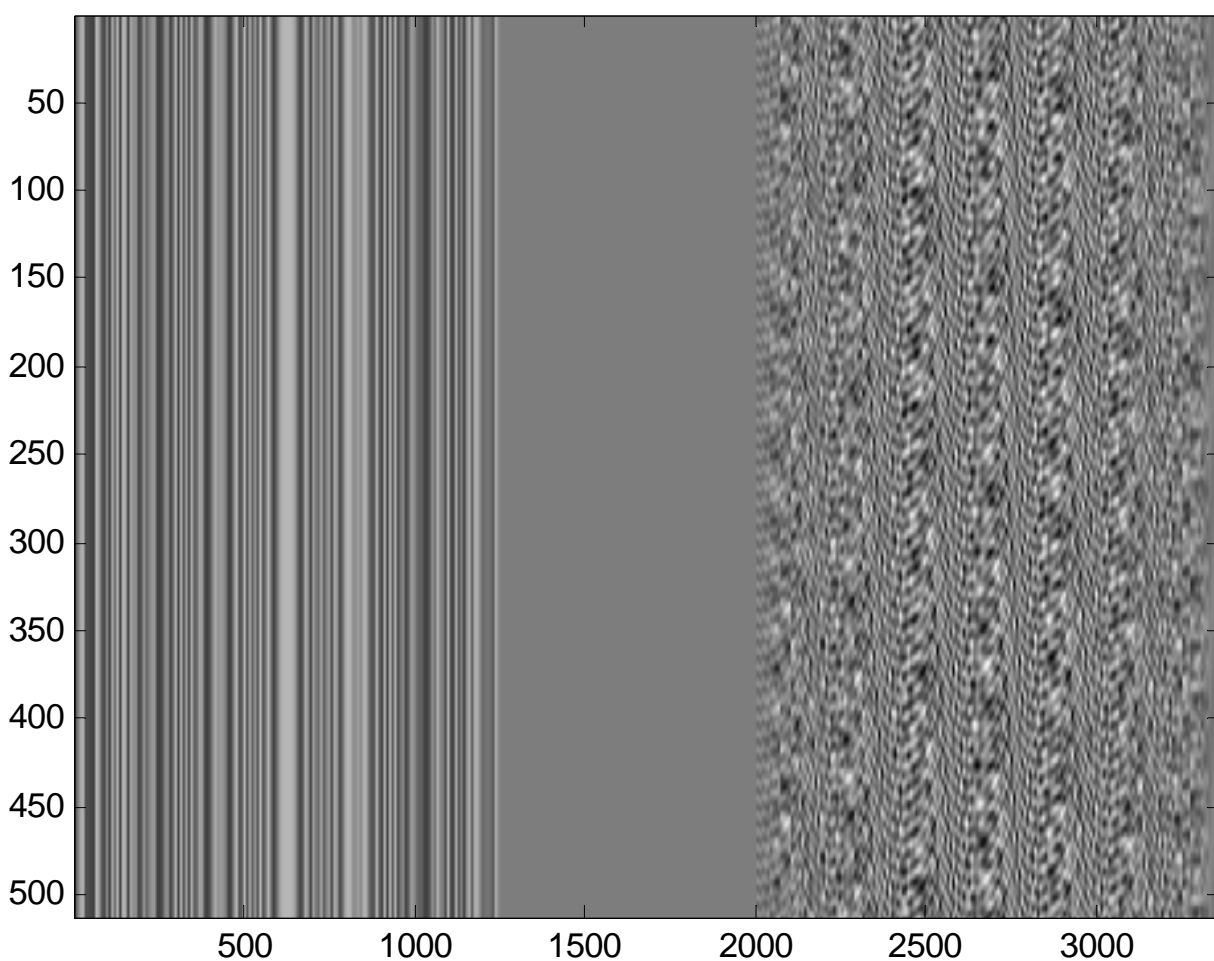


Рисунок 4.15. Исходная матрица (действительная часть).

В начале каждой строки ЛЧМ-импульс

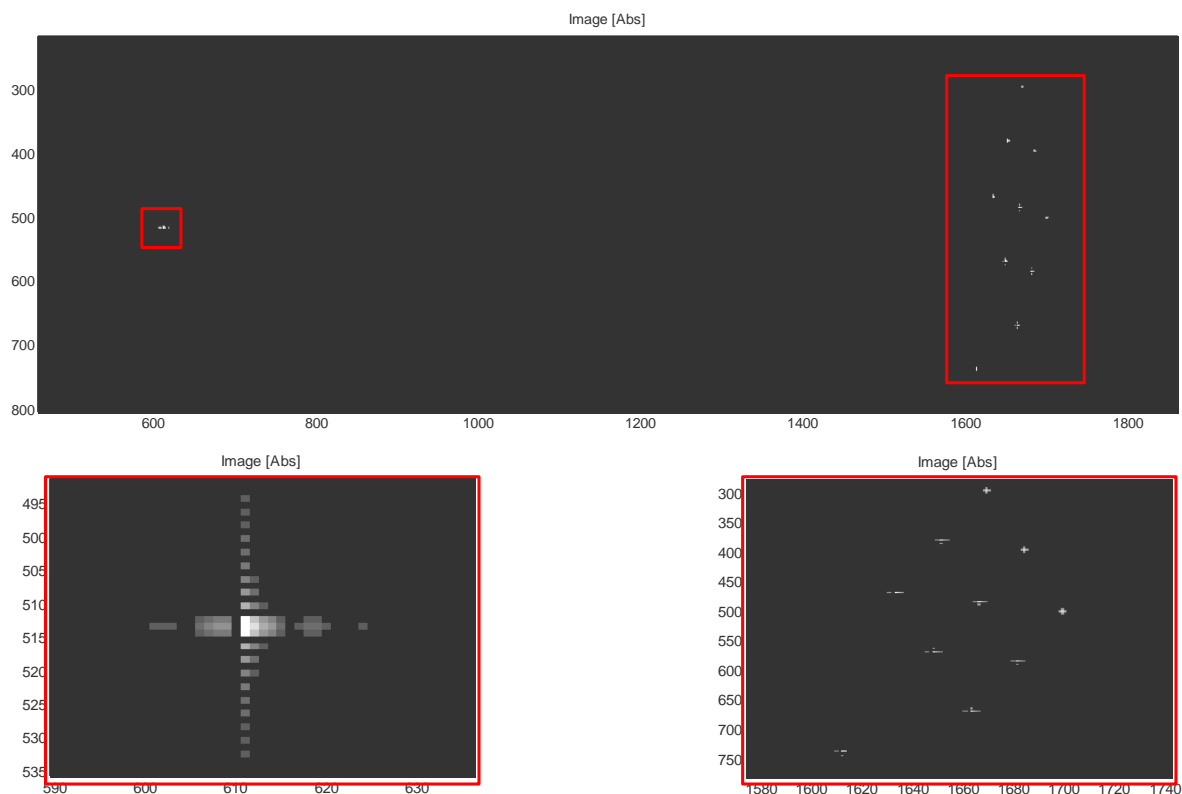


Рисунок 4.16. Радиофизическое изображение, полученное двумерным сжатием тестового сигнала

В качестве количественного критерия для определения стабильности комплексного коэффициента передачи сквозного тракта, включая цифровой, также можно использовать комплексную матрицу одномерных функций отклика. Из этой матрицы выбирается столбец, содержащий максимумы, и строится годограф их векторных значений (рис. 4.17). Размеры области разброса, выраженные в полярных координатах, при удовлетворительном качестве передачи сигнала не должны превышать $5 \cdot 10^{-3}$ (из условия, что шум, вносимый АПКЭО в формируемый сигнал при ретрансляции зондирующего сигнала или воспроизведении цифровой модели, не превышает минус 40 дБ). На рис. 4.16 (на пустом поле координатной плоскости приведен наложенный рисунок области векторных значений) видно, что размеры области разброса по амплитуде не более $7 \cdot 10^{-4}$, по фазе не более $6 \cdot 10^{-4}$.

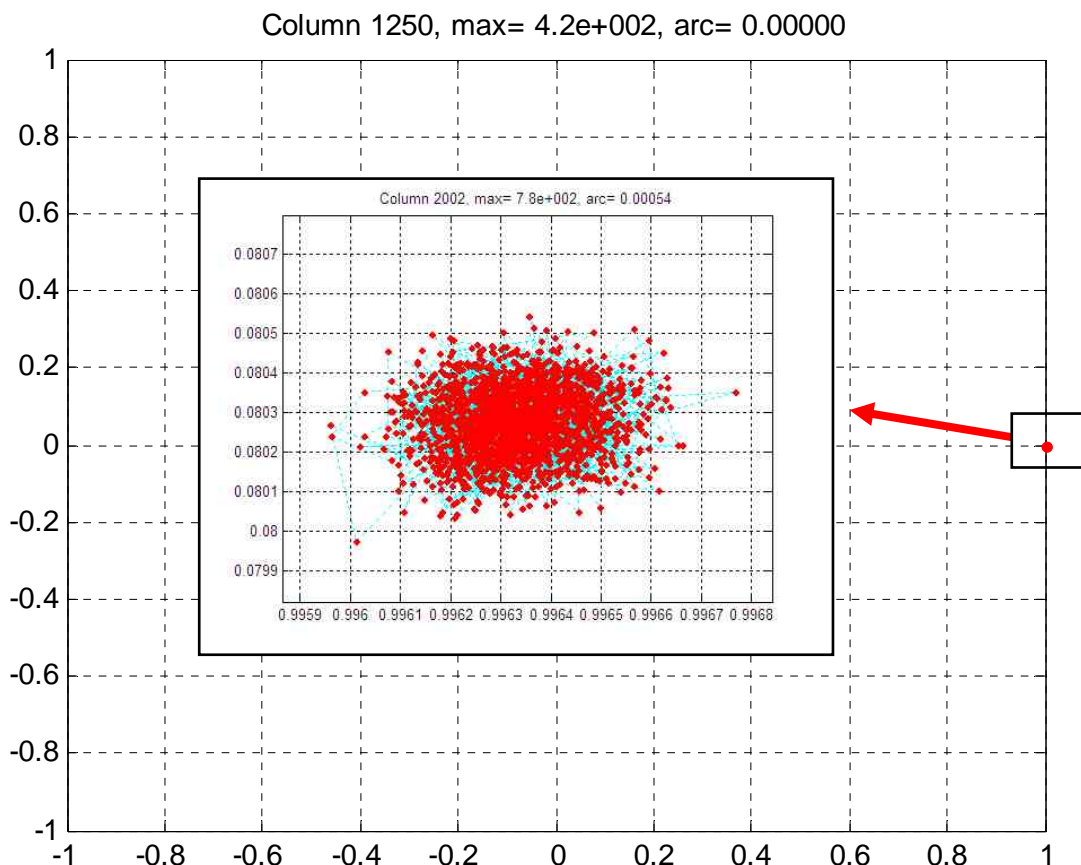


Рисунок 4.17. Годограф максимума одномерной функции отклика цифрового приёмопередатчика

Результаты тестирования, определившие выбор в пользу цифрового приёмопередатчика, обусловлены схемотехнической реализацией блока: приёмный и передающий каналы построены по симметричным схемам, используют общие источники опорных и тактовых сигналов (рис. 4.13).

Другой основной функцией АПКЭО является активная имитация радиомишеней и фоно-целевых обстановок с моделируемыми характеристиками, обеспечиваемая в режиме ретрансляция принимаемых сигналов с цифровой обработкой в режиме реального времени. Эта задача возникла в ходе разработки методик экспериментального определения радиометрической разрешающей способности космических РТД ДЗЗ, для реализации которых требуется съёмка градационной миры – ряда однородных

поверхностно-распределённых целей с калиброванным перепадом удельной ЭПР. Ниже рассмотрены примеры радиомишеней и фоно-целевых обстановок, моделируемых для решения практических задач при испытаниях РТД, и способы аппаратно-программной реализации моделирования средствами АПКЭО.

Одиночная точечная цель моделируется путём воспроизведения поступающего на вход зондирующего сигнала, записываемого в цифровой буфер и считываемого с фиксированной задержкой в режиме FIFO. Кажущаяся наклонная дальность определяется программно заданной задержкой, коэффициент обратного рассеяния – сквозным коэффициентом усиления аналогового и цифрового тракта приёмопередатчика. Когерентность принимаемого и ретранслированного сигналов обеспечивается теми же средствами, которые описаны выше как необходимые для работы в режиме эмуляции РЛС. Для моделирования смещения по азимуту при цифровой ретрансляции в запись каждого импульса вносится дополнительный фазовый сдвиг по линейному закону.

Для моделирования группы точечных целей записанная огибающая импульса зондирующего сигнала преобразуются в суперпозицию таких же комплексных огибающих с добавлением задержек, начальных фаз и соответствующими коэффициентами по амплитуде.

Моделирование произвольных фоно-целевых обстановок осуществляется также путём аппаратно-программного преобразования принимаемого сигнала от РТД в суперпозицию его имитированных отражений от всех элементов моделируемой сложной цели. При этом формирование суперпозиции описывается как свёртка исходной комплексной огибающей с некоторой импульсной характеристикой, индивидуально рассчитываемой для каждого импульса в сеансе. Каждая импульсная характеристика получается в результате выполнения над моделью фоно-целевой обстановки операции, обратной сжатию по азимуту. Таким образом их полный набор имеет вид таблицы, где импульсные характеристики записаны построчно, а их количество равно числу

импульсов в сигнале. Моделирование сюжета и расчёт импульсных характеристик выполняется заблаговременно перед началом сеанса, а свёртка – в режиме реального времени после приёма и записи очередного импульса.

Продолжением работы по созданию аппаратно-программных средств имитации сигналов является разработка комплекса, центральным элементом которого является устройство имитации и регистрации сигналов с полосой пропускания 1000 МГц на базе следующей модели векторного приёмопередатчика. Модуль имеет такую же структуру, как и предыдущая модель, но частота дискретизации увеличена до 1250 МГц и применена более новая информационная шина PCIe Gen3 со скоростью передачи данных по одному каналу до 8 ГБ/с. Кроме расширенной полосы частот здесь значительно увеличена производительность вычислительных средств реального времени на базе ПЛИС семейства Virtex 7.

Методики синтеза сигналов для проектируемых радиоэлектронных средств и испытательных сигналов для отработки средств приёма и анализа с целью их полунатурного моделирования средствами АПКЭО содержат следующие шаги.

1. Выбор модулирующей функции или семейства таких функций, для которых планируется проведение анализа.

2. Исследование одномерной АКФ модулирующей функции для оценки применимости при решении требуемой задачи.

3. Построение цифровой модели семейства модулирующих функций в пакете Matlab с учётом частоты дискретизации в АПКЭО и, при необходимости, адаптированной к характеристикам приёмо-передающего тракта изделия.

4. Синтез двумерной функции отклика в координатах дальность-азимут (для сигнала РТД) или двумерной функции неопределённости в координатах дальность-скорость (для импульсно-доплеровского датчика) из математической модели сигнала. Анализ двумерной функции по критериям ширины главного лепестка (разрешающая способность), максимального, интегрального уровня и

расположения боковых лепестков.

5. Преобразование формата данных математической модели модулирующей функции, синтезированной в пакете Matlab, в формат *.tdms, обрабатываемый программным обеспечением АПКЭО.

6. Воспроизведение сигнала из цифровой модели. Контроль сигнала с помощью внешнего прибора (анализатора спектра, анализатора сигналов) – при обработке сигналов для систем радиотехнической разведки (РТР). Запись воспроизводимого сигнала через аппаратный шлейф (радиоголограмма).

7. Синтез двумерной функции отклика (функции неопределённости) по данным радиоголограммы (записи сигнала через шлейф) и анализ её качества аппаратно-программными средствами АПКЭО.

Таким образом, средствами АПКЭО можно моделировать, формировать и анализировать сигналы различных радиотехнических средств. Предложено схемотехническое решение для построения АПКЭО как средства для построения и исследования излучаемых сигналов. Широкая полоса пропускания и диапазон рабочих частот, векторная модуляция позволяет имитировать сигналы различных современных радиотехнических средств (радиолокаторов, систем связи и др.) и формировать испытательные сигналы для систем РТР.

Выводы по главе

1. Показано, что результаты математического моделирования функции отклика на одиночную точечную цель при модуляции сложного сигнала РТД М-последовательностями с периодическим чередованием подтверждаются экспериментальными результатами, полученными на стенде полунатурного моделирования. При длине чередующихся М-последовательностей 255 обеспечивается дополнительное подавление пикового бокового лепестка на 6 дБ по сравнению с сигналом без чередования.

2. Проведено экспериментальное сравнение аппаратных двумерных функций отклика при фазокодовой модуляции импульсов сигнала М-последовательностями и линейно-частотной модуляции.

3. Разработанный АПКЭО позволяет моделировать, формировать и анализировать сигналы широкого класса радиотехнических средств.

4. Предложена методика формирования сигналов, излучаемых различными радиотехническими средствами, и испытательных сигналов для систем РТР с помощью АПКЭО.

5. Средствами АПКЭО может быть создана библиотека излучаемых сигналов действующих и перспективных радиоэлектронных средств, как отечественных, так и зарубежных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенного анализ перспективных и применяемых способов модуляции излучаемых сигналов можно утверждать, что исследователи пользуются различными методами и критериями выбора модулирующих функций и последовательностей, которые определяются, в том числе, целевым назначением радиотехнического средства.

Выбор сигнально-кодовой конструкции является важным этапом разработки радиотехнического средства и влияет на качество выходной информации, помехоустойчивость и уровень сигнал/шум, поэтому поиск модулирующих функций актуальная задача, имеющая большое практическое значение.

M-последовательности служат основой для формирования многочисленных ансамблей псевдослучайных последовательностей: Голда, Касами, де Брейне и др., что подтверждает перспективность построения на их базе новых модулирующих функций.

Приведено описание основных принципов формирования сложных сигналов и получения радиофизического изображения. Для оценки пространственного разрешения выбран метод импульсного отклика.

Обоснован выбор вида функции отклика на одиночную точечную цель как критерия для оценки качества изображения.

Предложена и описана программная реализация метода оценки качества радиофизического изображения.

Таким образом, подготовлена методическая база и разработаны программно-алгоритмические средства для исследования и оценки сигналов, излучаемых различными РЭС.

Использование шумоподобных сигналов и сигналов, модулированных M-последовательностями, целесообразно для задач обнаружения и распознавания объектов в виду низкого уровня максимальных боковых

лепестков.

По результатам исследования сигналов с модуляцией последовательностями Лежандра можно сделать вывод, что этот вид псевдослучайных последовательностей заслуживает более подробного изучения и, возможно, найдет применение в перспективных РТД.

Для задач определения границ раздела сред и других, требующих высокого радиометрического разрешения, предпочтение следует отдать регулярным функциям, в частности ЛЧМ, т.к. она обеспечивает наиболее низкий интегральный уровень боковых лепестков функции отклика.

Применение стохастических функций для модуляции сложных сигналов РТД обеспечивает подавление помех неоднозначности по дальности без необходимости применения специальных алгоритмов.

Шумоподобные сигналы имеют преимущества при проведении скрытой съемки, так как они мало отличимы от сигналов связных станций.

Предложен и обоснован выбор зондирующих сигналов из числа исследованных для применения в конкретных практических задачах.

Проведено экспериментальное сравнение аппаратных функций отклика на одиночную точечную цель при модуляции зондирующего сигнала М-последовательностью и ЛЧМ.

Разработанный АПКЭО позволяет моделировать, формировать и анализировать сигналы широкого класса радиотехнических средств.

Предложена методика формирования сигналов, излучаемых различными радиотехническими средствами, и испытательных сигналов для систем РТР с помощью АПКЭО. Средствами АПКЭО может быть создана библиотека излучаемых сигналов действующих и перспективных радиоэлектронных средств, как отечественных, так и зарубежных.

Перечень сокращений

АКФ	Автокорреляционная функция
АПКЭО	Аппаратно-программный комплекс экспериментальной отработки
АФАР	Активная фазированная антенная решетка
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика
БЛ	Боковые лепестки
ВКФ	Взаимнокорреляционная функция
ГСПФ	Генератор сигналов произвольной формы
ДД	Динамический диапазон
ДЗЗ	Дистанционное зондирование Земли
ДЧКС	Дискретно-кодированный по частоте сигнал
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
МП	М-последовательность
ОТЦ	Одиночная точечная цель
ПЗУ	Постоянное запоминающее устройство
ППА	Приёмно-передающая аппаратура
ПРС	Пространственная разрешающая способность
РТД	Радиотехнический датчик
РТР	Радиотехническая разведка
РТС	Радиотехнические средства
РФИ	Радиофизические изображения
РЭС	Радиоэлектронные средства
СКО	Среднеквадратичное отклонение
УБЛ	Уровень боковых лепестков
УЭПР	Удельная эффективная площадь рассеяния
ФКМ	Фазокодовая модуляция
ФН	Функция неопределенности
ФО	Функция отклика
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь
ЦРГ	Цифровая радиоголограмма
ЭПР	Эффективная площадь рассеяния

Список литературы

1. Алексеев С.Б., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М. Аппаратно-программный комплекс для имитации и записи сигналов существующих и перспективных радиоэлектронных средств // Материалы 27-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2017. – С. 1536-1540.
2. Бабокин М.И., Ефимов А.В., Зайцев С.Э., Карпов О.А., Костров В.В., Неронский Л.Б., Савосин Г.В., Титов М.П., Толстов Е.Ф., Турук В.Э., Цветков О.Е. Итоги и уроки лётных испытаний РСА малого космического аппарата «Кондор-Э» // Материалы VI Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2016. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) // Материалы VI Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2016. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) – С.16–36.
3. Бакута П.А. Теория обнаружения - М.: Радио и связь. 1984. – 440с.
4. Бахтин А.А., Меркушев А.В. Метод локального восстановления маршрута в эпизодических сетях // Инженерный вестник Дона. – М.: 2011. – № 3
5. Бессарабова А.А., Венедиктов М.Д., Ледовских В.И. МП и их свойства: Учебное пособие «Разделение каналов по форме в широкополосных системах передачи информации». – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2006, - 141 с.
6. Бирюк А. А. Довгаль Т. А. Максимовская А. И., Орешкин В.И.

- Импульсный радар ближнего действия // Материалы XV Молодежной научно-технической конференции «Радиолокация и связь – перспективные технологии» М.: Мир науки, 2017. С.34-37
7. Бортовая радиолокационная станция: пат. 152358 Рос. Федерация № 2014145492/07; заявл. 12.11.2014; опубл. 27.05.2015, Бюл № 15. 2с.
 8. Бронов С. А. Синтез уникальных фазоманипулированных сигналов для интеллектуальной системы обнаружения подвижных объектов/С. А. Бронов, А. В. Малеев, Я. В. Михайленко//Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. -2008. -Т. 2(9). С.208-212.
 9. Булыгин М.Л., Муллов. К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой. «Труды МАИ», выпуск №80.
 10. Вакман Д.Е. Сложные сигналы и принцип неопределённости в радиолокации – М.: Сов. радио, 1965, - 304 с.
 11. Вакман Д.Е., Седлецкий Р.М., Вопросы синтеза радиолокационных сигналов // Москва: Сов. радио.1973, - 312 с.
 12. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985, - 384 с.
 13. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. радио, 1978, - 304 с.
 14. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970, - 376 с.
 15. Варламов Д.Л., Костров В.В. Снижение уровня боковых лепестков корреляционной функции сложных дискретных сигналов при использовании μ -фильтрации // Радиотехника, 2006. № 11. С. 77-79.
 16. Вдовин Д.В. Метод двухтактной спектральной обработки дополнительных сигналов // Труды МАИ, 2015, № 80:
 17. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. Монография. М.: Радиотехника, 2014,- 528 с.
 18. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория

- радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / под ред. В.Ф. Кравченко – М.: Физматлит, 2008, - 704 с.
19. Гоноровский И.С. Основы радиотехники. Издание второе. Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио. Москва 1957, -726 с.,
 20. Горбенко И.Д, Замула А.А., Колованова Е.П., Киянчук Р.И., Ярыгина Т.Е. Синтез фазоманипулированных последовательностей с хорошими автокорреляционными свойствами // Радиоэлектроника и информатика. 2011. №2. С. 31-34.
 21. Гусейнов М.Я., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М. Улучшение разрешающей способности по дальности дозорной РЛС в режимах РСА методом межпериодного расширения спектра // Успехи современной радиоэлектроники – 2015, №5. С.6-12.
 22. Гуськов Ю.Н., Карпов О.А., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Семенов М.А., Толстов Е.Ф. Проблемы экспериментального определения пространственного разрешения РСА: критерий Рэлея и метод импульсного отклика // Всероссийский симпозиум «Радиолокационное исследование природных сред». СПб: 2013. Т.1. С.444-454.
 23. Дьяченко М.А., Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Чарыков И.В., Чикачёв В.С. Основные принципы построения и использования мобильного измерительно-испытательного комплекса для наземной обработки авиационных радиотехнических систем // Материалы XI Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». – Москва. 2017
 24. Захаров А.И. Влияние интегрального уровня боковых лепестков сигнала РСА на качество измерений // Материалы V Всероссийской научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред», Муром: Изд. полиграфический центр МИ ВлГУ, 2012. –567 с. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), С.462-466.

25. Зудилин А.С., Назаров Л.Е. Алгоритмы компенсации сосредоточенных по спектру помех для OFDM сигналов // VI Всероссийская научно-техническая конференция “Радиолокация и радиосвязь”: труды конф., – Москва: ИРЭ РАН, 2012. – Том II, С.3–7
26. Иванов А.В. Чередующиеся троичные последовательности с периодом $4p$ // Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого, 2015 г., №3(86) Ч.2, С. 19-21.
27. Ипатов В.П. Троичные последовательности с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Радиотехника и электроника, 1979. №10.
28. Казаин Е.О. Исследование алгоритмов поиска псевдослучайной последовательности с улучшенными автокорреляционными и взаимокорреляционными свойствами. URL: <http://conf.sfu-kras.ru/sites/mn2012/thesis/s025/s025-009.pdf>
29. Каменский И.В., Плекин В.Я. Свойства функции неопределенности составных дискретно-кодированных по частоте сигналов. - "Радиоэлектроника", 2001, № 8, С. 57-66.
30. Канащенков А.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. // Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
31. Карпов О.А., Луканидин А.М., Нечаев В.М., Овчинников А.А., Орлов М.С., Толстов Е.Ф., Яковлев А.М. Экспериментальная проверка алгоритмов межпериодного расширения спектра в РСА // Сб. науч. статей под ред. Е.Ф.Толстова. МО РФ. Смоленск. 2005. – С. 226–230.
32. Коберниченко В. Г. Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли : [учеб. пособие] /; М-во образования и науки Рос. Федерации, Урал. федер. ун-т. – Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 220 с. ISBN 978-5-7996-1685-4
33. Козлов В.А., Чистюхин В.В. Аналитическое решение для подавления

- уровня интегральных боковых лепестков АКФ псевдослучайных последовательностей в РСА // Изв. вузов. Электроника. – 2017. – Т. 22. – № 5. – С. 487–490. – DOI: 10.214151/1561-5405-2017-22-5-487-490
34. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов / Под ред. Г.С.Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005.
35. Коновальцев А.В. Оценка фазовых искажений широкополосных ЛЧМ сигналов в аналоговом тракте радиолокатора / А.В. Коновальцев, В.М. Нуждин, В.Н. Скосырев и др. // 3-я Всесоюз. конф. СРСА-2010. 2010. С. 257-262.
36. Корнилова Л.Г. Построение ансамблей на базе фазокодированных последовательностей, удовлетворяющих границе Вэлча / А.Ю. Тюкаев, Н.В. Парсаев, А.Н. Леухин // Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманда – 2010. С. 42-45.
37. Корнилова Л.Г., Тела неопределённости фазокодированных последовательностей с одноуровневой циклической автокорреляционной функцией с заданным уровнем боковых лепестков/ Корнилова Л.Г, Парсаев Н.В. // Сб. материалов Всероссийской научно-практической конференции с международным участием: в 2 ч. – Ч.2. – Йошкар-Ола: Марийский государственный технический университет, 2008 - С. 220 -224
38. Кренгель Е.И Псевдослучайные двоичные последовательности с нулевой зоной автокорреляции и боковыми выбросами $\pm (p+1)$ // Цифровая обработка сигналов, 2004. №2(12). С. 2-6.
39. Кренгель Е.И. Новые идеальные 4-фазные и 8-фазные последовательности с нулями// Сб. докладов 7-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». –М: 2005 №21 Том 1.
40. Кренгель Е.И., Мешковский К.А. Ансамбли двоичных

- последовательностей с малой взаимной корреляцией и большой линейной сложностью // Радиотехника – 2004. – № 4. – С. 3 – 5.
41. Кудря А.И., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. Расширение возможностей использования M-последовательностей в РСА // II Всероссийские Армандовские чтения [Электронные ресурсы]: Радиофизические методы в дистанционном зонировании сред / Материалы V Всероссийской научной конференции. Муром. Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2012. –567 с. ISSN 2304-0297 (CD-ROM), с.518 531.
 42. Кузнецов В.С., Шевченко И.В., Волков А.С., Солодков А.В. Генерация ан-самблей кодов Голда для систем прямого расширения спектра // Труды МАИ. 2017. № 96.
 43. Кук Ч, Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ ред. В.С. Кельзона. -М.: Советское радио, 1971. -568с.
 44. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Советское радио, 1971.
 45. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте. М.: Вузовская книга, 2003.-528 с.
 46. Кучейко А.А. Итоги запусков спутников съемки Земли в 2009 году [Электронный ресурс] // Запуски спутников Земли: [сайт] [2010] URL: http://zoom.cnews.ru/rnd/article/item/zapuski_sputnikov_semki_zemli_itogi_2009_goda. (дата обращения: 11.03.2019)
 47. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989, -656 с.
 48. Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1989. – 280 с., ил.
 49. Лепёхина Т.А, Николаев В.И., Семёнов М.А., Тарасенко А.М. Система формирования радиолокационного изображения для задач валидации РСА с различными видами зондирующего сигнала // 21-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и

- телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2011. С. 1063-1064.
50. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Аппаратно-программное обеспечение стенда полунатурного моделирования для наземных испытаний космических радиолокаторов с синтезированной апертурой // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013, №1. с.53–60.
51. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Определение пространственного разрешения и радиометрических характеристик космических радиолокаторов с синтезированной апертурой методом цифровой имитации отражённых сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем - 2014. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть 4. С. 117-122.
52. Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Разработка и особенности использования активного транспондера для наземных и летных испытаний, калибровки и валидации космических РСА // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2014. №3. С. 54-60.
53. Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Семенов М.А., Тарасенко А.М. Особенности аппаратно-программного комплекса экспериментальной обработки как активного имитатора внешней обстановки для дозорного радиолокатора // Материалы VIII Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2018. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) // Материалы VIII Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2018. ISSN 2304-0297 (CD-

ROM) – С.533-537.

54. Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М. Исследование статистики боковых лепестков функции отклика РСА с зондирующим сигналом, модулированным М-последовательностью, для определения шумового эквивалента // Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли: Материалы VII научно-технической конференции, – Адлер: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2010. – С. 237-245.
55. Лепёхина Т.А., Николаев В.И., Тарасенко А.М. Проблемы аппаратной реализации устройства имитации и регистрации широкополосных сигналов для испытаний космический радиолокаторов с синтезированной апертурой // 5-ая Всероссийская межвузовская научно-практическая конференция «Актуальные проблемы информатизации в науке, образовании и экономике – 2012», – М: НИУ МИЭТ, 2012.
56. Лепёхина Т.А., Лось В.О., Тарасенко А.М. Выбор параметров зондирующего сигнала космического РСА по результатам исследований характеристик функции отклика на одиночную точечную цель // X Всероссийская научно-техническая конференция «Научные чтения по авиации, посвящённые памяти Н.Е.Жуковского». Сб. докладов: – М.: Академия им. Н.Е. Жуковского, 2013. – С. 458-462.
57. Леухин А.Н. Выбор зондирующего сигнала для радиолокационного комплекса в режиме синтезированной апертуры антенны / Н.В. Парсаев, В.И.Безродный, В.А. Карпов // Сб. трудов III международной конференции и молодежной школы «Информационные технологии и нанотехнологии» (ИТНТ – 2017) – Самара: Новая техника, 2017. С. 821-828.
58. Леухин А.Н. Оптимальные импульсные последовательности / А.С. Шувалов, Е.Н. Потехин, А.В. Харитонов // Вестник МарГТУ. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы, Йошкар-Ола,

2012г., № 1, С. 37-46.

59. Леухин, А.Н. Многофазные импульсные последовательности с одноуровневой автокорреляцией/ А.С. Шувалов, А.С. Петухов//Вестник Мар. гос. тех. университета: серия радиотехнические и инфокоммуникационные системы. -2010. -№2, С. 77-90.
60. Мазлов К.А., Тарасенко А.М., Шаронин И.С. Оценка влияния вида зондирующего сигнала на сквозные характеристики космических РСА // Международная научно-техническая конференция «Научно-технические проблемы построения систем и комплексов землеобзора, дозора и управления и комплексов с беспилотными летательными аппаратами», Сб. трудов: – М.: АО «Концерн «Вега», 2013. – С. 33-34.
61. Незлин Д.В. Радиотехнические системы: Уч. пособие. – М.: МИЭТ, 2008. - 20– с.:ил.
62. Пестряков В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: Сов. радио, 1971.
63. Петренко В.И. Правило формирования многозначных ортогональных последовательностей на основе сегментов последовательностей максимальной длительности / Кузьминов Ю. В., Жук А. П., Зданевич Я. С. // Известия ЮФУ. Технические науки. 2012. № 12 (137). С. 190-196
64. Петров Е.П., Частиков А.В., Харина Н.Л., Петров И.Е. Алгоритм и структура устройства быстрого поиска шумоподобных сигналов//Т-СОММ: телекоммуникации и транспорт. 2013. Т.7. № 4. С. 38-41.
65. Прозоров Д.Е, Смирнов А.В., Баланов М.Ю. Алгоритм быстрой кодовой синхронизации шумоподобных сигналов, построенных на последовательностях повышенной структурной сложности // Вестник РГРТУ. № 1 (выпуск 51). Рязань, 2015, С. 3-9.
66. Савостьянов В.Ю., Ефимов А.В., Зайцев С.Э., Тарасенко А.М. Особенности обработки частотно-манипулированных сигналов в РСА // Материалы VII Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской

- научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2017. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) – С.274-280.
67. Сарвате Д. В., Персли М. Б. Взаимно-корреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей // ТИИЭР. 1980. - Т. 68, № 5.- С. 59-90.
68. Свердлик М.Б. Оптимальные дискретные сигналы. – М.: Советское радио, 1975.
69. Сенин А. И. Корреляционные свойства последовательностей, построенных на основе M-последовательностей и последовательностей Уолша / А.И. Сенин // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». -2014. -№ 5 (98). -С. 17-25.
70. Сивцов А.С., Тарасенко А.М. Исследование свойств модулирующих функций для оценки целесообразности их применения в РСА // 22-я Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2015», – М.: НИУ МИЭТ, 2015. – С. 277.
71. Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Из. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.
72. Сколник М.. Справочник по радиолокации. том1. Пер. с англ. под общ. Ред. К. Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1976. - 456 с.
73. Слока В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов. М.: Сов. ради», 1970.- 180с.
74. Соколова А.В. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / Под. ред. А.В. Соколова- М.: Радиотехника, 2003г., -512с.
75. Сьянов В. А. Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера // Изв.

- вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 53-56
76. Тарасенко А.М. Выбор вида излучаемых сигналов радиотехнических средств на основании анализа АКФ модулирующих функций // Изв. вузов. Электроника. – 2018. – Т.23 – №5. – С. 531-534.
77. Тарасенко А.М. Выбор способа построения ансамблей M-последовательностей для модуляции зондирующего сигнала космического РСА с целью уменьшения максимального уровня боковых лепестков функции отклика на одиночную точечную цель // 24-я Международная конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2014. – С. 1235-1236.
78. Тарасенко А.М. Выбор способа построения зондирующего сигнала РСА и его критерии // Материалы 11-й Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», – М.: ИРЭ им. Котельникова РАН, 2017. – С. 341-344.
79. Тарасенко А.М. Имитация и анализ сигналов различных радиотехнических систем средствами аппаратно-программного комплекса экспериментальной обработки // VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2018» Сб. трудов. – М.: ИППМ РАН, 2018. – С. 135-142.
80. Тарасенко А.М. Исследование влияния длин M-последовательностей и закона составления их ансамблей на уровни и распределение боковых лепестков функции отклика на одиночную точечную цель // XI Всероссийская научно-техническая конференция «Научные чтения по авиации, посвящённые памяти Н.Е.Жуковского». Сб. докладов: – М.: Академия им. Н.Е. Жуковского, 2014. – С. 471-475.
81. Тарасенко А.М. Исследование влияния способов формирования зондирующего сигнала космического РСА на качество радиолокационного изображения // Успехи современной

- радиоэлектроники – 2015, №5. С.13-19.
82. Тарасенко А.М. Исследование характеристик радиолокатора с синтезированной апертурой при модуляции зондирующего сигнала шумоподобными функциями // Материалы 26-й Международной конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2016. – С. 2577-2583.
83. Тарасенко А.М. Исследование целесообразности совмещения в РСА зондирующих сигналов с непрерывной и дискретной фазовой модуляцией // Материалы 27-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2017. – С. 1607-1613.
84. Тарасенко А.М. Сравнительный анализ сквозных характеристик космического РСА с зондирующими сигналами, модулированными М-последовательностью и ЛЧМ // 23-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2013. – С. 1161-1162.
85. Тарасенко А.М. Формирование сигналов с различными видами модуляции радиотехнических средств на несущих частотах // Материалы VIII Всероссийских Армандовских чтений Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2018. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) – С.538-546.
86. Тарасенко А.М. Экспериментальное исследование влияния модуляции зондирующего сигнала на характеристики радиолокационного изображения // Материалы 28-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», – Севастополь: СевГУ, КрыМиКо'2018. – С. 1605-1609.
87. Тарасенко А.М. Исследование влияния вида модуляции зондирующего сигнала на характеристики космических радиолокаторов с

- синтезированной апертурой // 19-ая Всероссийская межвузовская научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2012», – М.: НИУ МИЭТ, 2012. – С. 232.
88. Тарасенко А.М., Цветков О.Е. Исследование внутриимпульсной модуляции зондирующих сигналов различными модулирующими функциями для расширения возможностей РСА // Материалы VII Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн», – Муром: МИ ВлГУ, 2017. ISSN 2304-0297 (CD-ROM) – С. 339-345.
89. Татарский Б. Г., Майстренко Е. В. Функция неопределенности сигнала с комбинированной частотной модуляцией // Информационно-измерительные и управляющие системы . – 2013. – №12.
90. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966, - 678 с.
91. Толстов Е. Ф., Яковлев А. М., Карпов О. А. Радиолокационный комплекс аппаратуры наблюдения в программе «Открытое небо» // Радиотехника. № 11. Серия «Радиолокационные системы и системы радиуправления». 1995. № 2. Вып. 6. С. 54-57.
92. Толстов Е.Ф., Савостьянов В.Ю. Использование способа межпериодного расширения спектра для улучшения разрешения по дальности в бортовых РЛС // 1-я Всероссийская научно-техническая конференция по проблемам создания перспективной авионики: Тезисы докладов. – М.; 2002. – С. 47-48.
93. Тузов Т.П. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Т.П. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др.; Под ред Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985,-264с.
94. Хасанов М.С., Курганов В.В. Методы определения коэффициентов

- квазиоптимального КИХ-фильтра свёртки псевдослучайной бинарной последовательности. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2014. Сборник трудов / под общ. ред. Академика РАН А.Л.Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть IV.
95. Черняк З. В. Математическое моделирование ансамблей дискретных ортогональных многоуровневых сигналов с требуемыми корреляционными характеристиками // Автореф. дис. канд. техн. наук: 05.13.18. – Ставрополь, 2010.
96. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. Учебное пособие для вузов. -М: Советское радио, 1970, -560с.
97. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник /Лосев Ю.И., Минервин Н.Н., Москвитин С.В., Горшков С.А., Леховицкий Д.И., Левченко Л.С./ Под ред. Я.Д. Ширмана. -М.: ЗАО «МАКВИС», 1998.- 828 с.
98. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов. радио. 1974, 360с.
99. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. -416 с.
100. Школьный Л.А., Толстов Е.Ф., Детков А.Н. и др. Радиолокационные станции воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений/Под ред. Л.А. Школьного. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, –2008.
101. Шувалов А.С. Новый алгоритм поиска многофазных последовательностей Баркера/ Леухин А. Н., Гайворонский Д. В. // Вестник поволжского государственного технологического университета. серия: радиотехнические и инфокоммуникационные системы, Йошкар-Ола, 2012. – С. 19-23.
102. Яричин Е.М., Малеев А.В. Интеллектуальный акустический мониторинг реального времени в среде MATLAB. Транспортные

- средства Сибири: Межвуз. сб. науч. тр. с междуна. уч. Вып. 10 / Подред. С. П. Ереско. Красноярск: ИПЦКГТУ, 2004.
103. Baden J. M., Cohen M. N. "Optimal sidelobe suppression for biphasic codes," Telesystems Conference, 1991. Proceedings. Vol.1., NTC '91., National, Atlanta, GA, 1991, pp. 127-131.
 104. Bassem M.R. MATLAB simulations for radar systems design / Bassem R. Mahafza, Atef Z. Elsherbeni, CHAPMAN & HALL/CRC Press Company. Boca Raton. London, New York, Washington, D.C. – 2004.
 105. Borwein P. and Ferguson R., "Polyphase sequences with low autocorrelation," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51, no. 4, pp. 1564–1567, April 2005
 106. Borwein P., Choi K. K. S., and Jedwab J.. Binary Sequences With Merit Factor Greater Than 6:34, IEEE Trans. Inf. Theory, 50(12), December 2004.
 107. Borwein P., Ferguson R. and Knauer J., The merit factor problem, Number Theory and Polynomials (J. McKee and C. Smyth, eds.), London Math. Soc. Lecture Note Ser., vol. 352, Cambridge Univ. Press, Cambridge, 2008, pp. 52–70. MR2428515 (2010b:11030)
 108. Coxson, G., and Russo, J.: 'Efficient exhaustive search for optimal peak-sidelobe binary codes', IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2005, 41, pp. 302–308
 109. Dmitriev D. and Jedwab J., Bounds on the growth rate of the peak sidelobe level of binary sequences, Advances in Mathematics of Communications 1 (2007), pp. 461–475.
 110. Gresko M. Autocorrelation property of Jacobi sequences Journal of Electrical engineering, vol. 53, no. 12/s, 2002, pp. 9–12
 111. Gustavsen B. and Semlyen A., Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting // IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999.
 112. Jedwab J. and Yoshida K., "The peak sidelobe level of families of binary

- sequences,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 5, pp. 2247–2254, May 2006.
113. Jedwab J., “What can be used instead of a Barker sequence?” *Contemporary Math*, 2008.
 114. Jedwab J., Daniel J. Katz, and Kai-Uwe Schmidt. *Advances in the Merit Factor Problem for Binary Sequences*. *J. Comb. Theory Ser. A*, 120(4):pp. 882–906, May 2013.
 115. Kadlimatti R. and Fam A. T., "Good code sets from complementary pairs via symmetrical/antisymmetrical chips," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 52, no. 3, pp. 1327-1339, June 2016.doi: 10.1109/TAES.2016.150428
 116. Kirilusha A. and Narayanaswamy G., “Construction of new asymptotic classes of binary sequences based on existing asymptotic classes,” *Dept. Math. Comput. Sci., Univ. Richmond, Richmond, VA, Summer Science Program Tech. Rep.*, 1999
 117. Kristiansen, R.A., Parker, M.G.: Binary sequences with merit factor > 6.3 . *IEEE Trans. Inform. Theory* 50 (2004) pp. 3385–3389
 118. Kristiansen, R.A.: On the aperiodic autocorrelation of binary sequences. Master’s thesis, Selmer Centre, Inst. for Informatics, University of Bergen, Norway (2003) <http://www.ii.uib.no/~matthew/Masters/notes.ps>.
 119. Levanon N., Mozeson E., *Radar Signals // New Jersey: John Wiley & Sons*, 2004.
 120. Lukin K.A. *The Principles of Noise Radar Technology Proc. of NRTW-2002. – Yalta, 2002. – pp. 13 – 22.*
 121. Nunn C. and Coxson G., “Polyphase pulse compression codes with optimal peak and integrated sidelobes,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 2, pp. 775–781, Apr. 2
 122. Nunn, C. and Coxson, G., ”Best Known Autocorrelation peak sideobe levels for binary codes of length 71 to 105”, vol. 44, no. 1, Jan. 2008, pp.

392-395.

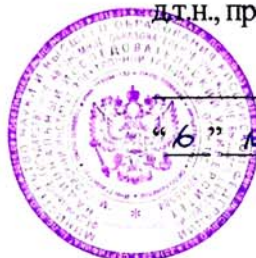
123. Nunn, C.: 'Constrained optimization applied to pulse compression codes, and filters'. IEEE Int. Radar Conf., 9– 12 May 2005, pp. 190–194
124. Rihaczek A. W., Golden R. M. "Range Sidelobe Suppression for Barker Codes," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-7, no. 6, pp. 1087-1092, Nov. 1971.
125. Sahoo A. K., Panda G. and Pradhan P. M. "Generation of pulse compression codes using NSGA-II," in India Conference (INDICON), 2009 Annual IEEE, pp. 1–4, IEEE, 2009. 119
126. Schmidt K.-U. Binary sequences with small peak sidelobe level. IEEE Transactions on Information Theory, 58, 4 (Apr. 2012), pp.2512–2515.
127. Schmidt K.-U., J. Jedwab, and M.G. Parker, Two binary sequence families with large merit factor, Adv. Math. Commun. 3 (2009), pp.135–156.
128. Zang, S. Zhou, H. Liu and X. Wang, "Radar sidelobe suppression using nearly-orthogonal waveforms," 2014 IEEE China Summit & International Conference on Signal and Information Processing (ChinaSIP), Xi'an, 2014, pp. 171-174.
129. Zoraster S.. Minimum Peak Range Sidelobe Filters for Binary Phase-Coded Waveforms. in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-16, no. 1, pp. 112-115, Jan. 1980.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ДОКУМЕНТЫ, ПОДВЕРЖДАЮЩИЕ ВНЕДРЕНИЕ ОСНОВНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе МИЭТ

д.т.н., профессор



И.Г. Игнатова

И.Г. Игнатова

«6» *марта* 2019 г.

Акт о внедрении

в учебный процесс результатов диссертационной работы

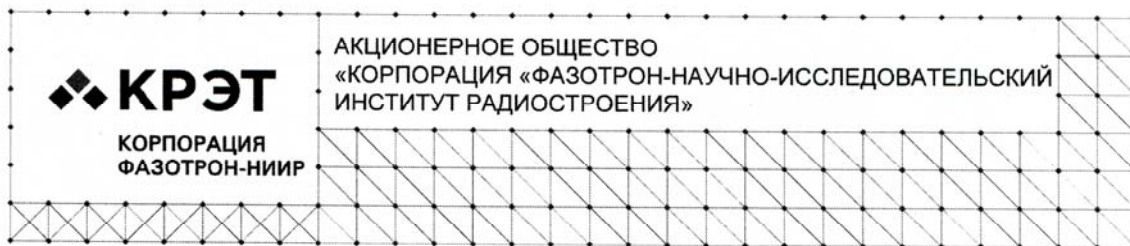
Тарасенко Анны Максимовны на тему:

**«Методика цифрового формирования сложных сигналов для улучшения
характеристик радиотехнических средств»**

Научные результаты, полученные в диссертации Тарасенко А.М., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, в частности: критерии оценки применимости модулирующих функций, методика поиска и исследования сигналов для улучшения характеристик радиотехнических средств, а также модифицированный метод межпериодного расширения спектра используются в курсе «Цифровая обработка сигналов», преподаваемом в Институте микроприборов и систем управления университета «МИЭТ».

Директор Института МПСУ
Национального исследовательского
университета «МИЭТ», д.т.н., доцент

Переверзев А.Л.



УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель Генерального
директора - Генеральный конструктор

АО «Корпорация «Фазотрон-НИИР»

Гуськов Юрий Николаевич

25 03 2019 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Тарасенко Анны Максимовны на тему

«Методика цифрового формирования сложных сигналов для улучшения характеристик радиотехнических средств»

Комиссия в составе:

Председатель: Швачкин А.М., начальник НИО-9

Члены комиссии:

Еремина Е.В., заместитель начальника НИО-9

Овчинников А.А., начальник лаборатории 135

Карпов О.А., СНС лаборатории 135

составила настоящий акт подтверждающий, что научные результаты диссертационной работы Тарасенко А.М., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» обладают актуальностью, были использованы в АО «Корпорация «Фазотрон-НИИР» при проведении опытно-конструкторских работ в части выбора параметров формирователя сигналов изделия ФНА.

Указанные в работе научные результаты позволяют выбрать вид сложного сигнала в соответствии с целевым назначением датчика ДЗЗ и улучшить характеристики получаемого изображения.

Председатель комиссии:

« 25 » марта 2019 г.

Швачкин А.М.

Члены комиссии:

« 25 » марта 2019 г.

Еремина Е.В.

« 25 » марта 2019 г.

Овчинников А.А.

« 25 » марта 2019 г.

Карпов О.А.