

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

На правах рукописи



Карпов Вадим Николаевич

**СПОСОБ СЖАТИЯ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ
РАДИОСИСТЕМАХ С АНАЛОГО-ИНФОРМАЦИОННЫМ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения (технические системы)

диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат физико-математических наук, доцент

Лялин Константин Сергеевич

Москва, 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список сокращений.....	4
Введение	5
Глава 1. Сжатое считывание данных и разреженные сигналы.....	12
1.1. Основные положения теории сжатой дискретизации	12
1.2. Анализ современных методов сбора данных в теории сжатой дискретизации	20
1.2.1. Случайный демодулятор	20
1.2.2. Модулированный широкополосный преобразователь.....	23
1.2.3. Предварительный интегратор со случайной модуляцией	26
1.2.4. Случайная фильтрация	27
1.2.5. Случайная свертка.....	29
1.2.6. Компрессионный мультиплексор	30
1.3. Разработка методики оценки степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов	33
1.4. Особенности выбора частоты дискретизации для разреженных сигналов в контексте сжатой дискретизации.....	35
1.5. Выводы к главе	41
Глава 2. Способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-информационным преобразователем	43
2.1. Разработка способа сжатия сигналов и алгоритма их восстановления в многоканальных радиосистемах с АИП.....	43
2.1.1. Аналого-цифровое преобразование на основе случайного демодулятора	44
2.1.2. Алгоритм цифровой обработки и восстановления сигнала.....	44
2.1.3. Особенности реализации способа сжатия сигналов в многоканальных системах	50

2.2. Математическое моделирование способа сжатия сигналов с АИП	54
2.3. Оценка степени разреженности сигналов с применением разработанной ранее методики.....	63
2.4. Выводы к главе 2.....	72
Глава 3. Исследование влияния параметров реальных радиосистем на работу способа сжатия сигналов с АИП.....	73
3.1. Вопросы взаимного влияния параметров реальных радиосистем на работу способа сжатия сигналов с АИП	73
3.1.1. Анализ влияния шумовых характеристик на работу АИП	74
3.1.2. Анализ влияния нелинейных искажений на работу АИП	76
3.1.3. Анализ влияния разрядности АЦП на работу АИП	79
3.1.4. Анализ влияния совокупности параметров на работу АИП.....	83
3.2. Разработка методики системного проектирования радиосистем с применением способа сжатия сигналов с АИП.....	86
3.3. Выводы к главе 3.....	92
Глава 4. Экспериментальная апробация способа и оценка качества работы АИП ..	94
4.1. Проектирование АИП	94
4.2. Экспериментальное подтверждение работоспособности АИП	103
4.3. Выводы к главе 4	113
Заключение.....	115
Список литературы.....	117
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акты внедрения	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Патент на изобретение.....	130

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АИП	Аналого-информационный преобразователь
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
ОПС	Ортогональный поиск соответствий
ПСП	Псевдослучайная последовательность
СД	Случайный демодулятор
ФНЧ	Фильтр нижних частот
ОСШ	Отношение сигнал/шум
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
OMP	Orthogonal Matching Pursuit
OIP3	Output Third-Order Intercept Point
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
MIMO	Multiple Input Multiple Output
IoT	Internet of Things

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Максимальная частота дискретизации современных представленных на рынке аналого-цифровых преобразователей (АЦП) ограничивает максимальную полосу пропускания сигналов, которые могут быть оцифрованы на приемниках многоканальных радиосистем, что не позволяет добиться хорошей разрешающей способности таких систем. Также количество выборок, которые могут быть получены при очень высоких частотах дискретизации, поднимает серьезную проблему емкости памяти и увеличивает вычислительную мощность, необходимую для блоков цифровой обработки. Рост этих трех факторов (частота дискретизации, объем памяти и вычислительная мощность) увеличивает сложность и стоимость систем, обрабатывающих аналоговые сигналы в цифровом виде.

Одним из вариантов решений данной проблемы является метод обработки сигналов, который состоит в уменьшении частоты дискретизации аналогово-цифрового преобразования путем сжатия сигнала на этапе сбора данных. Такой подход получил название сжатая дискретизация или сжатое считывание [1].

Когда сигнальная среда относительно разрежена, то информация из сигнала может быть получена с помощью гораздо меньшего количества дискретов, чем этого требуют традиционные критерии Котельникова/Найквиста, при условии, что сигнал имеет разреженное (или почти разреженное) представление [2] в некотором базисе. Одним из наиболее удивительных аспектов сжатой дискретизации является то, что для сжатия не требуются априорные знания о сигнале, кроме базового предположения о разреженности или сжимаемости сигнала.

Устройства, работа которых основана на теории сжатой дискретизации, именуется как аналогово-информационные преобразователи (АИП). АИП — это устройство, которое принимает на вход аналоговый сигнал и, в отличие от традиционных АЦП, выдает на выходе оцифрованную и сжатую версию входного сигнала. Ключевое отличие по сравнению со сжатием цифровых данных заключается в том, что в аналогово-информационном преобразователе сигналы сжимаются во время оцифровки, а не после нее. Таким образом, частота дискретизации и потребность в памяти могут быть уменьшены одновременно и без потери полезной информации.

Актуальность темы диссертационной работы обусловлена тем, что результаты работы могут позволить создавать многоканальные радиотехнические системы с меньшей себестоимостью, а также лучшей энергоэффективностью, за счет существенного уменьшения информационного потока и использования более простых АЦП в каждом канале. Таким образом, настоящая диссертационная работа посвящена решению актуальной научной задачи, заключающейся в разработке и исследовании способа сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах на основе аналого-информационного преобразователя, обеспечивающего снижение частоты дискретизации и информационного потока при сохранении возможности точного восстановления исходных сигналов.

Объектом исследования является многоканальная радиосистема.

Предметом исследования является способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах посредством использования аналого-информационного преобразователя.

Цель работы: разработка и исследование способа аналого-информационного преобразования в многоканальных радиосистемах

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **научные задачи:**

1. Анализ современных методов и способов сжатого считывания данных.
2. Разработка методики оценки степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации.
3. Исследование и разработка способа сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с АИП.
4. Исследование взаимного влияния параметров реальных радиосистем и параметров работы способа обработки сигналов с АИП.
5. Экспериментальная апробация способа и оценка качества работы АИП.

Методы исследований. Для решения поставленных задач в работе используются методы математического моделирования, известные методы частотного и временного анализа сигналов. Проведены лабораторные и экспериментальные исследования.

Научная новизна работы:

1. Предложена новая методика сокращения информационного потока в приемных каналах многоканальных радиотехнических систем, за счет применения теории сжатой дискретизации.

2. Впервые разработан способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-информационным преобразователем, позволяющий оцифровывать входной сигнал с частотой дискретизации меньшей, чем этого требуют традиционные подходы, основанные на критерии Котельникова/Найквиста.

3. Предложены технические основы проектирования многоканальных радиосистем с аналого-информационным преобразователем на основе разработанного способа в части системного проектирования.

4. Разработан прототип аналого-информационного преобразователя для многоканальной радиосистемы на основе разработанного способа.

Достоверность основных положений и выводов, выносимых на защиту, подтверждается использованием общеизвестного математического аппарата, математическим моделированием и экспериментальной обработкой.

Практическая значимость исследования. Проведенные исследования показали, что разработанный способ сжатия сигналов с аналого-информационным преобразователем может применяться в разработках новых многоканальных радиосистем, в том числе FMCW датчиков, систем структурного мониторинга и когнитивного радио. Использование данного способа позволяет снизить частоту дискретизации АЦП в 4 раза по сравнению с классическим критерием Котельникова/Найквиста, что существенно упрощает аппаратную часть аналого-цифрового тракта, снижает требования к производительности АЦП и уменьшает энергопотребление. Так, для реализации рабочей полосы частот входного сигнала до 2 МГц при традиционной схеме необходимо применять АЦП с частотой дискретизации не менее 4 МГц и разрядностью 10–12 бит, что требует использования высокоскоростных АЦП. Применение предложенного способа снижает требуемую частоту дискретизации до 1 МГц и разрядность до 8 бит, что позволяет применять более доступные и энергоэффективные компоненты, снижая себестоимость модуля обработки сигналов. В многоканальных конфигурациях, например, в 16-канальной MIMO-системе, суммарный информационный поток

сокращается с 4,46 Гбит/с до 1,115 Гбит/с, что пропорционально уменьшает требования к памяти и вычислительным ресурсам. Кроме того, разработанный способ может быть использован в беспроводных сенсорных сетях интернета вещей для снижения энергопотребления и увеличения срока автономной работы устройств.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс Института микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина «МИЭТ» при проведении занятий по курсу «Цифровая обработка сигналов», а также использованы в ООО «Квантум-ЦТ» при проведении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

Положения, выносимые на защиту

1. Разработанная методика оценки степени разреженности сигналов для систем сжатой дискретизации, позволяет установить предельную разреженность, равную 2%, для архитектуры случайного демодулятора при четырехкратном снижении частоты дискретизации.

2. Разработанный способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах на основе аналого-информационного преобразователя обеспечивает уменьшение информационного потока от АЦП к вычислителю не менее чем в 4 раза без потери точности восстановления исходных сигналов.

3. Проведенный комплексный анализ влияния дестабилизирующих факторов радиосистем, приближенных к реальным, уточнил предельную разреженность входных сигналов до 1,85%.

4. Натурные испытания разработанного способа на созданном прототипе АИП показали, что при четырехкратном снижении частоты дискретизации уровень паразитных гармоник в восстановленном спектре не превышает -20 дБ относительно полезного сигнала.

Апробация результатов работы. Результаты работы доложены на девяти научно-технических конференциях: 2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT); XXV Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» (ПТиТТ-2023); 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT); 31-й Всероссийской межвузовской научно-технической конференции студентов и

аспирантов «Микроэлектроника и информатика – 2024»; XXVI международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» (ПТиТТ-2024); 10-й Научной конференции «ЭКБ и микроэлектронные модули». Российский форум «Микроэлектроника 2024»; XXXI Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2025); 11-я Научной конференции «ЭКБ и микроэлектронные модули». Российский форум «Микроэлектроника 2025»; XXVII Международной научно-технической конференции «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» (ПТиТТ 2025).

Публикации. Основное содержание работы представлено в 11 научных публикациях, в том числе 2 статьи в научных журналах, входящих в Перечень ВАК, 2 публикации, в изданиях, входящих в международные реферативные базы данных Scopus и Web of Science, и 1 патент на изобретение.

Личный вклад автора. Основные научные результаты диссертационной работы получены автором лично. Выполнен анализ методов сжатой дискретизации, обоснован выбор архитектуры случайного демодулятора, разработана методика оценки степени разреженности сигналов. Автором предложен и теоретически обоснован способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-информационным преобразователем, на основе математического моделирования и комплексных исследований влияния реальных факторов, уточнены требования к параметрам тракта радиосистем и предельная разреженность входных сигналов. Автором предложен и экспериментально апробирован прототип аналого-информационного преобразователя, подтвердивший работоспособность разработанного способа при четырехкратном снижении частоты дискретизации.

Соответствие специальности. Содержание диссертации соответствует пунктам 1, 10, 16 паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, состоящего из 112 источников, списка сокращений, приложений, изложена на 130 страницах машинописного текста.

В первой главе представлен анализ современного состояния теории сжатой дискретизации, рассмотрены основные принципы (разреженность,

несогласованность) и методы восстановления сигналов. Выполнен сравнительный анализ существующих архитектур аналого-информационных преобразователей, обоснован выбор архитектуры случайного демодулятора как наиболее эффективной для работы с частотно-разреженными сигналами. Разработана методика оценки степени разреженности сигналов, позволяющая численно определить область применимости способа сжатия.

Во второй главе разработан способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-информационным преобразователем, включающий аналоговый этап на базе случайного демодулятора с М-последовательностью и цифровой этап восстановления методом ортогонального поиска соответствий. Приведена блок-схема алгоритма восстановления, описаны его основные шаги. Посредством математического моделирования подтверждена работоспособность способа для сигналов с различным числом спектральных компонент при четырехкратном снижении частоты дискретизации. Получены зависимости вероятности восстановления от степени разреженности.

В третьей главе исследованы вопросы взаимного влияния параметров реальных радиосистем на эффективность предложенного способа сжатия. Методами статистического моделирования установлены пороговые значения ключевых характеристик аналогового тракта. Выполнено комплексное моделирование с учетом всех деградирующих факторов, позволившее уточнить предельную степень разреженности входных сигналов до 1,85%. Разработана методика по системному проектированию радиосистем с АИП, в том числе многоканальных, включая вопросы выбора архитектуры, использования ортогональных М - последовательностей и применения алгоритмов многоканального восстановления.

В четвертой главе представлены результаты экспериментальной апробации разработанного способа. Спроектирован и изготовлен прототип аналого-информационного преобразователя на основе пассивного двойного балансного смесителя, LC-фильтра нижних частот и генератора М-последовательности. Проведены натурные эксперименты с сигналами, содержащими от двух до девятнадцати спектральных компонент, при различных уровнях шума. Экспериментально подтверждена работоспособность способа при четырехкратном

снижении частоты дискретизации и получено хорошее соответствие с результатами математического моделирования, что доказывает адекватность разработанной модели и обоснованность теоретических выводов.

В заключении сформулированы основные результаты, полученные в диссертационной работе.

ГЛАВА 1. СЖАТОЕ СЧИТЫВАНИЕ ДАННЫХ И РАЗРЕЖЕННЫЕ СИГНАЛЫ

В данной главе рассматриваются основные положения теории сжатой дискретизации, приводятся два основных принципа, на которых базируется данная теория, а также описывается процесс и методы восстановления сжатых данных. Далее приводится анализ существующих методов сбора сжатых данных с их сравнительной характеристикой. Разрабатывается методика оценки степени разреженности для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов.

1.1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Теория сжатой дискретизации [1], [2], [3], [4], [5] появилась с целью преодоления ограничений классических условий дискретизации, основанных на критерии Котельникова/Найквиста [6], [7], и обусловлена современными тенденциями развития аналого-цифрового преобразования и хранения информации в цифровом виде.

Хорошо известно, что для получения цифрового представления некоторого аналогового сигнала с ограниченной полосой пропускания без потери информации необходимо, чтобы частота дискретизации АЦП была как минимум вдвое больше максимальной частоты, присутствующей в сигнале. Поэтому максимальная частота дискретизации современных АЦП, представленных на рынке, ограничивает максимальную полосу пропускания сигналов, которые могут быть оцифрованы в приемных системах. Кроме того, количество выборок, которые можно получить с очень высокой частотой дискретизации, приводит к значительной проблеме с объемом памяти и увеличивает вычислительную мощность, необходимую для цифровой обработки. Рост этих трех факторов (частота дискретизации, объем памяти и вычислительная мощность) увеличивает сложность и стоимость систем, обрабатывающих аналоговые сигналы в цифровом виде.

Подход к использованию теории сжатой дискретизации может помочь снизить требования к аппаратному обеспечению для достижения заданной частоты дискретизации, по крайней мере, с учетом скорости работы современных АЦП.

Фактически во многих представляющих интерес случаях количество полезной информации в аналоговых сигналах намного меньше количества выборок, полученных в соответствии с критерием Котельникова/Найквиста. К примеру, для дискретизации сигнала на несущей частоте 2 ГГц и полосой пропускания около 5 МГц, потребуется скорость сбора данных более 4 Гвыб/с, при этом придется хранить в памяти более 4 миллиардов выборок, соответствующих каждой секунде анализируемого сигнала. Однако полезная информация содержится только в относительно небольшом интервале частот в окрестности 2 ГГц, а подавляющее большинство спектра будет включать лишь шум. Очевидно, что такой подход является пустой тратой ценных ресурсов. Альтернативой является хорошо известная полосовая выборка [8], которая позволяет использовать частоту дискретизации 10 Мвыб/с и требует хранения и обработки «всего» 10 миллионов выборок на каждую секунду принимаемого сигнала. Но такой способ работает лишь тогда, когда известна некоторая априорная информация о сигнале, а именно занимаемая полоса частот.

Другой подход к решению этой проблемы был получен в области информатики. Хорошо известно, что большинство видео и аудиозаписей в настоящее время можно эффективно хранить и передавать благодаря кодированию [9]. Многие алгоритмы кодирования основаны на том, что исходные сигналы или изображения имеют разреженное представление в некоторой области. Другими словами, коэффициенты представления сигналов в некоторой области преобразования (например, дискретного косинуса, Фурье или вейвлета) в основном близки к нулю. Поэтому, если вместо N отсчетов (или пикселей) исходного представления во временной (или пространственной) области сигнала (или изображения) кодер создает другое представление N отсчетов в новой области, а затем отсекает коэффициенты преобразования вблизи нуля. Отброшенные выборки будут иметь размер $N-K$, а закодированный сигнал (или изображение) только K элементов, причем $K \ll N$. В этом случае мы могли бы сказать, что исходный сигнал (или изображение) является K разреженным или сжимаемым в области

преобразования [10]. Закодированный сигнал гораздо более компактен и может эффективно храниться, и передаваться. Конечно, декодирование сигнала не воспроизведет его точно так же, как исходная версия, но различия вряд ли будут восприняты получателем и не будут значимы. Этот принцип лежит в основе большинства современных кодировок с потерями, таких как MP3 (MPEG Audio Layer III), JPEG (Joint Photographic Experts Group) и MPEG (Moving Picture Experts Group). В этом случае априорная информация, необходимая для достижения результата, следующая: сигнал является K -разреженным в некоторой области и вырезание N - M выборок с $K < M$, амплитуда которых близка к нулю, не оказывает существенного влияния на восприятие получателем.

Однако такой подход не позволяет снизить частоту дискретизации АЦП, поскольку сигнал сначала должен быть дискретизирован с частотой минимум в два раза превышающей максимальную частоту сигнала, а только затем сжат.

Теория сжатой дискретизации следует тому же подходу, описанному выше, однако утверждает, что можно восстановить определенные сигналы из гораздо меньшего количества отчетов, чем используют традиционные методы. Ключевое отличие от сжатия цифровых данных заключается в том, что сжатая дискретизация нацелена на непосредственную выборку со скоростью, намного меньшей, чем это требуют классические критерии Котельникова/Найквиста, что позволяет получить только минимально необходимые выборки для представления интересующей нас информации. Другими словами, сигналы сжимаются во время дискретизации, а не после нее, тем самым позволяя снизить как частоту дискретизации, так и объемы затрачиваемой памяти.

Для достижения этого, теория опирается на два принципа: разреженность и несогласованность [11].

Разреженность

Сигнал x называется разреженным, если вся информация, содержащаяся в этом сигнале, может быть представлена только с помощью нескольких значимых компонентов по сравнению с общей длиной сигнала, а большинство другой информации представляет собой пренебрежимо малую величину. Теория использует тот факт, что многие естественные сигналы являются разреженными в том смысле, что они имеют краткие представления, когда выражены в надлежащем

базисе, для перехода в который используется матрица преобразования Ψ (далее Ψ -матрица), причем:

$$x = \Psi c, \quad (1.1)$$

где c – матрица ненулевых элементов представления сигнала x в разреженном базисе или разреженной области.

Примером разреженного сигнала может являться гармонический сигнал, представленный на рисунке 1.1.

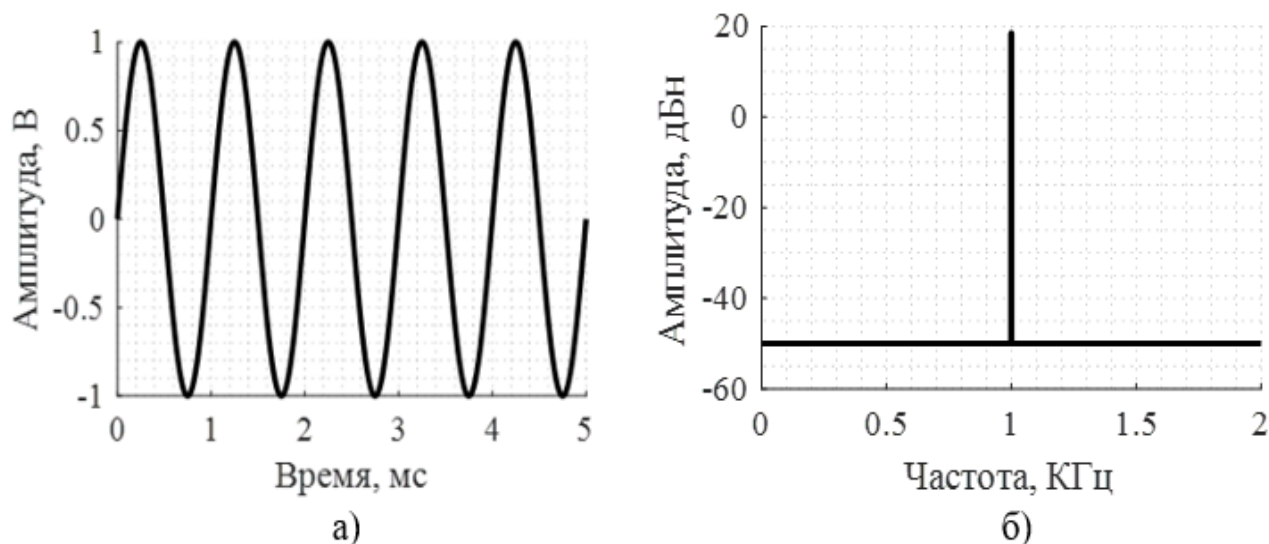


Рисунок 1.1 – Представление гармонического сигнала: (а) во временной области, (б) в частотной области

Данный сигнал имеет плотное представление во временной области и разреженное представление в виде единственного значения на оси частот в частотной области.

Несогласованность

Под несогласованностью подразумевается, что объекты, имеющие разреженное представление в некотором базисе, представленном Ψ -матрицей, должны быть распространены в той области, в которой они получены, подобно тому, как единичный импульс во временной области плотно распространен в частотной области. Иначе говоря, несогласованность говорит о том, что в отличие от интересующего сигнала, формы сигналов выборки, которые выражаются матрицей выборки Φ (далее Φ -матрица) имеют чрезвычайно плотное представление в некотором базисе, представленном Ψ -матрицей [1]. Причем установлено, что чем больше будет несогласованность между Φ -матрицей и Ψ -матрицей, тем меньшее количество значений сигнала потребуется для восстановления исходного сигнала из

сжатых данных. Высокая несогласованность может быть достигнута путем выбора Φ -матрицы случайным образом [12].

Восстановление сжатых данных

Рассмотрим задачу восстановления неизвестного действительного вектора x , состоящего из N отчетов сигнала $x(t)$, который является разреженным в некотором базисе. Предположим, что вектор x является K -разреженным, что означает, что его можно выразить как линейную комбинацию, состоящую из K элементов базисного набора, выраженного Ψ -матрицей, в соответствии с уравнением (1.1).

Как уже сказано ранее, классические подходы к восстановлению данного сигнала, путем дискретизации по критерию Котельникова/Найквиста приведут к генерации большого количества ненужной информации, которая в последующем будет отброшена. Вместо этого подход сжатой дискретизации предписывает сбор отсчетов, которые являются проекциями x на элементы из базисного набора Φ -матрицы, которая несогласованна с Ψ -матрицей. Набор таких отсчетов можно описать линейной моделью:

$$y = \Phi x, \quad (1.2)$$

где y – вектор длины M , причем $K < M \ll N$. Как видно, такие проекции могут быть получены без предварительного знания информации о сигнале, помимо предположения о его разреженности, поскольку случайные вектора с высокой вероятностью будут несогласованны с любым фиксированным базисом, поэтому задача восстановления неизвестного сигнала требует лишь знания базиса, в котором сигнал является разреженным и может выполнена путем решения оптимизационной задачи с минимизацией l_1 -нормы [13], [14], в недоопределенной системе линейных уравнений (1.2).

Также одним из фундаментальных критериев в теории сжатой дискретизации является свойство ограниченной изометрии (СОИ) [15] [16], которое гарантирует теоретическую возможность точного восстановления K -разреженных сигналов по M линейным измерениям и определяет сохранность структуры разреженного сигнала при переходе в пространство сжатых измерений. Формально, СОИ определяет, что для каждого целого числа $K=1,2,\dots$, существует некоторая константа $\delta_K \in (0,1)$ матрицы измерений Φ , определяемая, как наименьшее число, для которого выполняется условие:

$$(1 - \delta_K)\|x\|_2^2 \leq \|\Phi x\|_2^2 \leq (1 + \delta_K)\|x\|_2^2, \quad (1.3)$$

где $\|\cdot\|_2$ – евклидова норма (l_2 -норма), δ_K – константа ограниченной изометрии, характеризующая искажение нормы при проекции в пространство измерений.

СОИ гарантирует, что Φ -матрица практически сохраняет длину (l_2 -норму) любого K -разреженного сигнала. Это означает, что Φ -матрица не сжимает и не растягивает сигнал x слишком сильно, сохраняя его энергию в пределах множителей $(1 \pm \delta_K)$.

На практике для определения СОИ используются различные косвенные методы, например, анализ взаимной когерентности Φ -матрицы.

Взаимная когерентность (μ) матрицы измерений – это максимальная абсолютная величина косинуса угла между любыми двумя ее различными столбцами:

$$\mu(\Phi) = \max_{1 \leq i < j \leq N} \frac{|\langle \phi_i, \phi_j \rangle|}{\|\phi_i\|_2 \cdot \|\phi_j\|_2} \quad (1.4)$$

В работе [17] впервые была представлена теорема, связывающая взаимную когерентность и СОИ, которая определила гарантию восстановления разреженного сигнала, как условие выполнения следующего неравенства:

$$\delta_K \leq (K - 1) \mu(\Phi) \quad (1.5)$$

Выражение (1.5) устанавливает критическую зависимость между взаимной когерентностью и константой ограниченной изометрии, однако такая оценка часто оказывается завышенной, и на практике СОИ может выполняться даже при больших значениях μ .

Анализ влияния структуры разреженности на требования к матрице измерений

Разреженность сигналов может иметь не только равномерный, но и структурированный характер (групповая разреженность). Например, в спектре реальных радиолокационных сигналов активные частотные компоненты часто располагаются кластерами, а не равномерно по всему диапазону [18]. Для таких сигналов требования к матрице Φ могут быть ослаблены.

Другим примером служат системы спутникового интернета вещей (IoT), в которых множество наземных датчиков передает данные через низкоорбитальный

спутник-ретранслятор, а активность в случайный момент времени проявляют не отдельные разрозненные устройства, а целые кластеры датчиков, активируемые каким-либо общим событием. Это создает ярко выраженную пространственно-временную групповую разреженность в общем трафике [19] [20], что позволяет еще больше снизить требуемое число измерений M , так как алгоритмы восстановления могут использовать априорное знание о кластеризации [21].

Для учета структурированной разреженности в таких задачах вводится коэффициент структурной эффективности $\eta_s (0 < \eta_s < 1)$. В работе [22] показано, что если разреженность является структурированной, то необходимое количество измерений M может быть снижено на 15–30% по сравнению со случаем равномерной разреженности.

Методы решения оптимизационных задач

Как уже отмечалось, восстановление разреженного сигнала по сжатым измерениям сводится к решению оптимизационной задачи. В литературе предложено несколько принципиально различных подходов, каждый из которых имеет свои особенности и области применения.

Один из наиболее строгих подходов — методы выпуклой оптимизации. Они основаны на релаксации исходной задачи к задаче минимизации l_1 -нормы [23]. Их главное достоинство — гарантированная сходимость к глобальному оптимуму, однако платой за это становится высокая вычислительная сложность, что ограничивает применение таких методов в системах реального времени.

Альтернативу составляют итеративные жадные алгоритмы [24]. Они действуют пошагово: на каждой итерации выбирается наиболее подходящий элемент из словаря измерений, после чего уточняется оценка решения. Основное преимущество методов — вычислительная эффективность при сохранении приемлемой точности восстановления.

К отдельной группе можно отнести пороговые итерационные методы, в которых на каждом шаге используется адаптивное отсечение незначимых компонент решения [25]. За счет пороговой обработки удается существенно ускорить вычисления, сохраняя при этом устойчивость к шуму в измерениях.

В ряде работ предлагаются методы невыпуклой оптимизации, где вместо l_1 -нормы минимизируется l_p -нормы с параметром $0 < p < 1$. Как отмечено в [26],

такой подход позволяет получить более точные оценки разреженного решения, однако ценой решения существенно более сложной невыпуклой задачи.

Гибридные алгоритмы объединяют элементы разных подходов, что дает возможность сгладить присущие каждому из них недостатки [27]. Подобные методы показывают повышенную эффективность при обработке сигналов сложной структуры.

При выборе алгоритма для конкретной математической модели целесообразно ориентироваться на два критерия: минимальную потребность в априорной информации о сигнале и универсальность по отношению к разным архитектурам систем сжатых измерений. Не менее важна и вычислительная эффективность метода — именно она определяет, насколько реально его физическое воплощение в устройстве.

Среди всех рассмотренных подходов наибольший практический интерес представляют жадные алгоритмы, и в частности метод ортогонального поиска соответствий (ОПС, Orthogonal Matching Pursuit, OMP) [28]. В отличие от базового метода поиска соответствий (ПС, Matching Pursuit, MP), здесь используется процедура ортогонализации на каждом шаге, что исключает повторный выбор одних и тех же компонент.

Существуют и модификации ОПС, такие как групповой (GOMP) [29], регулярный (ROMP) [30], модифицированный (MMP) [31], и другие. Они предлагают разные способы ускорения процесса восстановления, но, как правило, требуют дополнительной априорной информации о сигналах, либо заточены под конкретные архитектуры систем измерений. Поэтому в качестве базового для решения оптимизационной задачи целесообразно использовать классический алгоритм ОПС.

Выводы

По итогу, сжатая дискретизация — это метод разреженного сбора данных с последующим восстановлением разреженного сигнала из недоопределенной системы линейных уравнений (1.2), где число измерений M значительно меньше исходного размера сигнала N ($M \ll N$).

Теория сжатой дискретизации легла в основу новых систем сбора данных — аналого-информационных преобразователей. АИП, в отличие от АЦП

сжимают данные во время оцифровки, избегая избыточной дискретизации, и как следствие, повышают эффективность систем, построенных с применением АИП, оцифровывая только полезную информацию.

Ключевые принципы теории сжатой дискретизации:

1. Разреженность — сигнал x должен иметь компактное представление в некотором базисе Ψ .
2. Несогласованность — матрица измерений Φ должна быть слабо связана с базисом Ψ , что позволяет сократить число необходимых измерений.

Восстановление сигнала происходит путем решения оптимизационной задачи (минимизацией l_1 -нормы), что обеспечивает точное восстановление исходного сигнала при условии его разреженности. Наибольший практический интерес в решении задачи оптимизации получили жадные алгоритмы, в частности ОПС.

1.2. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ СБОРА ДАННЫХ В ТЕОРИИ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Основным требованием теории сжатой дискретизации для дальнейшей правильной реконструкции входного сигнала в устройствах АИП является то, что преобразование входного сигнала должно быть линейным и несогласованным с матрицей преобразования. Для выполнения этого требования в литературе были предложены различные методики, на основании которых реализованы разного рода архитектуры. В этом разделе кратко описываются принципы работы основных из них.

1.2.1. СЛУЧАЙНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР

Случайный демодулятор или СД (Random Demodulator или RD) [32] [33], представляет собой устройство, реализующие сжатую дискретизацию, со скоростью ниже, чем удвоенная максимальная частота сигнала. Структурная схема случайного демодулятора представлена на рисунке 1.2.

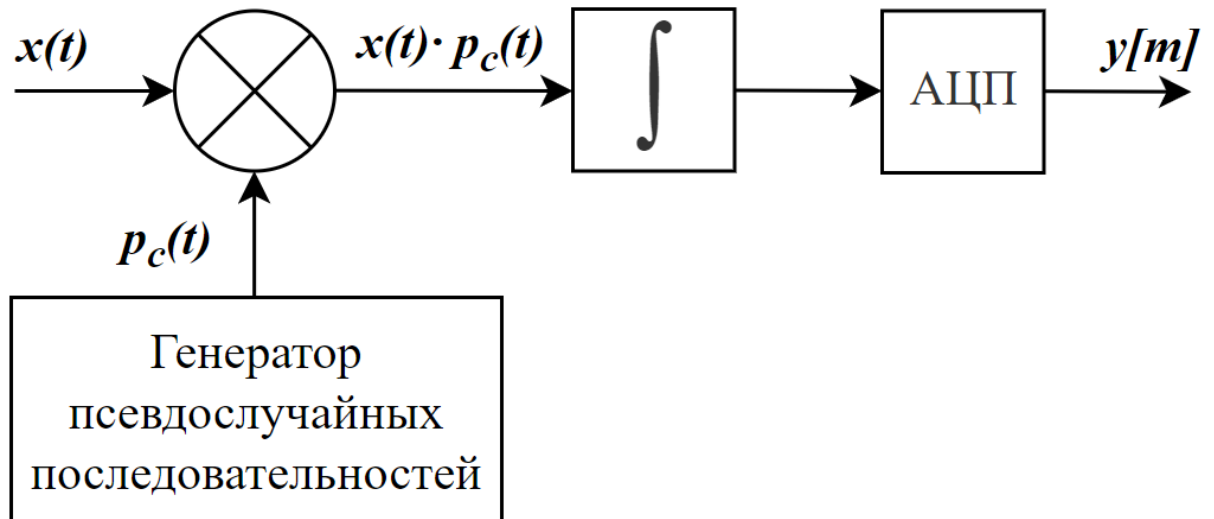


Рисунок 1.2 – Структурная схема СД

Здесь входной сигнал $x(t)$ умножается на широкополосный сигнал $p_c(t)$, представляющий собой псевдослучайную последовательность (ПСП), состоящую из набора символов в интервале ± 1 . Ключевым аспектом является то, что каждый такой символ генерируется с символьной скоростью f_p , большей или равной максимальной частоте входного сигнала. Известно, что данная операция умножения во временной области эквивалентна свертке в частотной области и приводит к распределению входного сигнала по всему спектру, как показано на рисунке 1.3

Сигнал

Временная область

Частотная область

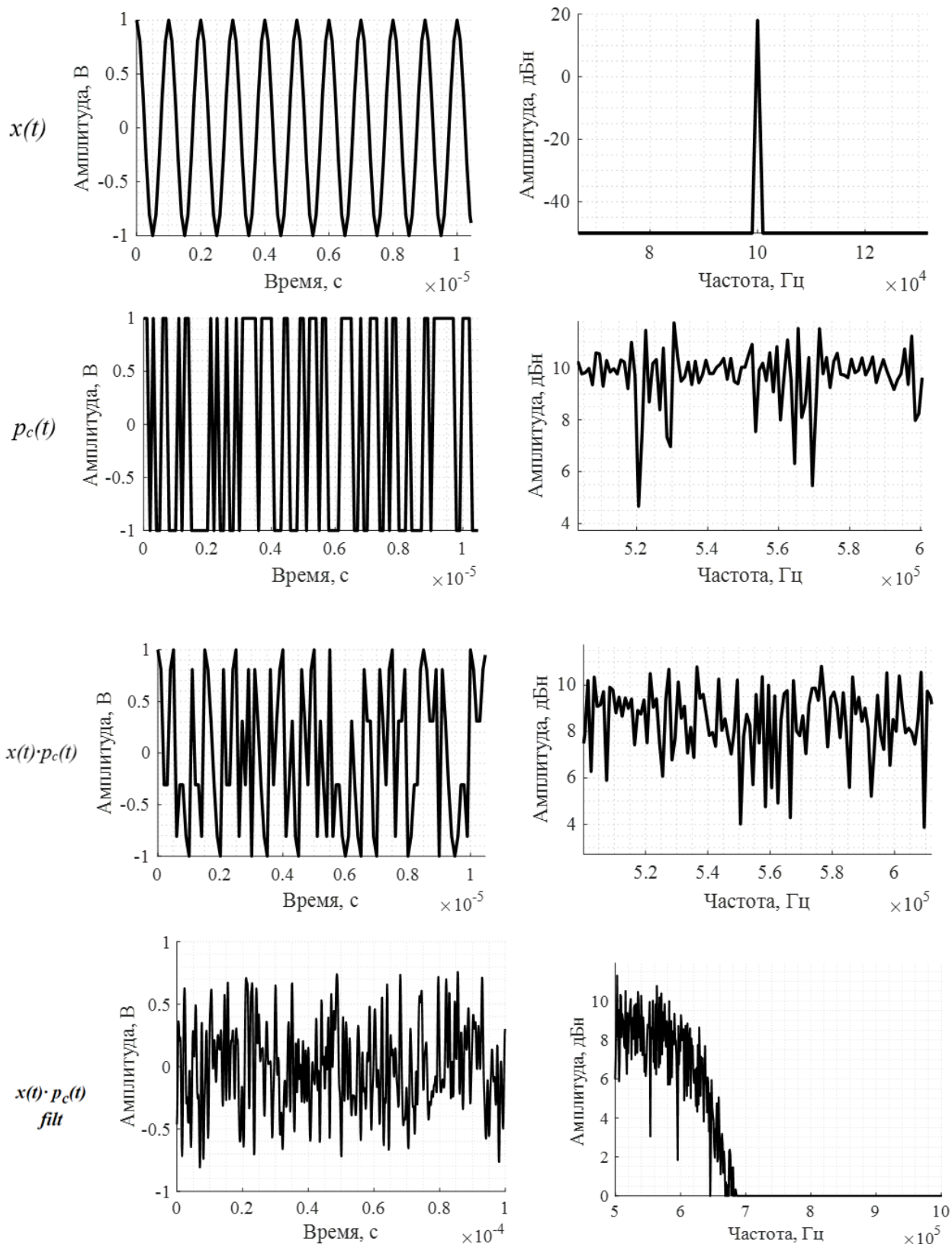


Рисунок 1.3 – Формы входных-выходных сигналов, генерируемые на каждом этапе СД

Следующий этап - интегратор, представленный фильтром нижних частот (ФНЧ), который используется для получения сигнала в области нижних частот.

Теперь самая высокая частота полученного таким образом сигнала лежит в области нижних частот и, следовательно, может быть дискретизирована с использованием низкочастотного АЦП для получения вектора цифровых измерений. Эти несколько сжатых измерений могут быть легко сохранены или переданы.

В матричной форме работа СД может быть описана матрицами Ψ и Φ , как это представлено выражением (1.3). Матрица Ψ — это диагональная матрица размером $n \times n$ последовательности отсчетов, содержащая элементы φ_i принадлежащие диапазону значений ± 1 , а матрица выборки Φ — это матрица размером $m \times n$, в качестве которой служит интегратор. Количество единиц в каждой строке матрицы Φ определяет количество выборок, которые должны быть накоплены для одного измерения [34], и обычно определяются отношением $R = \lfloor n/m \rfloor$.

$$\Psi = \begin{bmatrix} \varphi_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \varphi_n \end{bmatrix}; \quad \Phi = \begin{bmatrix} 111 \dots & & \\ & 111 \dots & \\ & & 111 \dots \end{bmatrix} \quad (1.6),$$

где $\varphi_i \in \{-1, +1\}$.

Для случайного демодулятора минимальное количество измерений, необходимое для идеального восстановления исходного сигнала, составляет $O(k \log W/k)$, где k - разреженность, а W - ширина полосы сигнала $x(t)$. А основными условиями применения СД является разреженность сигнала и знание исходной псевдослучайной последовательности, используемой при смешивании входного сигнала, для успешного восстановления.

Преимуществами архитектуры СД является простота аппаратной реализации из-за относительно простой структуры, а также ее универсальность, поскольку она подходит для сигналов с неизвестной структурой, но известной разреженностью. А недостатком данной архитектуры является сложность алгоритмов восстановления, которые требуют значительных вычислительных ресурсов.

1.2.2. МОДУЛИРОВАННЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Модулированный широкополосный преобразователь или МШП (Modulated Wideband Converter или MWC) [35] [36], представляет собой параллельную архитектуру, использующуюся для дискретизации разреженных широкополосных сигналов, таких как многополосные сигналы. В данной системе используются

методы расширения спектра из теории связи [37], [38] . Аналоговый смесительный интерфейс наполняет спектр таким образом, что в основной полосе получившего спектра, присутствует часть спектра из каждой полосы многополосного сигнала. Система состоит из нескольких каналов, реализующих различные смеси, так что, достаточно большое количество сочетаний позволяет восстановить относительно разреженный многополосный сигнал. Структурная схема МШП представлена на рисунке 1.4

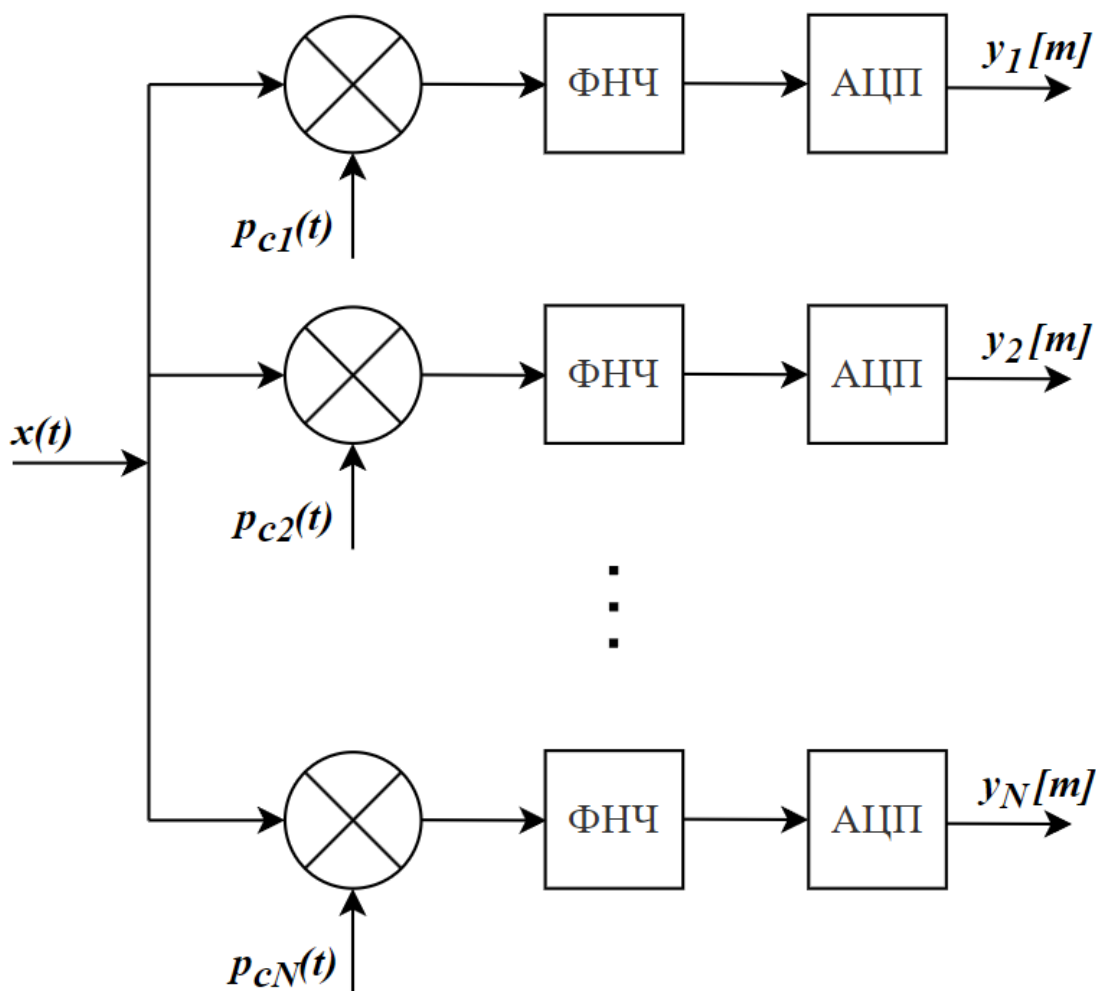


Рисунок 1.4 – Структурная схема МШП

Здесь входной многополосный сигнал $x(t)$ одновременно подается на все каналы, в которых путем умножения смешивается с разными псевдослучайными последовательностями, подаваемыми в определенный канал, т. е. $p_{c1}(t), p_{c2}(t), p_{cN}(t)$.

Функция $p_{ci}(t)$ выбирается как кусочно-постоянная; она состоит из набора чередующихся значений $+1/-1$ для каждого из M временных интервалов и задается соотношением:

$$p_{ci}(t) = \alpha_{ik}, \quad k \frac{T_p}{M} \leq t \leq (k+1) \frac{T_p}{M}, \quad 0 \leq k \leq M-1, \quad (1.7)$$

где $\alpha_{ik} \in \{-1, +1\}$ и $p_{ci}(t + mT_p) = p_{ci}(t)$, а T_p – период повторения $p_{ci}(t)$.

Поскольку $p_{ci}(t)$ – периодическая функция, она раскладывается в ряд Фурье:

$$p_{ci}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{il} e^{j \frac{2\pi}{T_p} lt}, \quad (1.8)$$

где c_{il} – коэффициенты разложения. В результате смешанный сигнал оказывается линейной комбинацией копий входного сигнала $x(t)$, сдвинутых по частоте на величину f_p .

Далее сигнал пропускается через фильтр нижних частот и дискретизируется с частотой f_s , существенно меньшей удвоенной максимальной частоты исходного сигнала. При этом частота среза фильтра выбирается равной $f_s/2$. Суммарная частота дискретизации в такой структуре составляет $N \cdot f_s$, где N – число каналов.

На выходе формируется набор последовательностей $y_1[m], \dots, y_N[m]$, который при выполнении условий, приведенных в [35] [39], позволяет восстановить исходный многополосный сигнал $x(t)$.

Рассматриваемая архитектура допускает изменение параметров преобразования, в том числе центральной частоты и полосы пропускания, что обеспечивает возможность ее применения в различных режимах обработки сигналов. Вместе с тем использование параллельной структуры требует увеличения числа каналов, что приводит к усложнению аппаратной реализации, росту вычислительных затрат, а также повышению требований к синхронизации и согласованию потоков данных между каналами.

Описанные факторы существенно усложняют практическую реализацию такой системы, особенно в условиях ограниченных аппаратных ресурсов или требований к низкому энергопотреблению.

1.2.3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ ИНТЕГРАТОР СО СЛУЧАЙНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Предварительный интегратор со случайной модуляцией или ПИСМ (Random Modulation Pre-Integrator или RMPИ) [40], это архитектура, используемая для работы со сверхширокополосными (СШП) сигналами. Архитектура ПИСМ похожа на МШП и по сути является параллельной версией СД. Упрощенная версия ПИСМ показана на рисунке 1.5

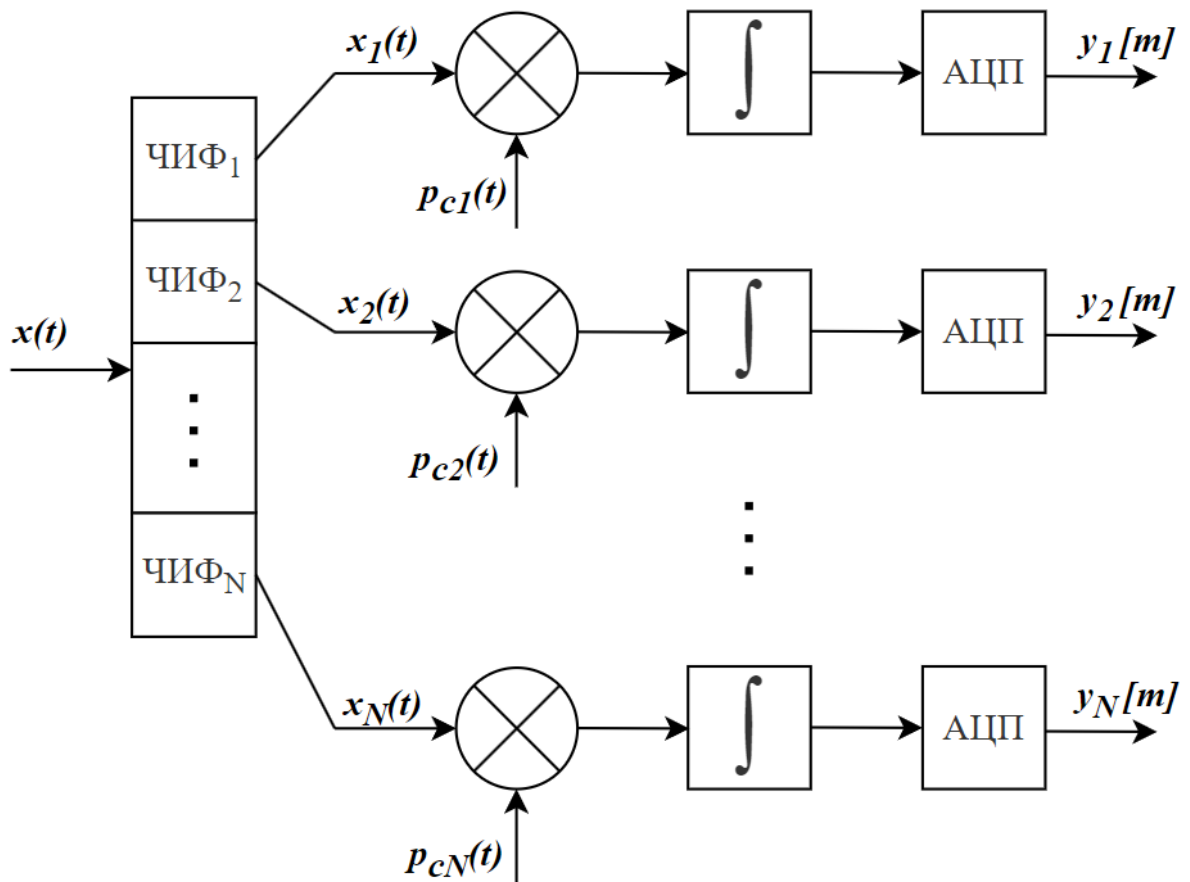


Рисунок 1.5 – Структурная схема ПИСМ

Входной СШП сигнал $x(t)$ первоначально разделяется на различные полосы частот, посредством частотно-избирательных фильтров [41], на входе системы. Затем каждая из полученных полос частот умножается на определенную псевдослучайную последовательность в своем канале, т. е. $p_{c1}(t), p_{c2}(t), p_{cN}(t)$. После чего проходит через интегратор и дискретизируется низкочастотным АЦП, с частотой дискретизации значительно ниже удвоенной максимальной частоты

входного сигнала. в результате чего параллельно генерируются N наборов векторов измерений от $y_1[m]$ до $y_N[m]$.

Смешивая входной сигнал $x(t)$ с ПСП, в каждой такой гармонике создается копия всего входного спектра, следовательно, энергия сигнала из всего спектра преобразуется с понижением частоты в полосу пропускания внутренних низкочастотных АЦП. Успешное восстановление здесь основано на знании базиса или словаря, в котором сигнал может быть кратко представлен.

В отличие от МШП, архитектура ПИСМ использует интегратор вместо полосового фильтра, что играет важную роль в различии их метода восстановления. По сравнению с СД эта архитектура позволяет дополнительно снизить частоту дискретизации на величину используемого параллелизма.

1.2.4. СЛУЧАЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Случайная фильтрация или СФ (Random Filtering или RF) [42], представляет собой метод эффективного получения и реконструкции сигналов на основе их свертки с фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) Структурная схема архитектуры случайной фильтрации представлена на рисунке 1.6



Рисунок 1.6 – Структурная схема СФ

Для получения вектора сжатых измерений $y[m]$, входной сигнал $x(t)$ сначала сворачивается с помощью КИХ-фильтра $h(t)$, а затем дискретизируется на низкочастотном АЦП. Используемый КИХ-фильтр при этом должен иметь случайные коэффициенты B , в частном случае интерес представляют коэффициенты взятые из ряда $\{0,1\}$ или $\{-1, +1\}$, поскольку это дает возможность использования низкочастотного АЦП для дискретизации полученного сигнала.

Значение m -го измерения вектора $y[m]$ длины M вычисляется как:

$$y[m] = \sum_{j=0}^{B-1} x\left(m \left\lfloor \frac{N}{M} \right\rfloor + j\right) h(B-j), \quad (1,9)$$

где N – длина $x(t)$. Этот метод может применяться в системах, где входной сигнал $x(t)$ является потоковым, поскольку измерения локализованы во времени и инвариантны.

Также существует альтернативная реализация архитектуры СФ, представленная на рисунке 1.7, в которой свертка реализуется посредством операции быстрого преобразования Фурье (БПФ).

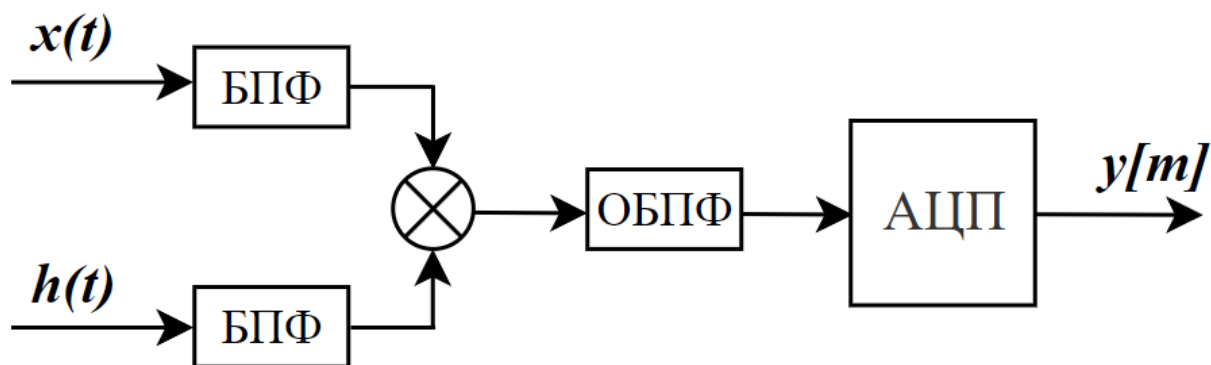


Рисунок 1.7 – Структурная схема СФ с использованием БПФ

В этом случае вектор сжатых измерений $y[m]$ получается следующим образом:

$$y[m] = \left\lfloor \frac{N}{M} \right\rfloor F^{-1}\{H(\omega)X(\omega)\}, \quad (1.10)$$

где F^{-1} – операция обратного БПФ (ОБПФ). По сравнению с первым подходом, такая реализация может быть быстрее, если фильтр имеет множество ответвлений.

В целом СФ не требует сложных алгоритмов или значительных вычислительных ресурсов. Такую архитектуру легко внедрить даже в условиях ограниченных технических возможностей. Однако в некоторых задачах случайная фильтрация может быть менее эффективной по сравнению с более сложными методами.

1.2.5. СЛУЧАЙНАЯ СВЕРТКА

Архитектура случайной свертки или СС (Random Convolution или RC) [43], реализует стратегию восстановления входного разреженного сигнала из некоторого набора выборок его свертки с импульсом, преобразование Фурье которого имеет единичную величину и случайную фазу на всех частотах.

Сначала входной сигнал $x(t)$ циклически сворачивается с импульсом h , который является случайным и широкополосным, поскольку его энергия равномерно распределена по всему дискретному спектру. Свертка входного сигнала с этим импульсом может быть записана как произведение $Hx(t)$, в котором H описывается выражением:

$$H = n^{-\frac{1}{2}} F^* \Sigma F, \quad (1.11)$$

где F – это дискретная матрица Фурье, а Σ – диагональная матрица, ненулевые элементы которой являются коэффициентами преобразования Фурье от h .

Генерирование h происходит случайным образом, путем записи на главную диагональ матрицы Σ случайных комплексных чисел σ_ω единичной величины со случайными фазами, т.е.:

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sigma_n \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Действие H на сигнал можно разложить на дискретное преобразование Фурье, за которым следует рандомизация фазы (с ограничениями, которые сохраняют элементы H действительными), а затем обратное дискретное преобразование Фурье. Таким образом, можно интерпретировать свертку с h как преобразование в случайный ортобазис. При этом H по сути будет являться матрицей выборки Φ , с некоторым ограничением:

$$\Phi = R_\Omega H, \quad (1.13)$$

где R_Ω – это оператор ограничения случайного множества $\Omega \in \{1, \dots, n\}$.

Эта матрица является структурированной случайной матрицей и имеет такие преимущества, как более быстрое получение, простота хранения и передачи.

После этого выполняется случайная выборка части отсчетов сигнала $Hx(t)$, тогда как остальные значения отбрасываются.

Архитектура случайной свертки представляет собой метод неадаптивной выборки, обладающий свойством низкой когерентности по отношению к фиксированным ортонормированным базисам. Благодаря этому ее применение не требует априорных сведений о структуре сигнала и позволяет выполнять восстановление даже в тех случаях, когда оптимальный базис его представления заранее неизвестен.

1.2.6. КОМПРЕССИОННЫЙ МУЛЬТИПЛЕКСОР

Компрессионный мультиплексор или КМ (Compressive Multiplexer или CMUX) [44], реализует еще одну параллельную архитектуру для получения сигнала с применением сжатой дискретизации. Данная архитектура реализует более простую параллельную структуру, поскольку позволяет производить выборку данных многоканального сигнала с помощью лишь одного АЦП. Структурная схема архитектуры компрессионного мультиплексора представлена на рисунке 1.8

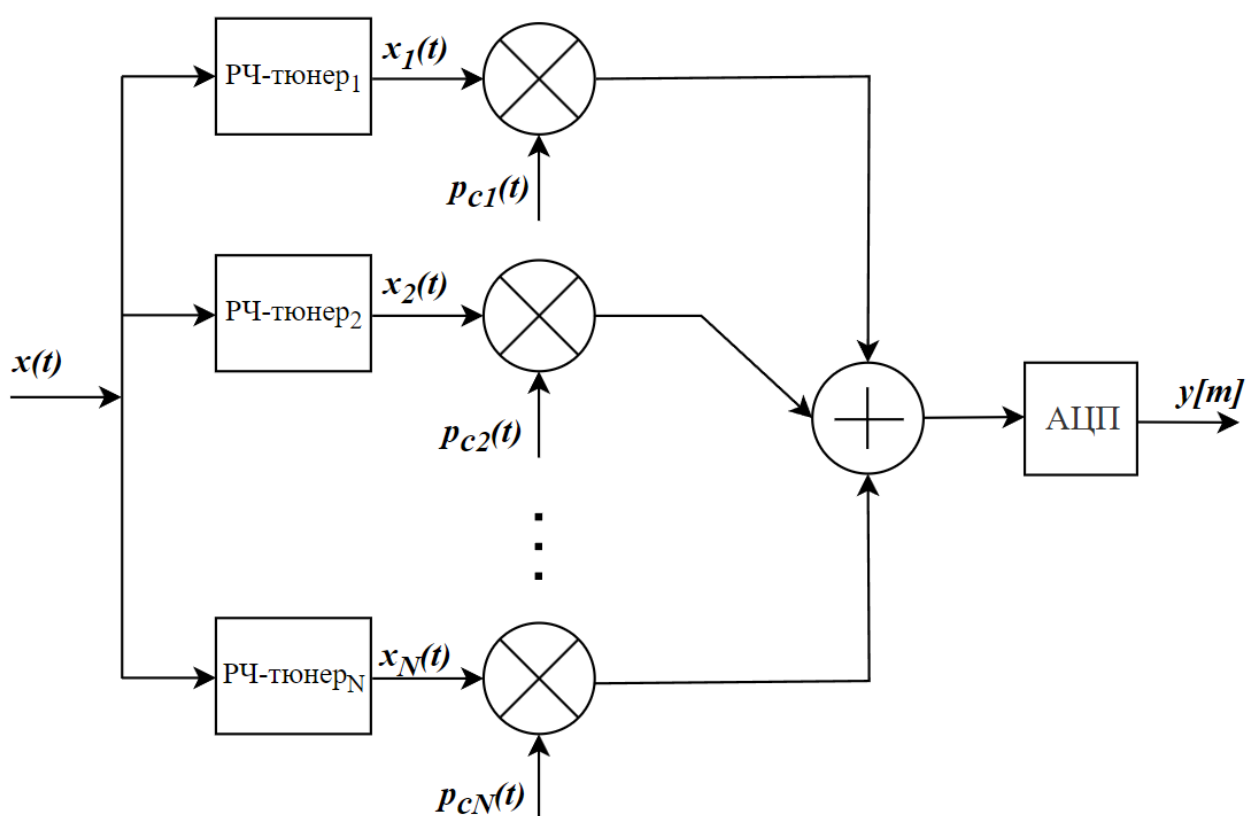


Рисунок 1.8 – Структурная схема КМ

Как показано на структурной схеме, входной сигнал, поступающий на N независимых каналов, сначала переносится на промежуточную частоту своего канала, с базовой полосой пропускания $f_s/2$, после чего модулируется

псевдослучайной последовательностью $p_{cN}(t)$ с частотой повторения импульсов f_s , равной удвоенной максимальной частоте сигнала любого из каналов. Затем все сигналы суммируются в один поток и поступают на единственный АЦП, где дискретизируется с частотой дискретизации f_s . После чего этот мультиплексированный сигнал восстанавливается с помощью многоканального разделения.

Применение данной архитектуры за счет своей многоканальности может позволить увеличивать общую полосу пропускания, за счет добавляя дополнительных каналов, без увеличения частоты дискретизации. Кроме того, суммирование происходит между каналами, а не за определенный промежуток времени, что делает аппаратное обеспечение данной операции более простым.

К недостатку КМ можно отнести не идеальности, присущие РЧ-тюнерам, из-за чего сигналы могут выпадать из зоны покрытия на краях каналов.

Выводы

По результатам рассмотрения большинства представленных в литературе методов сбора данных в теории сжатой дискретизации, можно провести их сравнительную характеристику по ряду ключевых параметров и определить наиболее подходящую для реализации архитектуру. Этот анализ особенно важен при проектировании систем обработки сигналов, где необходимо учитывать компромиссы между точностью восстановления, сложностью реализации и энергопотреблением.

Первым критерием, представляющим наибольший интерес, является определение степени несогласованности Φ -матрицы и Ψ -матрицы в рассмотренных архитектурах, а также определение метода достижения этой несогласованности, поскольку высокая несогласованность напрямую влияет на количество значений сигнала, требуемых для его восстановления в исходный вид. Чем выше несогласованность, тем меньше измерений требуется для точного восстановления сигнала, что особенно критично в системах с ограниченными вычислительными ресурсами. Использование псевдослучайных последовательностей в архитектурах СД, МШП, ПИСМ и КМ позволяет относительно просто обеспечить требуемую несогласованность, поскольку такие последовательности, как правило, обладают низкой корреляцией с матрицей преобразования. Дополнительным преимуществом

является возможность их цифровой генерации, что упрощает практическую реализацию. В архитектурах СФ и СС псевдослучайные последовательности не используются, поскольку это позволяет исключить искажения, связанные с модуляцией, и тем самым сохранить структуру входного сигнала [42] [43] [45]. Такой подход оказывается целесообразным в задачах, предъявляющих повышенные требования к точности передачи сигнала. Однако при этом усложняется процедура восстановления, так как требуется применение более сложных вычислительных алгоритмов.

Вторым важным критерием является сложность физической реализации. В архитектурах МШП, ПИСМ и КМ вследствие наличия большого числа параллельных каналов аппаратная часть существенно усложняется, поскольку требуется использование значительного количества смесителей и генераторов псевдослучайных последовательностей. Кроме того, возникают трудности с синхронизацией каналов, что может повысить уровень шумов и снизить общую надежность. При увеличении числа каналов такие решения становятся менее энергоэффективными. Напротив, архитектуры СФ, СС и особенно СД проще в реализации и потребляют меньше энергии – одноканальная структура минимизирует аппаратные затраты и упрощает проектирование. Они также лучше работают в условиях шумов и помех, что расширяет область их применения в реальных радио трактах.

Третий критерий – область применения. Поскольку СД, ПИСМ, СФ и СС собирают всю информацию о входном сигнале, они применимы как для частотно-разреженных, так и для временно-разреженных сигналов. В отличие от них, МШП и КМ ориентированы только на частотно-разреженные сигналы, поэтому первые четыре архитектуры можно считать более универсальными. Впрочем, как отмечено в [46] [47] [48], СД и ПИСМ все же больше тяготеют к частотной реализации, а СФ и СС – к временной [49].

Таким образом, выбор архитектуры определяется решаемой задачей. Если приоритетны простота реализации, малое энергопотребление и минимизация аппаратных затрат, то логично остановиться на СД, СФ или СС – они дают приемлемое качество обработки при умеренных вычислительных расходах.

Ввиду того, что данная работа нацелена на реализацию аналогово-информационного преобразователя для частотно-разреженных сигналов, то для дальнейшего исследования была выбрана архитектура случайного демодулятора, как наиболее эффективная при работе с сигналами, обладающими свойствами разреженности в частотной области, поскольку этот подход сочетает в себе относительную простоту реализации и высокую адаптивность и энергоэффективность.

1.3. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ РАЗРЕЖЕННОСТИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕОРИИ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ОТНОШЕНИИ ЧАСТОТНО-РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

При разработке АИП на базе случайного демодулятора важно оценить, для каких частотно-разреженных сигналов его применение не приведет к потере полезной информации. Иными словами, нужна методика, позволяющая численно определить технические ограничения такого подхода.

Напомним, сигнал $x(t)$ называют частотно-разреженным, если его преобразование Фурье содержит лишь небольшое число K значимых коэффициентов:

$$\|X(f)\|_0 = K \ll N, \quad (1.14)$$

где $\|\cdot\|_0$ – норма, подсчитывающая число ненулевых элементов, N – размерность сигнала.

Оценка K классическим способом может быть выполнена на основе пороговой обработки спектра $X(f)$, полученного, например, с помощью дискретного преобразования Фурье. При этом учитываются только те спектральные компоненты, амплитуда которых превышает заданный порог ε .

Выбор ε определяется объемом априорной информации о сигнале. Если известны статистические характеристики шума, порог обычно задается в виде $\varepsilon = c\sigma$, где σ — среднеквадратическое отклонение шума, а коэффициент c выбирается в диапазоне 2,5–3,5 в соответствии с критерием Донохо [50].

Процедура оценки допустимого уровня разреженности включает настройку измерительной системы. К основным параметрам в этом случае относятся размерность исходного сигнала N , определяющая разрешающую способность, число измерений M , задающее степень сжатия, а также характеристики шумовой составляющей. Эти параметры подбирают индивидуально для каждого типа АИП, исходя из его конструктивных особенностей и рабочих режимов.

Следующим важным этапом является подготовка измерительной подсистемы, которая включает формирование матрицы считывания Φ размером $M \times N$. Элементы этой матрицы генерируются на основе равномерного случайного распределения, что обеспечивает необходимые статистические свойства для последующего эффективного восстановления сигнала. Использование случайных матриц обусловлено их доказанной эффективностью в задачах сжатой дискретизации, так как они с высокой вероятностью удовлетворяют свойствам ограниченной изометрии, что является ключевым требованием для успешного восстановления разреженных сигналов, как это было описано ранее.

В качестве исходных данных необходимо сформировать входной частотно-разреженный сигнал с варьируемым уровнем разреженности. Начальное значение степени разреженности устанавливается как отношение M/N . Также необходимо учесть шумовую составляющую этого сигнала, поэтому в генерируемые сигналы добавляется гауссов шум с нулевым средним значением и заданным уровнем дисперсии. Величина шума подбирается таким образом, чтобы с вероятностью 99.7% его значения не выходили за заданный диапазон $[-\varepsilon, \varepsilon]$, что соответствует трехсигмовому интервалу для нормального распределения [51].

Процедура измерений реализуется через операцию сжатого считывания в соответствии с (1.2), после чего, полученные измерения подвергаются процедуре квантования, параметры которого определяются разрядностью используемого АЦП. На этапе восстановления сигнала решается оптимизационная задача поиска разреженного представления с применением алгоритма ПОС.

Итеративная процедура оценки предельного уровня разреженности представляет собой циклический процесс, в котором последовательно уточняется степень разреженности тестового сигнала. После каждого цикла восстановления проводится оценка качества полученного результата, если восстановление

оказывается успешным, степень разреженности входного сигнала уменьшается, а в случае неудачного восстановления степень разреженности увеличивается. Критерием остановки итерационного процесса служит достижение такого уровня разреженности, при котором система еще способна обеспечить удовлетворительное качество восстановления, но любое дальнейшее уменьшение разреженности приводит к недопустимому ухудшению результатов.

Оценка качества восстановления осуществляется по комплексу показателей:

- спектр восстановленного сигнала содержит все частотные составляющие исходного сигнала;
- отклонение амплитуд восстановленных гармоник от исходных не превышает 3 дБ;
- уровень паразитных гармоник как минимум на 3 дБ ниже минимальной амплитуды полезного сигнала.

Выводы

Предложенная методика позволяет экспериментально определить предельные параметры разреженности частотно-разреженных сигналов для конкретной архитектуры системы сжатой дискретизации [52]. Практическая значимость методики заключается в возможности ее использования при проектировании и настройке реальных систем сжатой дискретизации.

1.4. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ДЛЯ РАЗРЕЖЕННЫХ СИГНАЛОВ В КОНТЕКСТЕ СЖАТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Как уже упоминалось ранее, в классической теории дискретизации, основанной на критерии Котельникова/Найквиста, минимальная частота дискретизации определяется как удвоенное значение максимальной частоты спектра сигнала, однако для частотно-разреженных сигналов данное условие может оказаться избыточным, поскольку полезная информация сосредоточена лишь в узких спектральных полосах, суммарная ширина которых может быть значительно меньше полной полосы сигнала. В этом случае теоретически допустимая частота дискретизации может быть снижена до значения, определяемого не максимальной

частотой, а суммарной шириной полос, занимаемых значимыми спектральными компонентами.

Такой подход, известный как субдискретизация или полосовая выборка [53], позволяет существенно снизить требования к аналого-цифровому преобразованию.

Однако на практике применение полосовой выборки для разреженных сигналов сопряжено с серьезными трудностями, связанными с эффектом наложения спектров. Если узкополосные компоненты сигнала расположены в частотных зонах, которые при пониженной частоте дискретизации отображаются в одну и ту же базовую полосу, происходит их взаимное наложение, что делает невозможным корректное разделение и восстановление исходных компонент. Эта проблема особенно остро стоит для сигналов со сложной структурой спектра, когда априорная информация о расположении полос может быть недостаточной или вовсе отсутствовать.

В этом контексте принципиальное преимущество дает рассмотренная ранее архитектура случайного демодулятора, построенная на теории сжатой дискретизации. Как уже отмечалось в разделе 1.2.1, ключевая операция в СД – это умножение входного сигнала $x(t)$ на псевдослучайную последовательность $p_c(t)$ с частотой, не ниже удвоенной максимальной частоты исходного сигнала. По сути, это псевдослучайное модулирование, которое приводит к спектральному перемешиванию входного сигнала.

Математически умножение на псевдослучайную последовательность во временной области эквивалентно свертке спектров в частотной. Поскольку псевдослучайная последовательность имеет широкополосный и приблизительно равномерный спектр, результат свертки приводит к тому, что энергия каждой узкополосной компоненты исходного сигнала равномерно «размазывается» по всему частотному диапазону от нуля до максимальной частоты исходного сигнала.

Последующая фильтрация низкочастотным фильтром фактически осуществляет проекцию этого распределенного спектра в базовую полосу Найквиста. Важно подчеркнуть, что в полученных сжатых измерениях каждая исходная спектральная компонента представлена не своей локализованной копией, а ее глобальным отпечатком, распределенным по всему спектру измерений. Это

коренным образом отличает процесс сжатой дискретизации от классической полосовой выборки.

Благодаря такому распределению, проблема взаимного наложения спектральных компонент, критичная для классического подхода, в архитектуре СД трансформируется. Вместо необратимого смешивания отдельных полос в базовой зоне Найквиста, в сжатых измерениях происходит линейное сложение вкладов от всех спектральных компонент, распределенных по всему частотному диапазону. Восстановление сигнала в этом случае сводится не к разделению наложившихся гармоник, а к решению задачи выделения разреженного представления из линейной комбинации измерений, что успешно решается алгоритмами типа ОМР при условии выполнения свойств ограниченной изометрии для матрицы измерений [54].

Таким образом, применение теории сжатой дискретизации, в частности архитектуры случайного демодулятора, позволяет преодолеть фундаментальное ограничение классической дискретизации, связанное с необходимостью избегания наложения частотных компонент. СД не требует точного знания расположения спектральных полос и их защиты от наложения. Вместо этого, за счет предварительного псевдослучайного спектрального перемешивания, информационное содержание сигнала переводится в форму, устойчивую к последующему прореживанию. Это открывает возможность для значительного, а в некоторых случаях радикального, снижения частоты дискретизации даже для сигналов, спектр которых не удовлетворяет строгим условиям полосовой выборки [55].

Практические ограничения полосовой выборки в многоканальных радиосистемах

Практическая ценность сопоставления полосовой выборки и случайного демодулятора проявляется в тех случаях, когда многоканальная радиосистема работает не с одним строго фиксированным радиосигналом, а с совокупностью сигналов, частотный план которых изменяется во времени. Для классической полосовой выборки подобный режим является проблемным, поскольку сниженная частота дискретизации должна быть заранее согласована с положением активных полос, их шириной и допустимым запасом по защите, для защиты от наложения спектральных копий. В одноканальных системах при фиксированных частотах такие

условия могут быть обеспечены заранее, однако в многоканальных приемных системах, особенно в случае MIMO, FMCW-датчиков и распределенных сенсорных сетей, ситуация существенно усложняется. Реальная сигнальная обстановка становится изменчивой, поскольку одна часть каналов может быть занята только шумом, другая отраженными откликами, а третья побочными гармониками и интермодуляционными составляющими. В результате проектирование по правилам полосовой выборки требует либо значительного запаса, либо постоянного пересчета частотного плана, что усложняет аппаратную и программную части системы.

Дополнительным ограничением является то, что при полосовой выборке корректность восстановления определяется не только суммарной шириной полезных полос, но и их взаимным расположением. Даже если спектр является разреженным, две удаленные друг от друга активные области после понижения частоты дискретизации могут отобразиться в одну и ту же базовую полосу. Для приемника это эквивалентно потере информации о принадлежности той или иной гармоники исходному участку спектра. В условиях лабораторного эксперимента данный недостаток может быть устранен благодаря точной настройкой генераторов и фильтров, но в реальных радиосистемах с изменяющимися условиями распространения и нестабильностью гетеродинов такая настройка перестает быть устойчивой. Следовательно, полосовая выборка эффективна прежде всего для сценариев, где известны центральные частоты, ширины полос и защитный интервал от взаимного наложения спектров, тогда как для более общих многоканальных режимов требуется иной подход к формированию измерений.

Архитектура случайного демодулятора переводит задачу из частотной области в область линейных измерений. После умножения входного сигнала на псевдослучайную последовательность каждая спектральная компонента перестает быть локализованной в узком частотном интервале и вносит вклад в совокупность низкочастотных измерений. Тем самым исчезает необходимость заранее подбирать частоту дискретизации так, чтобы защитить отдельные полосы от взаимного наложения. Восстановление определяется уже не геометрией положения полос как таковой, а степенью разреженности сигнала, свойствами матрицы измерений и качеством алгоритма реконструкции. Для многоканальной радиосистемы это особенно важно, поскольку позволяет использовать единый подход к обработке

сигналов с различным фактическим спектральным заполнением, не перестраивая аппаратную часть под каждый конкретный частотный план.

Следует подчеркнуть, что случайный демодулятор не отменяет требований к согласованию параметров, а изменяет сам характер этих требований. Если в классической полосовой выборке основным вопросом является предотвращение наложения спектральных копий, то в системе с АИП основное внимание переносится на обеспечение достаточного числа измерений, требуемого отношения сигнал/шум, линейности тракта и согласования параметров ПСП, ФНЧ и АЦП. Именно такой переход от частотной геометрии к задаче устойчивого восстановления разреженного вектора делает архитектуру СД более предпочтительной для радиосистем, где заранее известны лишь общая полоса наблюдения и предполагаемая малая доля активных спектральных компонент. В этом смысле СД оказывается не просто альтернативой полосовой выборке, а более универсальным способом построения приемного тракта при дефиците вычислительных и аппаратных ресурсов.

Для задач, рассматриваемых в настоящей работе, перечисленные преимущества имеют прямое инженерное значение. В многоканальных системах радиолокации, структурного мониторинга и спектрального наблюдения в когнитивном радио, наиболее ценным является не только сокращение частоты дискретизации, но и возможность сохранить единую структуру тракта при изменении числа активных спектральных компонент. Это уменьшает число режимов перенастройки, упрощает алгоритмическое сопровождение и делает метод более пригодным для масштабирования по числу каналов. Таким образом, при выборе между полосовой выборкой и случайным демодулятором для многоканальной радиосистемы с изменяющимся спектральным заполнением предпочтение следует отдавать второму подходу, поскольку он лучше согласуется с требованиями к устойчивости, универсальности и воспроизводимости результатов.

Сравнительная характеристика классической дискретизации с полосовой выборкой и случайным демодулятором по основным критериям, представлена в таблице 1.1

Таблица 1.1 Сравнительная характеристика подходов к снижению частоты дискретизации

Критерий	Классическая дискретизация	Полосовая выборка	Случайный демодулятор
Необходимость знания частотного плана	Не требуется	Требуется	Не требуется в явном виде
Риск наложения спектров	Отсутствует при $f_s \geq 2f_{max}$	Высокий при смещении полос	Преобразуется в задачу восстановления
Снижение потока данных	Отсутствует	Умеренное	Существенное
Пригодность для меняющейся сигнальной среды	Высокая, но ресурсоемкая	Ограниченная	Высокая
Пригодность для многоканальных систем	Высокая по простоте, низкая по потоку данных	Ограниченная	Высокая при наличии разреженности сигналов

Из представленного анализа следует, что случайный демодулятор оказывается наиболее эффективным и предпочтительным именно в тех задачах, где необходимо сократить информационный поток от приемных каналов к вычислителю для единого приемного тракта с переменным спектральным заполнением. Для рассматриваемых в работе многоканальных радиосистем данное обстоятельство является определяющим, поскольку снижение частоты дискретизации должно достигаться без перехода к сложной системе перенастройки частотного плана.

Выводы

Классическая субдискретизация разреженных сигналов ограничена эффектом неконтролируемого наложения спектральных копий, разделение которых требует априорной информации о частотном плане. Архитектура случайного демодулятора

устраняет данное ограничение, поскольку псевдослучайное модулирование обеспечивает распределение энергии узкополосных компонент по всему частотному диапазону. Последующая фильтрация формирует не наложение искаженных копий, а линейные проекции, сохраняющие исходную информацию о сигнале.

Таким образом, проблема выбора частоты дискретизации сводится к условиям восстанавливаемости разреженного вектора, а не к защите от наложений, что позволяет выполнять субдискретизацию без точного знания расположения спектральных составляющих сигнала.

1.5. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 1

По итогам первой главы работы можно сделать следующие выводы:

1. Теория сжатой дискретизации является перспективной областью для исследований на сегодняшний день, поскольку такой подход позволяет оцифровывать разреженные сигналы из меньшего количества выборок, чем этого требует классический критерий Котельникова/Найквиста, тем самым позволяя снизить частоту дискретизации и минимизировать требования к вычислительным ресурсам, объему памяти и энергопотреблению в современных системах обработки сигналов.

2. Основными принципами, на которые опирается теория сжатой дискретизации является разреженность и несогласованность. Восстановление сжатых данных осуществляется путем решения оптимизационной задачи, для решения которой, наибольший практический интерес представляют жадные алгоритмы, в частности метод ОПС.

3. Проведенный анализ современных методов сбора данных в теории сжатой дискретизации показал, что оптимальной является архитектура случайного демодулятора, поскольку данный метод является наиболее эффективным и одновременно простым в исполнении для частотно-разреженных сигналов.

4. Разработанная методика оценки степени разреженности сигналов позволяет экспериментально определить предельные параметры разреженности частотно-разреженных сигналов для конкретной архитектуры системы сжатой дискретизации.

5. Далее необходимо рассмотреть вопросы реализации аналого-информационного преобразователя для сжатой дискретизации частотно-разреженных сигналов на базе случайного демодулятора.

ГЛАВА 2. СПОСОБ СЖАТИЯ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМАХ С АНАЛОГО-ИНФОРМАЦИОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Как было показано в первой главе, архитектура случайного демодулятора является наиболее эффективной при работе с частотно-разреженными сигналами, а также имеет простую аппаратную реализацию, в сравнении с другими методами сбора данных. В данной главе описывается комплексный подход обработки сигналов базе АИП со случайным демодулятором. Приводится подтверждение работоспособности разработанного подхода на модели.

2.1. РАЗРАБОТКА СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ И АЛГОРИТМА ИХ ВОССТАНОВЛЕНИЯ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМАХ С АИП

В рамках данной работы предложен комплексный метод обработки сигналов, который принципиально разделяется на два самостоятельных этапа: аналого-цифровое сжатие сигналов на базе АИП со случайным демодулятором (внешний интерфейс) и цифровое восстановление методом ортогонального поиска соответствий (внутренний интерфейс) (Рисунок 2.1).

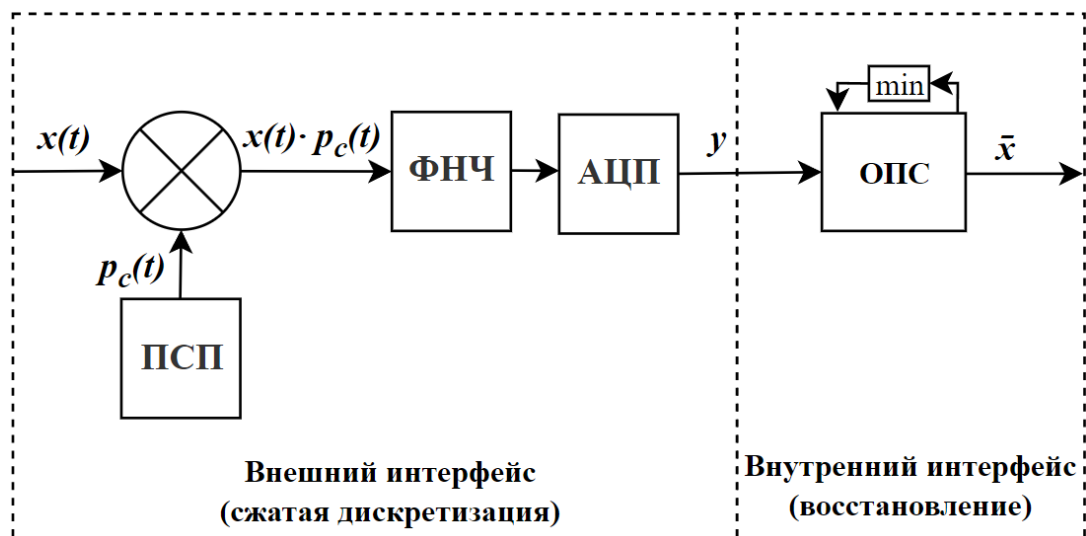


Рисунок 2.1 – Структурная схема работы АИП

2.1.1. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НА ОСНОВЕ СЛУЧАЙНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

Здесь сжатие входного частотно-разреженного сигнала $x(t)$ происходит путем его умножения на ПСП, состоящую из набора символов в диапазоне $\{-1, +1\}$, генерируемых с частотой, по крайней мере равной максимальной частоте входного сигнала, тем самым распространяя входной сигнал по всему спектру частот. Этот процесс, известный как псевдослучайное модулирование, эффективно кодирует информацию о высокочастотном сигнале в широкополосный сигнал с относительно плоским спектром. Затем сигнал фильтруется антиалиасинговым фильтром [56] [57], ограничивая входной диапазон для дискретизации низкочастотным АЦП, на частоте намного меньшей максимальной частоты входного сигнала. Важным аспектом на этом этапе является согласование полосы пропускания фильтра низких частот и частоты дискретизации АЦП. Эффективная полоса пропускания ФНЧ должна быть примерно равна половине частоты дискретизации АЦП для предотвращения наложения спектров и потери информации [58]. Полученный на выходе вектор y – это не просто версия сигнала $x(t)$, являющаяся результатом его дискретизации, как это было бы в случае АЦП, а скорее, это сжатая оцифрованная версия $x(t)$ с зашумленной формой сигнала. По своей сути, вектор y представляет собой набор линейных измерений исходного сигнала, где каждый отсчет является результатом его проекции на строки матрицы измерения, формируемой процессом модуляции и интегрирования.

2.1.2. АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ СИГНАЛА

На стороне внутреннего интерфейса реализуется процесс восстановления сжатых данных, который происходит путем минимизации l_1 -нормы или в результате решения оптимизационной задачи выбранным методом ОПС. Как было сказано ранее, метод ортогонального поиска соответствий является наиболее подходящим среди методов решения оптимизационной задачи при восстановлении разреженных сигналов, поскольку сочетает в себе вычислительную эффективность и допустимые характеристики восстановления. Этот итеративный подход демонстрирует

практические преимущества перед методами l_1 -минимизации, особенно в системах с ограниченными вычислительными ресурсами, поскольку он не решает задачи выпуклой оптимизации, требующих значительных вычислительных мощностей и памяти, что критично для систем реального времени. Суть метода заключается в последовательном построении приближения сигнала путем отбора наиболее информативных компонент из матрицы измерений [59]. Процесс начинается с вычисления корреляций между остатком и столбцами матрицы измерений. На каждом шаге выбирается компонента с максимальной корреляцией, после чего решается задача наименьших квадратов для уточнения оценки сигнала и вычисляется новый остаток.

Главное отличие ОПС от базового метода поиска соответствий (ПС) заключается в использовании этапа ортогонализации. Как показано в [60], это заметно ускоряет сходимость и повышает точность восстановления, поскольку исключает повторный выбор уже отобранных компонент и снижает чувствительность алгоритма к корреляции между столбцами матрицы Φ .

Восстановленный сигнал в этом случае описывается выражением:

$$\bar{x} = \Phi \cdot c, \quad (2.1)$$

которое отражает суть процедуры: отыскивается разреженный вектор коэффициентов c в некотором базисе, такой что линейная комбинация столбцов матрицы измерений Φ с этими коэффициентами приближает полученные данные y .

На вход алгоритма подаются вектор сжатых данных y , матрица измерений Φ и порог остановки ε , задающий допустимый уровень погрешности. Алгоритм работает итеративно: последовательно выделяется опорное множество, оцениваются коэффициенты, и в итоге формируется сигнал \bar{x} , максимально близкий к исходному $x(t)$, при известных y и Φ .

На вход алгоритма подаются вектор сжатых данных y , матрица измерений Φ и порог остановки ε , задающий допустимую погрешность. Алгоритм работает итеративно: последовательно выделяется опорное множество, оцениваются коэффициенты, и в итоге восстанавливается сигнал \bar{x} , близкий к исходному $x(t)$, при известных y и Φ .

Для наглядности на рисунке 2.2 приведена блок-схема разработанного алгоритма, отражающая основные вычислительные этапы.

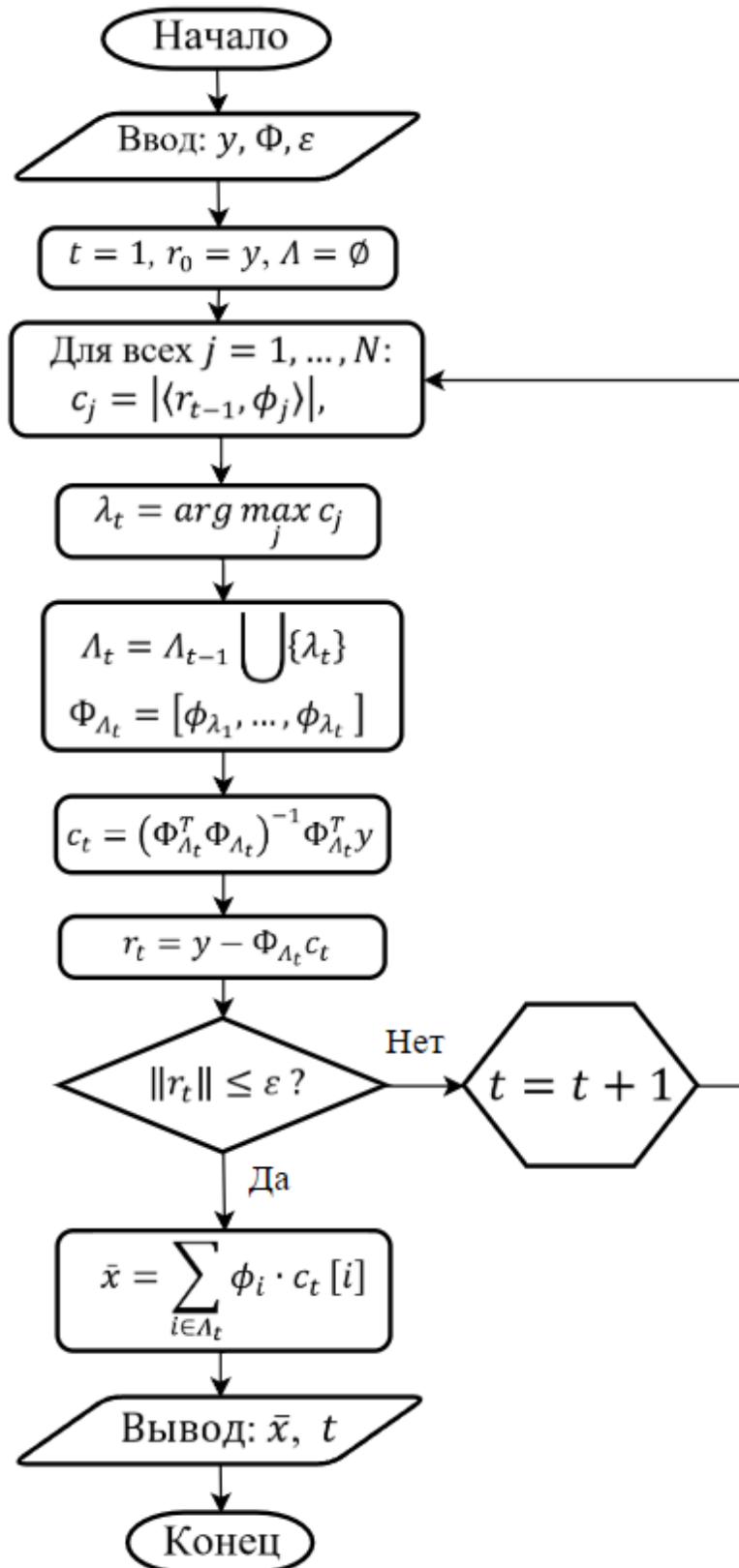


Рисунок 2.2 – Блок-схема алгоритма цифровой обработки и восстановления сигнала

На моменте инициализации алгоритма вектор сжатых данных y приравнивается к начальному остатку r_0 , то есть на начальной итерации,

обозначенной как $t = 1$, $r_0 = y$, а множество найденных компонент приравнивается к пустому множеству $\Lambda = \emptyset$.

После чего на каждой итерации t выполняются следующие шаги:

Шаг 1. Вычисление корреляции

На каждой итерации сначала вычисляется корреляция текущего остатка r_{t-1} со всеми столбцами матрицы Φ :

$$c_j = |\langle r_{t-1}, \phi_j \rangle|, j = 1, \dots, N \quad (2.2)$$

Шаг 2. Поиск компоненты с максимальной корреляцией

Выбирается индекс столбца, дающего максимальное значение корреляции:

$$\lambda_t = \arg \max_j c_j \quad (2.3)$$

Таким образом определяется столбец, наиболее сильно коррелирующий с остатком.

Шаг 3. Обновление опорного множества

Найденный индекс добавляется к множеству отобранных компонент:

$$\Lambda_t = \Lambda_{t-1} \cup \{\lambda_t\} \quad (2.4)$$

Этот шаг фактически идентифицирует столбец, который вносит наибольший вклад в уменьшение текущей ошибки. Затем из выбранных столбцов формируется подматрица:

$$\Phi_{\Lambda_t} = [\phi_{\lambda_1}, \dots, \phi_{\lambda_t}] \quad (2.5)$$

Шаг 4. Оценка разреженных коэффициентов методом наименьших квадратов

Для обновления коэффициентов решается задача наименьших квадратов:

$$c_t = \arg \min_c \|y - \Phi_{\Lambda_t} c\|_2 = (\Phi_{\Lambda_t}^T \Phi_{\Lambda_t})^{-1} \Phi_{\Lambda_t}^T y \quad (2.6)$$

На данном этапе определяется оценка сигнала по текущему набору компонент Λ_t , минимизирующая среднеквадратическую ошибку. Это позволяет уточнить веса всех выбранных столбцов и тем самым уменьшить остаточную ошибку.

Шаг 5. Обновление остатка

Новый остаток вычисляется следующим образом:

$$r_t = y - \Phi_{\Lambda_t} c_t \quad (2.7)$$

Остаток r_t соответствует той части сигнала y , которая не описывается текущей линейной комбинацией выбранных столбцов. По мере выполнения итераций его энергия, определяемая l_2 -нормой, уменьшается.

Шаг 6. Проверка критерия останова

Остаток сравнивается с заданным порогом ε . Если $\|r_t\| \leq \varepsilon$, алгоритм завершает работу, в противном случае номер итерации увеличивается $t = t + 1$ и выполняется возврат к Шагу 1.

Шаг 7. Выход

По окончании итераций формируется восстановленный сигнал \bar{x} , у которого ненулевые элементы соответствуют индексам Λ_t и коэффициентам c_t :

$$\bar{x} = \sum_{i \in \Lambda_t} \phi_i \cdot c_t [i] \quad (2.8)$$

Вычислительная сложность алгоритма, согласно [61], пропорциональна произведению степени разреженности, числа измерений и размерности сигнала, что позволяет применять его в задачах большой размерности. На практике важно правильно выбирать начальные параметры, в частности критерий останова. В условиях шума хорошие результаты дает остановка, когда остаток становится соизмерим с ожидаемой мощностью шума [62].

Из ограничений алгоритма стоит отметить чувствительность к корреляции между столбцами словаря измерений и необходимость априорной оценки степени разреженности сигнала. В случаях сильного сжатия данных, когда число измерений близко к степени разреженности, эффективность ОПС снижается по сравнению с более сложными методами оптимизации.

Новизна разработанного способа обработки сигналов, объединяющего сжатие и восстановление, была подтверждена патентом на изобретение [63].

На рисунке 2.3 представлена упрощенная структурная схема изобретения, где 1 – генератор широкополосной псевдослучайной последовательности; 2 – смеситель сигналов; 3 – фильтр нижних частот; 4 – низкочастотный аналого-цифровой преобразователь, 5 – блок восстановления сигнала.

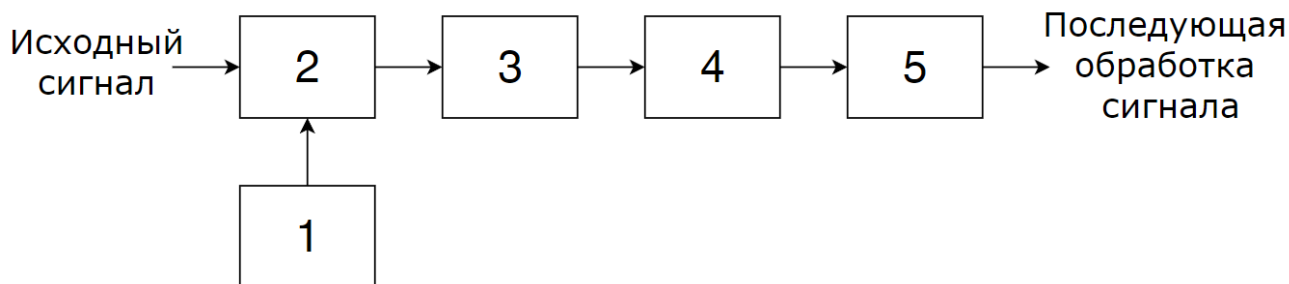


Рисунок 2.3 – Способ обработки сигналов в радиолокационных системах с АИП

Применение разработанного способа построения схемы и алгоритма обработки сигналов на каждом приемном канале существующих многоканальных радиосистем, за счет снижения частоты дискретизации, позволяет радикально снизить требования к аппаратуре регистрации сигналов, объему передаваемых и хранимых данных в многоканальных системах, сохраняя возможность восстановления исходных сигналов или решения конкретных задач анализа на основе сильно сжатых измерений, при условии их разреженности.

Что касается выбора конкретной псевдослучайной последовательности для использования в данном способе, то наиболее оптимальным вариантом является последовательность максимальной длины (М-последовательность). М-последовательности обладают оптимальными автокорреляционными свойствами среди всех двоичных последовательностей заданной длины [64], а также, что немаловажно для АИП, удовлетворяют свойству ограниченной изометрии. Как показано в [65], матрица измерений, сформированная на основе М-последовательности, с высокой вероятностью удовлетворяет свойству ограниченной изометрии для разреженных сигналов, что обеспечивает возможность их восстановления по сжатым измерениям

С точки зрения аппаратной реализации применение М-последовательностей целесообразно вследствие возможности их генерации с помощью линейных регистров сдвига с обратной связью (LFSR) [66], что требует минимальных аппаратных затрат.

Статистические свойства M -последовательностей близки к свойствам случайного бернуллиевского процесса [67]. Для них характерно близкое к равномерному распределение символов $\{+1, -1\}$ и малое смещение, а также выполнение критерия случайности [68]. Это способствует равномерному распределению спектральной энергии входного сигнала, что важно для последующей фильтрации и прореживания. В [69] также показано, что по устойчивости к шумам и нелинейным искажениям M -последовательности превосходят ряд других типов ПСП. В многоканальных системах ММО использование M -последовательностей позволяет достаточно просто генерировать ортогональные наборы последовательностей путем циклических сдвигов [70], что обеспечивает минимальную взаимную корреляцию между каналами [71].

Энергетическая эффективность также является важным аргументом в пользу M -последовательностей, поскольку потребляемая мощность генератора M -последовательности на порядок ниже, чем у генераторов случайных чисел на основе кольцевых генераторов или хаотических систем.

Также богатый теоретический аппарат использования M -последовательностей в системах связи обеспечивают надежную теоретическую базу для их применения в АИП. Существуют хорошо отработанные методы анализа, синтеза и оптимизации, что снижает риски при проектировании реальных систем с такими последовательностями.

2.1.3. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Рассмотренный выше способ сжатия сигналов с АИП, основанный на архитектуре случайного демодулятора, был представлен для одноканального приемного тракта. При переходе к многоканальным радиосистемам, таким как ММО-радары или системы с фазированными антенными решетками, возникают дополнительные аспекты, требующие анализа и учета при проектировании. Эти особенности касаются как процедуры сжатия, так и алгоритма восстановления сигналов.

Во-первых, принципиальным становится вопрос о характере матрицы измерений для многоканальной системы в целом. В простейшем случае, когда каждый из N_{rx} приемных каналов оснащен независимым АИП со своей псевдослучайной последовательностью (ПСП), результирующая матрица измерений для всего вектора состояний системы будет иметь блочно-диагональную структуру:

$$\Phi_{total} = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \Phi_{N_{rx}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Такая структура означает, что измерения в каждом канале независимы, и восстановление сигналов $x_1(t) \dots x_{N_{rx}}(t)$ может производиться параллельно и независимо, что упрощает алгоритмы цифровой обработки. Однако, недостатком является то, что это не дает выигрыша с точки зрения теории сжатой дискретизации, кроме пропорционального снижения потока данных, отмеченного в разделе 2.2.

Во-вторых, многоканальность вносит коррективы в понятие разреженности. Помимо частотной разреженности сигнала в каждом канале, появляется понятие пространственно-временной разреженности.

Например, в распределенных сенсорных сетях (структурный мониторинг, IoT) источники сигналов могут быть локализованы в пространстве, что означает, что в каждый момент времени лишь небольшое количество каналов $K_{ch} \ll N_{rx}$ содержит полезный сигнал, в то время как остальные каналы принимают только шум. В антенных решетках ситуация иная: сигналы от целей присутствуют во всех элементах решетки, однако количество целей K в угловом пространстве мало, что создает разреженность в угловой области. Такая структурированная разреженность может быть описана с помощью коэффициента структурной эффективности η_s , упомянутого в Главе 1. В обоих случаях использование априорной информации о структуре разреженности (компактные кластеры в пространстве или угловой области) позволяет еще больше снизить требуемое число суммарных измерений для всей системы, применяя алгоритмы группового (или многоканального) восстановления.

Совместный учет частотной разреженности сигнала и пространственной разреженности его появления в апертуре антенной решетки позволяет сформулировать задачу восстановления как двумерную задачу сжатой

дискретизации, где разреженность ищется в гибридном базисе (например, частотном для времени и Фурье для пространства). Это открывает путь к созданию сверхразрешающих алгоритмов пеленгации, работающих непосредственно на сжатых данных, без необходимости полного восстановления сигнала в каждом канале.

Сравнение вариантов построения многоканального тракта с АИП

С инженерной точки зрения многоканальная реализация разработанного способа может быть построена по двум базовым сценариям (Рисунок 2.4).

Первый сценарий предполагает размещение полноценного аналого-информационного преобразователя в каждом приемном канале с последующим независимым восстановлением сигналов. Его преимущество состоит в модульности, где каждый канал представляет собой законченную функциональную единицу, а расширение системы до большего числа каналов достигается простым добавлением одинаковых трактов. В такой структуре удобно локализовать отказы, выполнять калибровку и распределять вычислительную нагрузку между несколькими процессорными ядрами. Вместе с тем общая стоимость аппаратуры возрастает пропорционально числу каналов, а требования к повторяемости параметров АИП становятся более жесткими, поскольку разброс характеристик между каналами начинает влиять на качество совместной обработки сигналов на верхнем уровне системы.

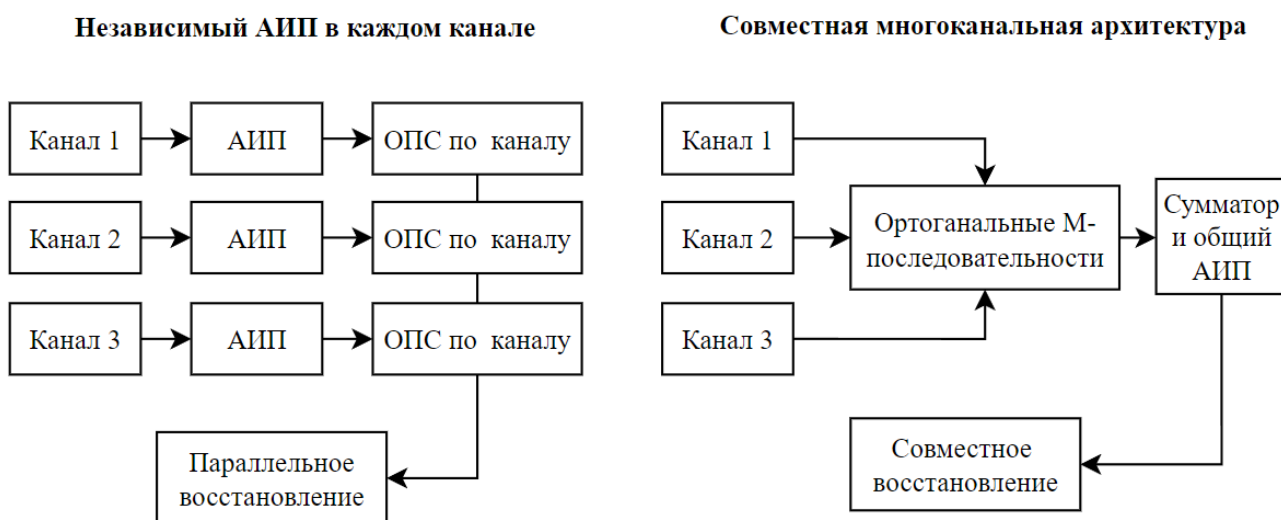


Рисунок 2.4 – Варианты построения многоканальной архитектуры с АИП

Второй сценарий ориентирован на совместную обработку данных от нескольких каналов. В этом случае каналы кодируются ортогональными или квазиортогональными M-последовательностями, а далее формируется общий поток данных, подаваемый на единый вычислительный тракт. Такой подход оказывается особенно полезным тогда, когда в каналах наблюдается схожая структура разреженности, например, отраженные сигналы в антенной решетке приходят из ограниченного числа направлений, либо в распределенной сенсорной сети полезные события возбуждают группы пространственно близких датчиков. Совместное восстановление позволяет использовать избыточность структуры сигнала не только внутри одного канала, но и между каналами, за счет чего повышается устойчивость оценивания и снижаются требования к суммарному объему измерений.

Однако переход к совместной архитектуре требует более строгой синхронизации и лучшего контроля межканальных рассогласований. Если для независимых трактов допустимо небольшое расхождение параметров ПСП, частот дискретизации и фазовых задержек, то в совместном режиме такие отклонения непосредственно ухудшают условность общей матрицы измерений. В результате становится более чувствительной не только аппаратная часть, но и алгоритм реконструкции, поскольку он должен различать вклад каждого канала в суммарный вектор измерений и одновременно использовать общую структуру разреженности. Поэтому при выборе архитектуры необходимо учитывать, какую именно цель преследует разработчик, будь то максимальная простота масштабирования, либо максимальное сокращение суммарного информационного потока при наличии мощной вычислительной части.

Для радиотехнических и телекоммуникационных применений наиболее рациональным представляется комбинированный подход. На физическом уровне каналы могут оставаться слабо связанными и содержать собственные АИП, но на уровне цифровой обработки целесообразно применять совместное восстановление, если между каналами наблюдается общность спектральных или пространственных признаков. Такая организация позволяет сохранить аппаратную отказоустойчивость независимых трактов и одновременно получить алгоритмический выигрыш от многоканальной структуры. В прикладных системах это означает возможность адаптировать режим обработки к текущей задаче, при высоком уровне шумов

использовать совместное восстановление, а при необходимости максимального быстродействия независимую реконструкцию по каналам.

Таким образом, выбор многоканальной архитектуры не должен рассматриваться как сугубо схемотехнический вопрос. Он является частью общей методики системного проектирования и определяется компромиссом между аппаратной сложностью, требованиями к синхронизации, целевым коэффициентом сжатия и типом наблюдаемой разреженности. Для систем с жесткими ограничениями по энергопотреблению и объему передаваемых данных предпочтительна совместная обработка измерений. Для систем, где приоритетом являются простота реализации, ремонтпригодность и предсказуемость настройки, более оправдана модульная архитектура с независимыми АИП. В обоих случаях предложенный способ сохраняет применимость, но меняются подходы в проектировании аналоговой и цифровой частей.

Выводы

Разработан способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с АИП, сочетающий аппаратный интерфейс, построенный на базе случайного демодулятора, и алгоритм программного восстановления методом ортогонального поиска соответствий. Алгоритм реализует итеративную реконструкцию посредством максимизации корреляции остатка со столбцами матрицы измерений, решения задачи наименьших квадратов для оценки коэффициентов и ортогонализации остатка, что обеспечивает повышенную скорость сходимости при вычислительной эффективности. Однако алгоритм чувствителен к корреляции компонент и требует априорной оценки разреженности сигнала и шума для выбора порога останова, особенно в условиях сильного сжатия.

2.2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ С АИП

В целях верификации функционирования разработанного способа сжатия сигналов с АИП была составлена соответствующая математическая модель, которая наглядно может представить сравнение исходного сигнала и восстановленного, прошедшего через алгоритм. В качестве входного сигнала $x(t)$ был взят частотно-разреженный сигнал с несколькими спектральными составляющими на двух

произвольных частотах в диапазоне до 2 МГц. Типичным примером таких сигналов являются радиолокационные отклики в FMCW радарх, которые в частотной области характеризуются небольшим количеством пиков, соответствующих целям на разных дальностях. Тестовый входной сигнал формируется из суммы гармоник с произвольными частотами из заданной полосы:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{N_f} \cos(2\pi f_i t), f_i \in [0, B], \quad (2.10)$$

где N_f – число активных спектральных компонент, B – ширина исследуемой полосы частот, f_i – случайно выбранные частоты.

В качестве ПСП была выбрана M-последовательность [72] [73] длительностью 1024, генерируемая полиномом [10010000001] и частотой 4 МГц. После перемножения входного сигнала и ПСП, получившийся сигнал был отфильтрован ФНЧ на базе КИХ фильтра 25 порядка, обеспечивающим необходимую амплитудно-частотную характеристику. Затем сигнал был дискретизирован низкочастотным АЦП с частотой дискретизации 1 МГц, что в четыре раза меньше, чем удвоенная максимальная частота входного сигнала. Полученные результаты моделирования представлены на рисунке 2.5.

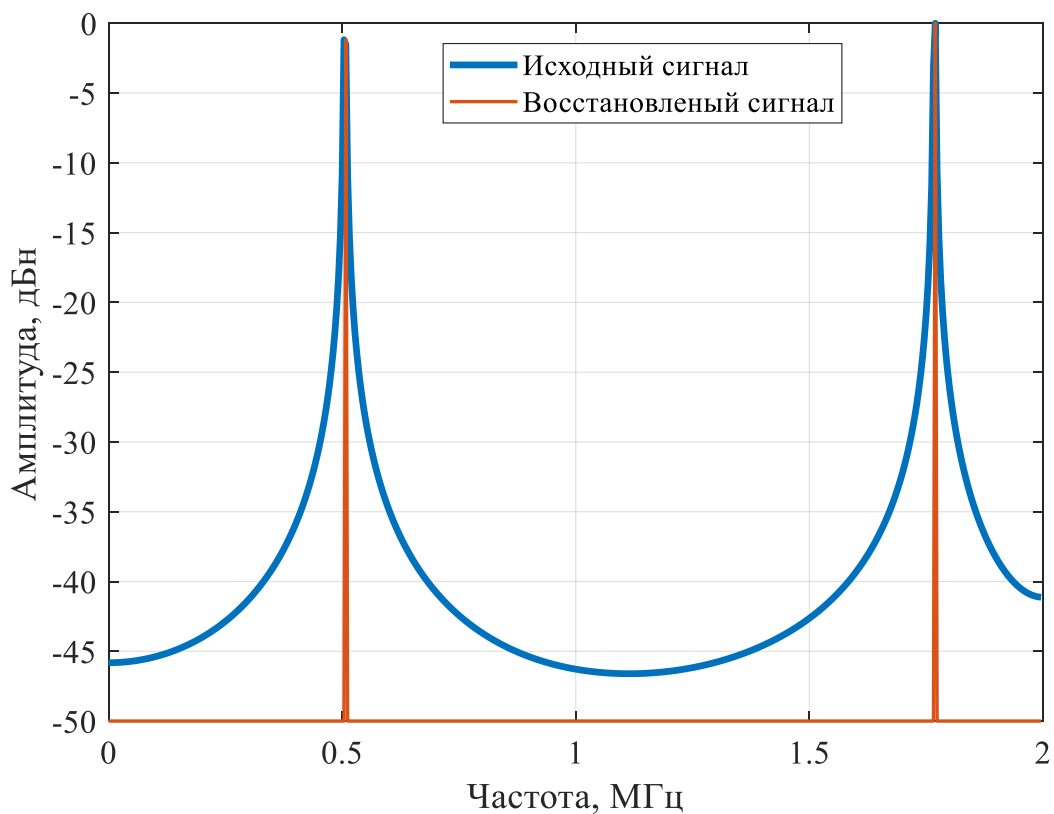


Рисунок 2.5 – Результат моделирования алгоритма для двух радиолокационных откликов

Как видно из представленного графика, оба частотных отклика исходного сигнала удалось успешно восстановить. Также было проведено моделирование для большего количества радиолокационных откликов от целей при аналогичных параметрах модели. Полученные результаты моделирования для пяти частотных откликов представлены на рисунке 2.6.

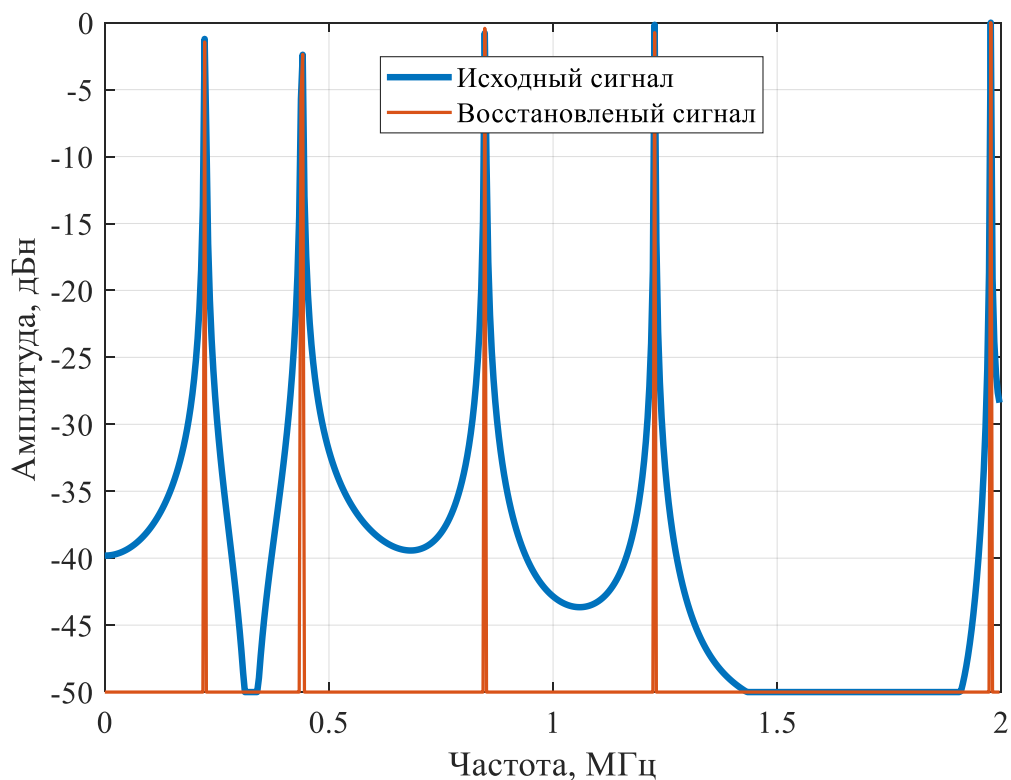


Рисунок 2.6 – Результат моделирования алгоритма для пяти радиолокационных откликов

Данные результаты позволяют говорить о работоспособности представленного способа для многотонального сигнала и позволяют верифицировать разработанную математическую модель.

В качестве примера осуществления алгоритма можно привести радиолокационную систему, представляющую собой FMCW MIMO-радиосистему Ku-диапазона частот [74] [75] [76], для которого отраженные от целей сигналы после выполнения операций быстрого преобразования Фурье будут представлять собой разреженные отклики в частотной области на частотах до 2 МГц, откуда следует, что для дискретизации в соответствии с условием Котельникова/Найквиста требуется частота дискретизации не ниже 4 МГц. Поскольку отклики от целей являются разреженными в спектральной области, то для оцифровки данной информации с меньшей частотой дискретизации может быть применен принцип аналого-информационного преобразователя, а значит частоту дискретизации АЦП можно будет уменьшить в четыре раза.

Вторым примером осуществления данного алгоритма является радиосистема MIMO имеющая 16 независимых приемных каналов, каждый из которых содержит АЦП, частота дискретизации которого составляет 20 Мвыб/с, что при разрядности в

14 бит дает поток в 4,46 Гбит/с [77]. Данное значение является близким к пределу объема памяти, а также вычислительных возможностей устройства постобработки данной многоканальной радиосистемы. При применении описанного алгоритма обработки сигналов в радиолокационных системах, принятый сигнал может быть дискретизирован с частотой дискретизации не менее чем 5 Мвыб/с, что дает поток не более 1,115 Гбит/с. Откуда итоговый информационный поток оцифрованных данных, которые необходимо хранить в памяти при применении описанного алгоритма более чем в 4 раза меньше по сравнению с исходной системой.

Третьим примером осуществления данного алгоритма является система мониторинга структурной целостности в приложениях интернета вещей с использованием беспроводных сетей датчиков [78].

В таких системах используются пьезоэлектрические акселерометры и датчики акустической эмиссии, которые регистрируют вибрационные и акустические сигналы, возникающие в ответственных конструкциях – мостах, ветряных турбинах, промышленных сооружениях. В классических системах структурного мониторинга частота дискретизации обычно выбирается в пределах 10–100 кГц, чтобы обеспечить захват характерных механических сигналов. При большом количестве датчиков это приводит к значительным объемам передаваемых данных и повышенному энергопотреблению [79]. В то же время вибрационные отклики от повреждений, как правило, обладают разреженностью в частотной области – дефекты проявляются в виде кратковременных всплесков с характерными частотами [80]. Применение аналого-информационного преобразователя в таких системах позволяет существенно снизить требования к частоте дискретизации. Сигнал с пьезоэлектрического датчика умножается на псевдослучайную двоичную последовательность с частотой, соответствующей полной полосе сигнала (например, 50 кГц), после чего проходит через фильтр нижних частот и оцифровывается низкоскоростным АЦП.

Это позволяет снизить частоту дискретизации с 100 кВыб/с до 25 кВыб/с, уменьшая объем данных в 4 раза. Для многоканальных радиосистем, применяемых в структурном мониторинге, предложенный подход обеспечивает потенциальную возможность обнаружения до 95% структурных аномалий даже при четырехкратном сокращении потока данных. Данный результат достигается за счет того, что

алгоритм восстановления, основанный на ортогональном поиске соответствий, способен выделять разреженные спектральные компоненты, соответствующие зарождающимся дефектам, из сильно сжатого потока измерений. Эффективность обнаружения напрямую определяется степенью разреженности сигнала: чем меньше активных частотных компонент присутствует в отклике датчика, тем выше вероятность их безошибочного восстановления при заданном уровне сжатия, что подтверждается свойствами ограниченной изометрии используемых М-последовательностей [81]. Для типичной беспроводной сети из 100 датчиков это сокращает общий объем передаваемых данных с нескольких Гбит/с до сотен Мбит/с.

Еще одним примером применения АИП для IoT является система распределенного спектрального мониторинга в когнитивных радиосетях IoT [82]. В подобных системах множество устройств IoT должны постоянно осуществлять мониторинг широких частотных диапазонов для обнаружения спектральных окон и возможности динамического доступа к незанятым частотным ресурсам.

Традиционный подход требует установки на каждом устройстве высокоскоростных АЦП, работающих с частотой дискретизации, превышающей удвоенную максимальную частоту сигналов в сканируемом диапазоне. Это приводит к высокому энергопотреблению и росту стоимости массовых IoT-устройств. Однако реальная спектральная картина в любой момент времени является разреженной – из всего широкого диапазона одновременно активны лишь отдельные узкополосные каналы. Это свойство разреженности в частотной области позволяет применить принципы аналого-информационного преобразования. В результате поток данных сокращается, причем достигаемый коэффициент сжатия определяется отношением полной ширины анализируемого диапазона к суммарной ширине занимаемых спектральных компонент. В рассмотренном примере достигается четырехкратное сокращение, но эта величина не является предельной. Степень сжатия R может быть выражена как:

$$R = f_{nuq} / f_s, \quad (2.11)$$

где f_{nuq} – частота Найквиста для исходного сигнала, f_s – частота дискретизации низкоскоростного АЦП.

В свою очередь, f_s выбирается исходя из условия:

$$f_s \geq 2 \cdot B_{eff}, \quad (2.12)$$

где B_{eff} – эффективная ширина спектра, определяемая суммарной полосой активных компонент с учетом запаса на переходные процессы фильтра.

Таким образом, теоретическая оценка сверху для коэффициента сжатия может достигать величины, обратной коэффициенту заполнения спектра:

$$\eta = B_{eff} / f_{nuq}. \quad (2.13)$$

В предельном случае, когда активные каналы занимают менее 1% от всей полосы частот, возможно сжатие на порядок. На практике достижимый уровень сжатия ограничивается требуемой точностью восстановления и уровнем шума квантования, однако, как показывают результаты моделирования, даже при сжатии в десятки раз алгоритм ОПС сохраняет способность к идентификации разреженных компонент, что открывает перспективы для создания сверхэкономичных систем спектрального мониторинга. Таким образом, массовые IoT устройства получают возможность эффективного спектрального зондирования с меньшими аппаратными затратами и энергопотреблением, что критически важно для реализации динамического спектрального доступа в сетях IoT.

Обоснование параметров математической модели

При построении математической модели существенным является не только воспроизведение алгоритма работы АИП, но и выбор параметров, обеспечивающих репрезентативность результатов для практических радиосистем. В настоящей работе в качестве базового был принят режим четырехкратного снижения частоты дискретизации, поскольку именно он обеспечивает разумный компромисс между глубиной сжатия и устойчивостью восстановления. При меньшем коэффициенте сжатия потенциал снижения информационного потока реализуется не полностью, а при более существенном уменьшении частоты дискретизации требования к разреженности и качеству аналогового тракта становятся чрезмерно жесткими. Тем самым выбранный режим соответствует не экстремальному, а инженерно-оправданному варианту применения АИП.

Выбор длины M-последовательности, частоты ее генерации и параметров фильтра также должен рассматриваться как часть единой модели. M-последовательность должна быть достаточно длинной, чтобы сформировать

статистически благоприятную матрицу измерений, но ее избыточное увеличение приводит к росту аппаратной сложности и времени накопления данных. Частота генерации ПСП, в свою очередь, обязана быть согласована с верхней границей исследуемой полосы, чтобы перемешивание спектра охватывало всю полезную область. Наконец, частота среза ФНЧ должна обеспечивать корректное выделение низкочастотной проекции сигнала без лишнего расширения полосы на входе АЦП. Именно согласование этих трех параметров определяет, насколько модель близка к будущей аппаратной реализации.

Отдельного внимания требует выбор диапазона тестовых сигналов. Для оценки применимости метода недостаточно исследовать только один пример многотонального сигнала. Необходимо варьировать число активных спектральных компонент, их взаимное расположение и относительные амплитуды. Такой подход позволяет отделить устойчивые свойства способа от частных, случайно благоприятных комбинаций параметров. По этой причине в модели целесообразно использовать серию испытаний, в которой число компонент последовательно увеличивается от заведомо устойчивого режима до предельного состояния, близкого к границе отказа. Результатом становится не точка, а область работоспособности метода, что существенно информативнее с инженерной точки зрения.

Важным параметром модели является критерий успешности восстановления. Для задач данного класса недостаточно формально получить малую среднеквадратическую ошибку вектора отсчетов. Практическую ценность имеют три признака, это корректное обнаружение всех полезных спектральных компонент, приемлемая ошибка оценки их амплитуд и отсутствие паразитных гармоник, сравнимых по уровню с полезными составляющими. Именно поэтому в работе оценка результата должна опираться на спектральные характеристики восстановленного сигнала, а не только на норму невязки в пространстве измерений. Такой критерий непосредственно связан с использованием метода в радиотехнических приложениях, где решение принимается по спектральной структуре сигнала.

Дополнительно математическая модель должна учитывать, что разработанный способ ориентирован на многоканальные системы. Даже если верификация проводится на примере одного канала, выбор параметров обязан быть совместим с

масштабированием на случай многоканальной реализации. Это относится к объему формируемых данных, вычислительной сложности ОМР и допустимому времени восстановления. Если параметры модели подобраны без учета будущего числа каналов, может возникнуть ложное впечатление высокой эффективности способа при одиночной обработке, тогда как в многоканальном режиме вычислительная нагрузка окажется чрезмерной. Поэтому в интерпретации результатов моделирования целесообразно сразу сопоставлять получаемый выигрыш с ожидаемым суммарным потоком данных по системе. Визуальное сопоставление потоков данных для многоканальной системы, представленное на рисунке 2.7, показывает, что эффект от четырехкратного снижения частоты дискретизации становится особенно заметным по мере роста числа приемных каналов.

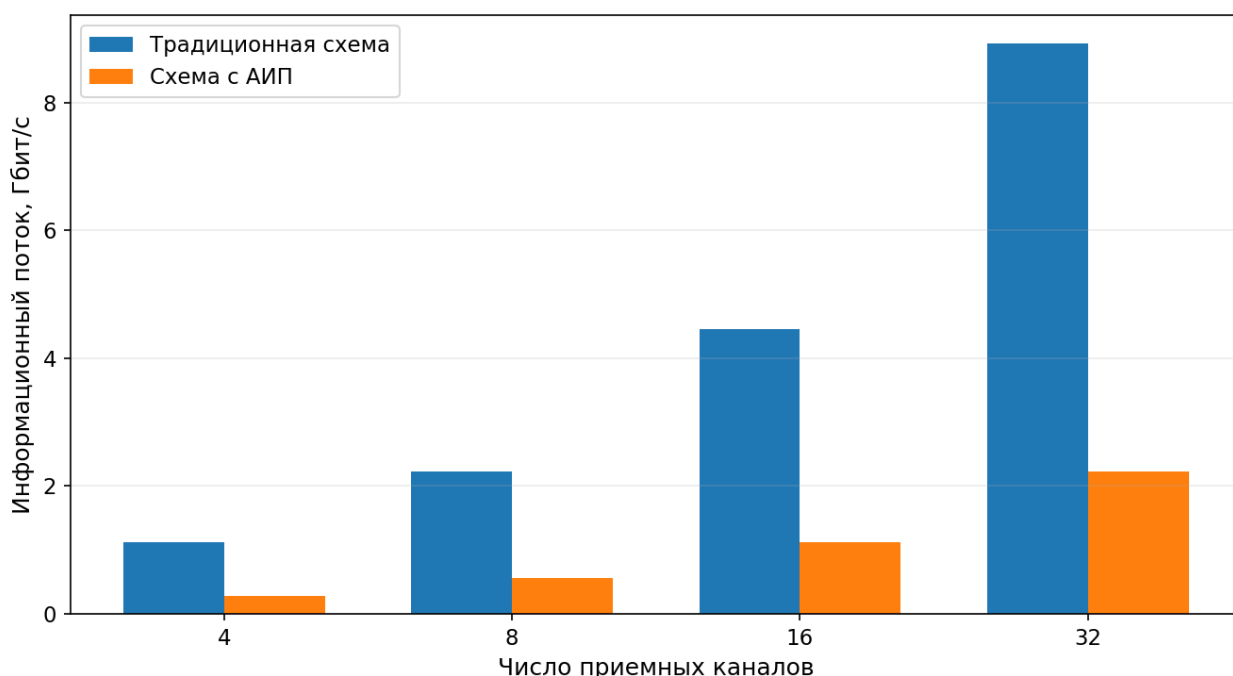


Рисунок 2.7 – Сокращение информационного потока при переходе от традиционной схемы к схеме с АИП

Следовательно, математическая модель должна оцениваться не только на уровне одного канала, но и в терминах суммарного выигрыша для системы в целом.

Выводы

Проведенное математическое моделирование способа сжатия сигналов с АИП подтвердило его работоспособность для частотно-разреженных сигналов, характерных, в частности, для FMCW датчиков. Показано, что алгоритм обеспечивает корректное восстановление исходного сигнала при частоте

дискретизации, в 4 раза меньшей по сравнению с требуемой классическим критерием Котельникова/Найквиста. Это подтверждается результатами моделирования для сигналов с двумя и пятью спектральными составляющими, для которых все частотные компоненты были восстановлены без существенных искажений [89].

Кроме того, результаты моделирования свидетельствуют о возможности применения данного подхода не только в радиолокации, но и в ряде других областей, включая системы структурного мониторинга, когнитивное радио и устройства интернета вещей. Для IoT-устройств это означает возможность снижения энергопотребления и требований к вычислительным ресурсам при сохранении информативности принимаемых сигналов.

Математическое моделирование в данной работе выполняет две взаимосвязанные функции. С одной стороны, оно подтверждает возможность восстановления частотно-разреженных сигналов после аналого-информационного преобразования. С другой стороны, оно позволяет заранее определить диапазон параметров, в котором аппаратная реализация остается целесообразной. Именно в этом заключается практический смысл модели, поскольку она служит не только иллюстрацией работы алгоритма, но и инструментом предварительного инженерного выбора режима сжатия, параметров ПСП, требований к фильтрации и вычислительной мощности цифровой части.

2.3. ОЦЕНКА СТЕПЕНИ РАЗРЕЖЕННОСТИ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ РАЗРАБОТАННОЙ РАНЕЕ МЕТОДИКИ

Рассмотрим вопрос степени разреженности частотно-разреженных сигналов, для которых может быть применен разработанный способ сжатия сигналов с АИП.

Так, согласно описанной ранее методике, сигнал, прошедший через аналого-информационный преобразователь, может считаться восстановленным, если:

- спектр восстановленного сигнала содержит все частотные составляющие исходного сигнала;
- отклонение амплитуд восстановленных гармоник от исходных не превышает 3 дБ;

- уровень паразитных гармоник как минимум на 3 дБ ниже минимальной амплитуды полезного сигнала.

Пример не восстановленного сигнала показан на рисунке 2.8, на котором видно, что восстановленный сигнал не содержит всех частотных гармоник исходного сигнала, а также уровень паразитных гармоник восстановленного сигнала превышает амплитуду исходного сигнала.

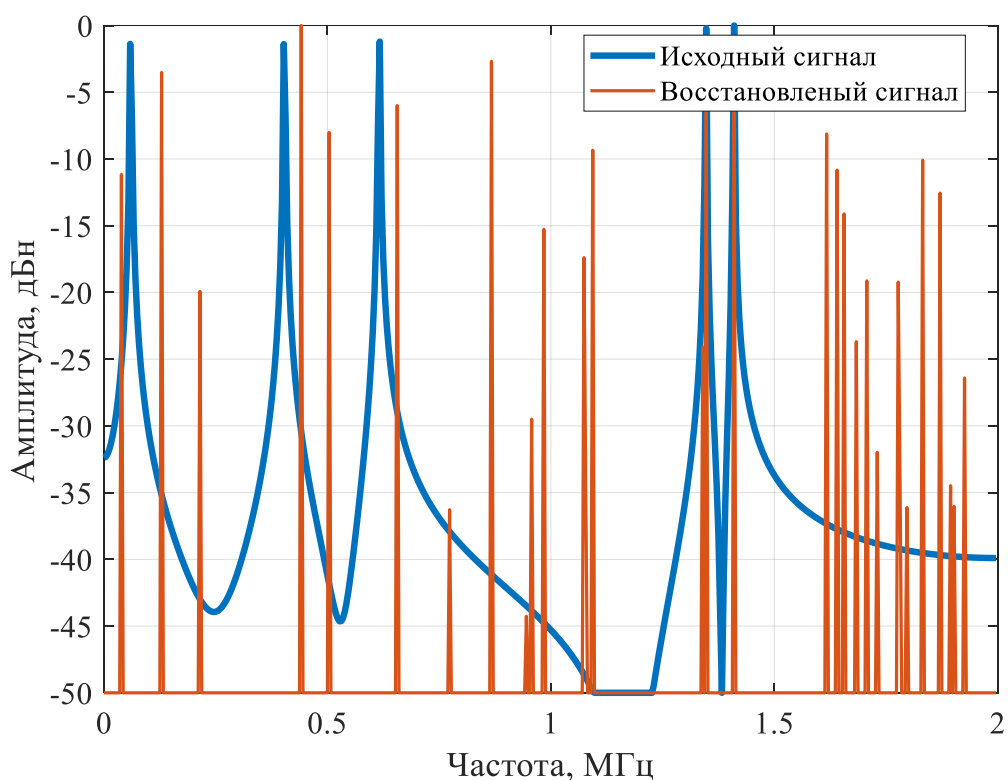


Рисунок 2.8 – Результат моделирования алгоритма для пяти радиолокационных откликов с заведомо неудачным исходом

Для оценки степени разреженности исходная математическая модель была дополнена таким образом, что при фиксированных исходных значениях полосы, параметрах М-последовательности, параметрах ФНЧ, а также частоты дискретизации АЦП, количество спектральных составляющих K последовательно увеличивалось, начиная от $K = 1$ до $K = 40$ с шагом 1 [83]. Результат математического моделирования такой оценки представлен на рисунке 2.9.

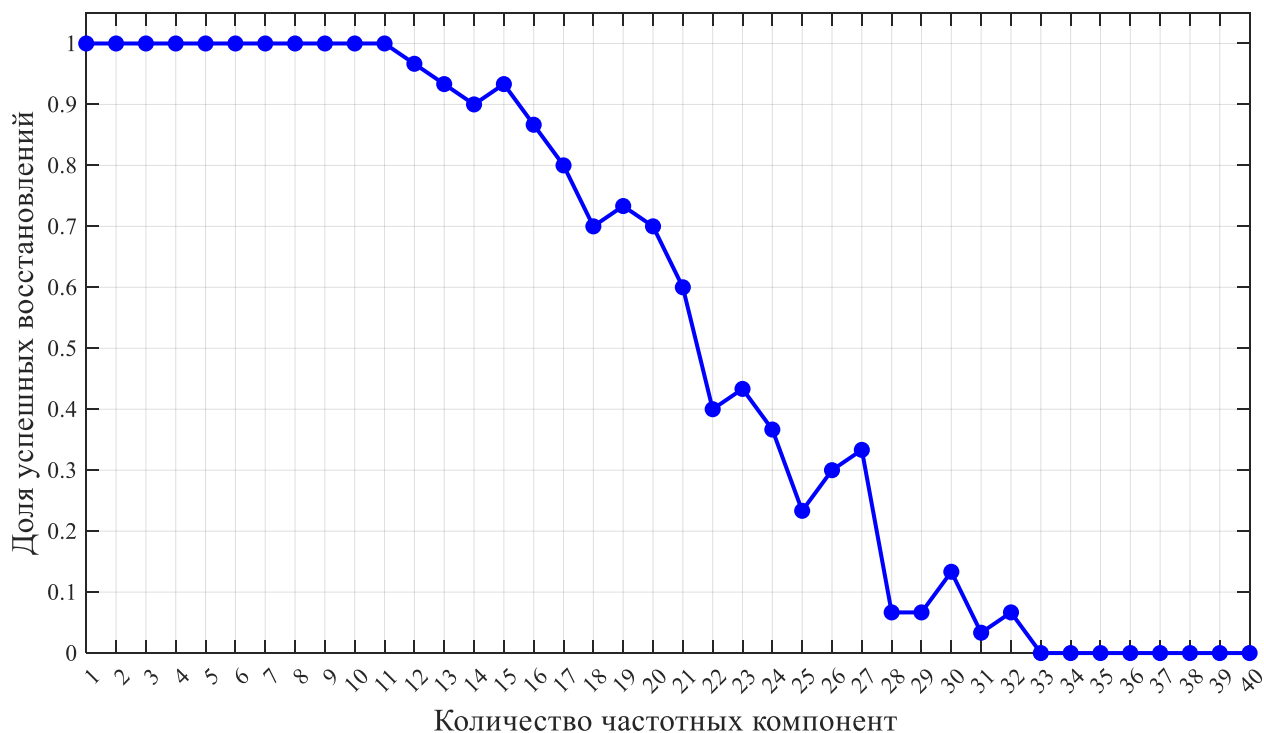


Рисунок 2.9 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для длины сигнала $N = 1024$

Усреднение результатов здесь проводилось по тридцати независимым испытаниям для каждого значения параметра, определяющего количество частотных компонент.

Такой объем выборки выбран с учетом центральной предельной теоремы [84]. при количестве испытаний от тридцати распределение выборочного среднего приближается к нормальному вне зависимости от распределения исходной совокупности. Это позволяет снизить случайные колебания оценок до приемлемого уровня, не увеличивая при этом время расчетов неоправданно. В каждом испытании частоты выбирались случайным образом из заданной полосы, что обеспечивало независимость результатов и их репрезентативность.

Усреднение проводилось путем вычисления среднего арифметического бинарных показателей успешности восстановления – это стандартная оценка вероятности успешного восстановления методом статистического моделирования. Формально процедура задается выражением:

$$\hat{P}_{success} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=0}^N I_i, \quad (2.14)$$

где N – общее количество проведенных статистических испытаний, I_i – индикатор успешного восстановления в i -м эксперименте. Индикатор I_i принимает значение 1, если относительная ошибка восстановления не превышает заданный порог ε , и 0 в противном случае. Величина $\hat{P}_{success}$ представляет собой оценку вероятности успешного восстановления, получаемую по результатам многократного повторения эксперимента [85].

Использование данного подхода позволяет уменьшить влияние случайных факторов, связанных как с генерацией сигналов, так и с работой алгоритма восстановления. В результате может быть получена устойчивая зависимость между сложностью сигнала, определяемой числом частотных компонент, и вероятностью его корректного восстановления.

Анализ результатов показывает, что при числе спектральных составляющих, равном 20, вероятность успешного восстановления сигнала после прохождения через АИП составляет около 70%. Такой порог является оптимальным, поскольку такая доля успешных восстановлений обеспечивает достаточную статистическую мощность для выводов [86] и обеспечивает границу, за которой метод перестает быть практически полезным.

Поскольку исходный сигнал $x(t)$ имеет длину N равную 1024 отсчета, уровень разреженности S такого сигнала определяемый как отношение числа ненулевых гармоник к общей длине сигнала будет равным 2%, при количестве собранных данных M равным 256 отсчетов.

Минимальное количество собранных данных M , необходимое для корректного восстановления исходного частотно-разреженного сигнала, для системы сбора данных, построенной на архитектуре СД определяется следующим выражением [87] [88]:

$$M \geq C \cdot K \cdot \log\left(\frac{N}{K}\right), \quad (2.15)$$

где K – число значимых спектральных компонент сигнала, N – общее число отсчетов в исходном сигнале, C – константа, зависящая от свойств системы.

Для архитектуры СД обычно $C \approx 6$, однако для реальных сигналов значение C может достигать 8 – 12 единиц [35]. Для значений, представленных в данной

модели, значение константы получается $C = 7,5$, что сходится с представленными выше значениями.

В качестве верификации полученных результатов, моделирование было проведено при длине сигнала $N = 512$ отсчетов, без изменения остальных параметров. Полученный результат математического моделирования представлен на рисунке 2.10

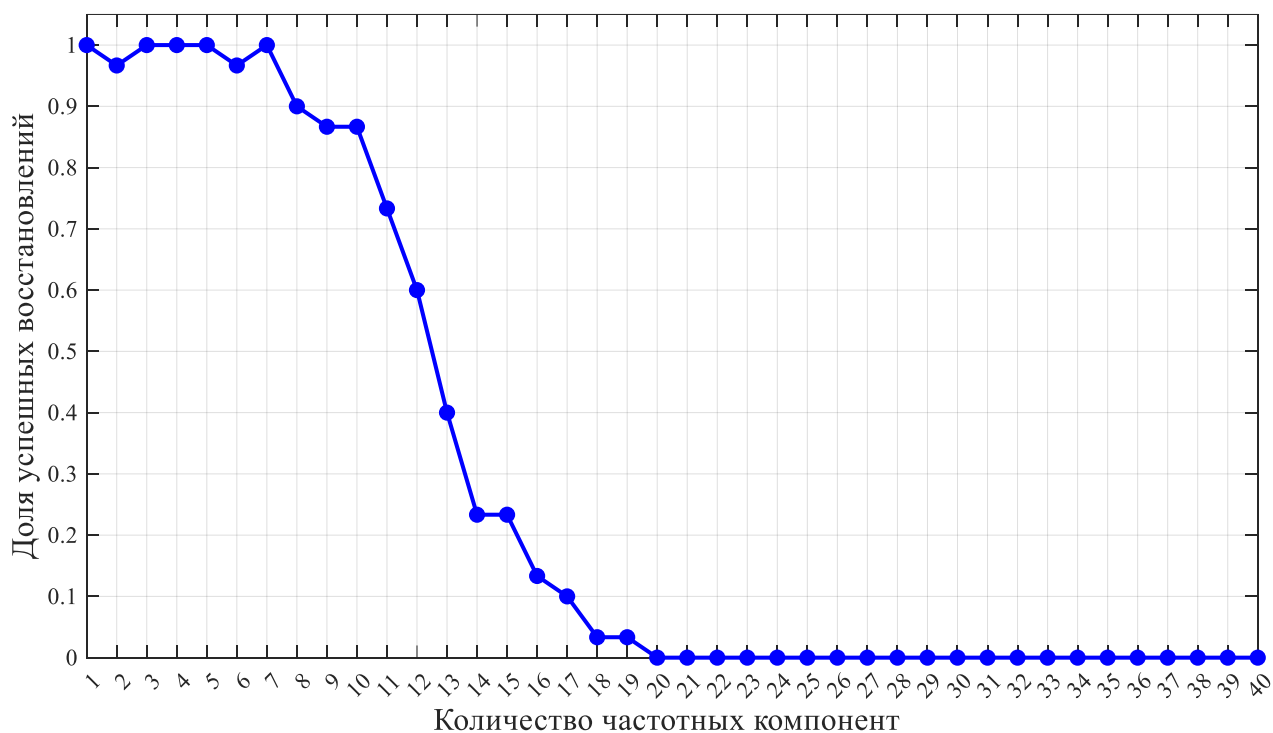


Рисунок 2.10 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для длины сигнала $N = 512$

По представленному графику видно, что в таком случае 70%-ая вероятность восстанавливаемости исходного сигнала достигается при количестве спектральных составляющих равным 11, что дает уровень разреженности равный 2,1%, а значение константы $C = 7$, что говорит о прослеживаемости результатов и верифицирует написанную математическую модель.

Также для верификации полученных результатов можно изменить и частоту дискретизации АЦП, в два раза уменьшив количество собранных данных M , без изменения остальных параметров.

Полученный результат математического моделирования представлен на рисунке 2.11. По представленному графику видно, что здесь 70%-ая вероятность

восстанавливаемости исходного сигнала достигается при количестве спектральных составляющих равным 8, что дает уровень разреженности равный 0,8%, а значение константы $C = 7,5$, что говорит о прослеживаемости результатов, и в очередной раз подтверждает правильность написанной математической модели.

В таком случае частоту дискретизации для входного сигнала можно сделать в 8 раз меньше, чем удвоенная максимальная частота входного сигнала.

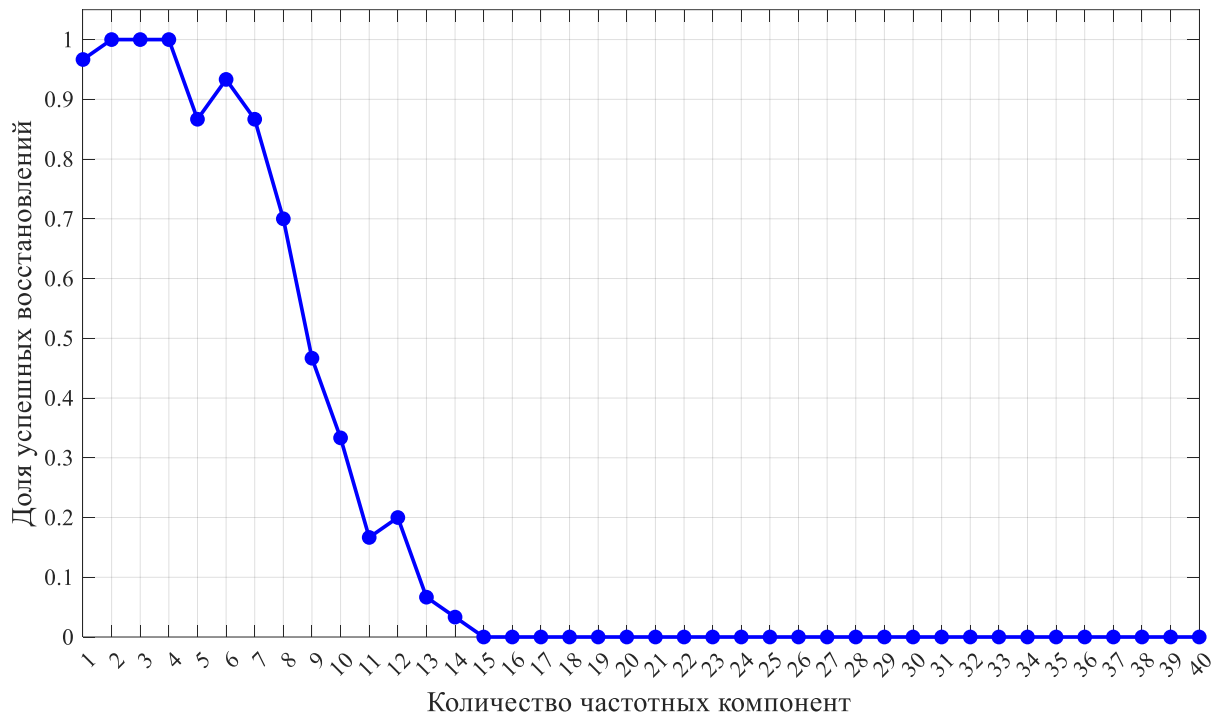


Рисунок 2.11 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для длины сигнала $N = 1024$ при количестве собранных данных $M = 128$

Исходя из этой модели можно составить таблицу зависимости разреженности сигнала от числа собранных данных M , или же другими словами уменьшения частоты дискретизации относительно удвоенной максимальной частоты входного сигнала длины $N = 1024$. Собранные данные по результатам моделирования представлены в таблице 2.1

Таблица 2.1 Зависимость разреженности сигнала от числа собранных данных M

Уменьшение частоты дискретизации	Число собранных данных M	Количество частотных компонент	Уровень разреженности
в 2 раза	512	23	2,2%
в 4 раза	256	20	2%
в 8 раз	128	8	0,8%
в 16 раз	64	2	0,2%
в 32 раза	32	0	-

Из приведенных данных следует, что уменьшение частоты дискретизации в 4 раза относительно удвоенной максимальной частоты входного сигнала обеспечивает наилучшее соотношение между допустимым уровнем разреженности и числом спектральных компонент. В этом режиме система сохраняет работоспособность для сигналов с разреженностью порядка 2%, что при длине $N = 1024$ соответствует 20 активным частотным компонентам.

Интерпретация предельной разреженности сигнала для практических применений

Полученная в ходе моделирования оценка предельной разреженности имеет не только теоретический, но и практический смысл. Для разработчика радиосистемы важно понимать, что значение порядка двух процентов следует трактовать как верхнюю границу устойчивого режима при выбранном коэффициенте сжатия и заданном качестве тракта. Это не означает, что при превышении указанного уровня система немедленно теряет работоспособность, однако вероятность корректного восстановления начинает быстро зависеть от взаимного расположения спектральных компонент, уровня шума и точности параметров модели. Следовательно, при практическом проектировании желательно закладывать

некоторый запас и ориентироваться на режимы, в которых оценка разреженности находится ниже предельного значения.

Инженерная интерпретация этого результата особенно важна для многоканальных систем. В подобных системах даже небольшое увеличение числа активных компонент в каждом канале может привести к существенному росту совокупной сложности восстановления. Если же каналы обрабатываются совместно, граница устойчивости начинает определяться не только разреженностью в отдельном канале, но и степенью совпадения активных областей между каналами. Поэтому в реальной аппаратуре предельную разреженность следует рассматривать как параметр режима эксплуатации, а не как неизменную характеристику метода. Такой подход согласуется с общей идеей работы, поскольку АИП позволяет снизить частоту дискретизации, но выигрывает прежде всего там, где сигнальная среда действительно остается достаточно разреженной.

Практически это означает, что оценка разреженности должна входить в процедуру предварительного анализа задачи. Для FMCW-датчиков она может быть связана с ожидаемым числом отражающих объектов в элементарной разрешающей ячейке, для систем структурного мониторинга с числом одновременно активных источников акустической эмиссии, а для когнитивных радиосетей с долей занятых поддиапазонов в полосе наблюдения. Во всех случаях использование единого численного критерия в виде допустимой доли ненулевых спектральных компонент позволяет перейти от абстрактных рассуждений к конкретному проектному решению о применимости АИП.

Таким образом, предельная разреженность становится тем показателем, через который можно связывать характеристики сигнальной среды, параметры аналогового тракта и степень сжатия в цифровой части системы. Именно поэтому оценка степени разреженности должна использоваться как один из основных входных параметров на этапе проектирования, а не рассматриваться лишь как вспомогательный результат моделирования. Интерпретация оценок разреженности с точки зрения проектирования в общем случае представлена в таблице 2.2

Таблица 2.2 Интерпретация оценок разреженности с точки зрения проектирования

Оценка разреженности	Интерпретация режима	Рекомендуемое проектное решение
Менее 1 %	Устойчивый режим с запасом	Возможна реализация АИП с четырехкратным сжатием
1–2 %	Рабочая область метода	Требуется контроль ОСШ, линейности и параметров восстановления
Около 2 %	Предельный режим	Необходим запас и верификация на модели
Свыше 2 %	Повышенный риск деградации	Целесообразно снизить коэффициент сжатия или отказаться от АИП

Дальнейшее увеличение коэффициента сжатия до 8–16 раз также возможно, однако при этом допустимый уровень разреженности снижается до 0,8% и 0,2%, что соответствует 8 и 2 компонентам соответственно. Это позволяет выбирать параметры системы в зависимости от требований к вычислительной нагрузке и энергопотреблению.

Полученные результаты представляют интерес для приложений интернета вещей, поскольку снижение частоты дискретизации в 8–16 раз при обработке сигналов с малой разреженностью позволяет уменьшить объем обрабатываемых и передаваемых данных. Это, в свою очередь, способствует снижению энергопотребления автономных беспроводных датчиков.

Выводы

Важным результатом исследования стала оценка степени разреженности сигнала, определяющей границы применимости способа. Для сигнала длиной $N = 1024$ отсчета при разреженности 2% вероятность успешного восстановления 70% соответствует значению константы $C = 7,5$ в формуле минимального числа измерений МММ. Аналогичные результаты получены и для $N = 512$, что указывает на устойчивость предложенной модели. Также показано, что для рассматриваемого

АИП оптимальным является уменьшение частоты дискретизации в 4 раза относительно удвоенной максимальной частоты входного сигнала.

Практическая ценность работы состоит в сокращении объемов передаваемых и обрабатываемых данных при сохранении полезной информации о сигнале. Это особенно важно для многоканальных радиолокационных систем, в которых классическая дискретизация предъявляет высокие требования к памяти и вычислительным ресурсам. Разработанная методика позволяет выбирать компромисс между разреженностью входных сигналов и качеством их восстановления.

2.4. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 2

По итогам второй главы работы можно сделать следующие выводы:

1. Разработанный способ сжатия сигналов с аналого-информационным преобразователем на основе случайного демодулятора обеспечивает оцифровку частотно-разреженных сигналов при частоте дискретизации, в 4 раза меньшей по сравнению с требованиями критерия Котельникова/Найквиста, что позволяет снизить нагрузку на вычислительные ресурсы и уменьшить объем хранимых данных.

2. Проведенное математическое моделирование подтвердило работоспособность разработанного способа и алгоритма восстановления.

3. Предложенная методика оценки разреженности сигналов позволяет определять предельно допустимый уровень разреженности для заданной конфигурации системы.

4. Практическая реализация способа сжатия сигналов с АИП в многоканальных ММО-радиосистемах показала возможность снижения потока данных в 4 раза.

5. Далее необходимо рассмотреть вопросы реализации аналого-информационного преобразователя для сжатой дискретизации частотно-разреженных сигналов на базе случайного демодулятора. Дальнейшие исследования должны быть направлены на экспериментальную проверку работоспособности способа сжатия сигналов с АИП в условиях, приближенных к реальным.

ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ РЕАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМ НА РАБОТУ СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ С АИП

Как было показано во второй главе, разработанный способ сжатия сигналов с АИП на базе случайного демодулятора показал высокую эффективность при обработке частотно-разреженных сигналов в идеальных условиях моделирования. Однако для практического внедрения разработанного способа в реальные радиосистемы необходимо исследовать его устойчивость к характерным для аппаратной реализации факторам. В данной главе проводится комплексное исследование влияния параметров реальных радиосистем на работоспособность способа сжатия сигналов с АИП. Особое внимание уделяется анализу воздействия шумов, нелинейностей и других искажений, присущих аналоговым компонентам тракта, на качество сжатия и восстановления сигналов. Результаты исследования позволят определить границы применимости способа сжатия и алгоритма восстановления, и разработать методику его практической реализации в современных многоканальных радиосистемах.

3.1. ВОПРОСЫ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ РЕАЛЬНЫХ РАДИОСИСТЕМ НА РАБОТУ СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ С АИП

Теоретическая эффективность алгоритмов аналого-информационного преобразования, доказанная в условиях идеального моделирования, требует существенной корректировки при переходе к практической реализации в реальных радиосистемах. Ключевой проблемой становится комплексное взаимное влияние многочисленных параметров, каждый из которых вносит свой вклад в ухудшение характеристик радиосистем с АИП, что приводит к неизбежному расхождению между теоретическими расчетами и реальными сигналами.

3.1.1. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НА РАБОТУ АИП

Для анализа влияния шумовых характеристик реальных радиосистем была составлена математическая модель, учитывающая влияние шума на входной тестовый сигнал. В данной модели ко входному сигналу был добавлен аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) с заданным отношением сигнал/шум (ОСШ).

Мощность исходного сигнала определяется формулой:

$$P_s = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y(n)|^2 \quad (3.1)$$

Для заданного отношения сигнал/шум в децибелах вычисляется линейный коэффициент:

$$SNR_{lin} = 10^{\frac{SNR}{10}} \quad (3.2)$$

Требуемая мощность шума:

$$P_n = \frac{P_s}{SNR_{lin}} \quad (3.3)$$

Дисперсия шума:

$$\sigma_n^2 = P_n \quad (3.4)$$

Сам процесс шума описывается гауссовским распределением:

$$n(t) \sim N(0, \sigma_n^2) \quad (3.5)$$

Финальный сигнал на входе АЦП:

$$x_n(t) = x(t) + n(t) \quad (3.6)$$

Проведенное моделирование (Рисунок 3.1) демонстрирует систематическую зависимость эффективности работы способа сжатия сигналов с АИП на основе случайного демодулятора от отношения сигнал/шум при фиксированных двадцати частотных компонентах в спектре.

Выбор количества спектральных составляющих, равного 20, обусловлен результатами, полученными в разделе 2.3 при оценке степени разреженности сигналов. Как было установлено ранее, для сигнала длиной $N=1024$ отсчета при четырехкратном снижении частоты дискретизации вероятность успешного восстановления для 20 частотных компонент составляет 70%, что является пороговым значением, при котором метод сохраняет практическую полезность. Таким образом, выбор $K=20$ позволяет исследовать поведение системы в области

перехода от устойчивого восстановления к неработоспособности, что наиболее информативно для анализа влияния деградирующих факторов. Фиксация числа компонент на этом пороговом значении обеспечивает возможность изолированного изучения влияния шумов, нелинейностей и разрядности АЦП, поскольку любой дополнительный дестабилизирующий фактор будет приводить к смещению характеристики относительно полученной ранее зависимости.

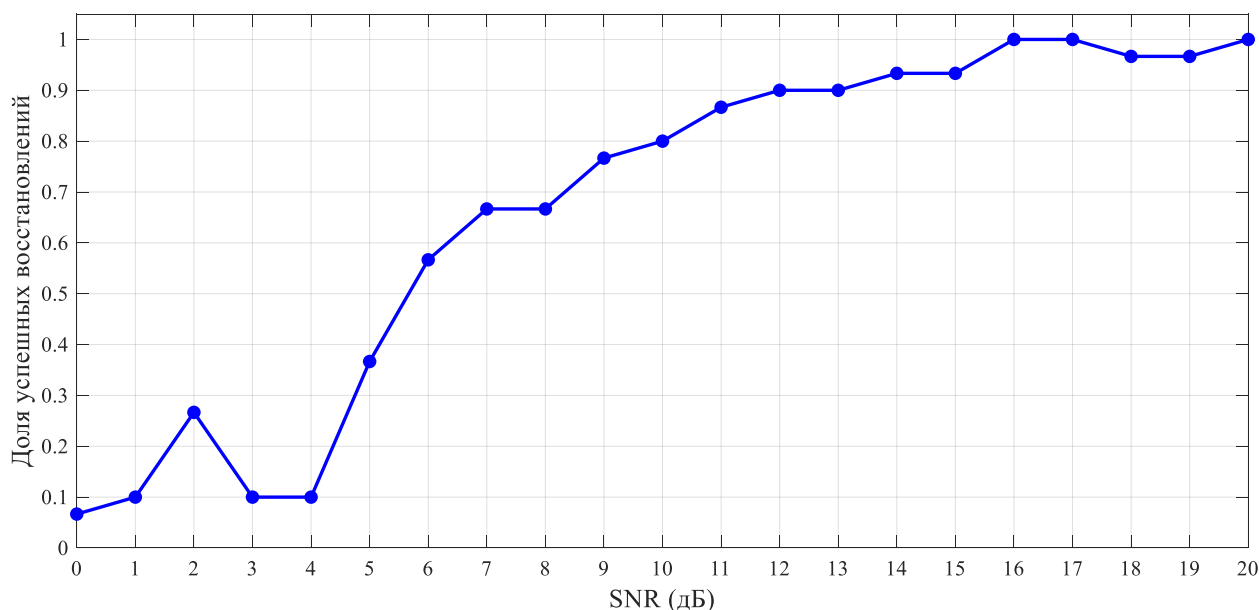


Рисунок 3.1 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от ОСШ для 20 спектральных составляющих

При низких значениях ОСШ, в диапазоне от 0 до 8 дБ, система оказывается неработоспособной – вероятность успешного восстановления сигнала не превышает обозначенный ранее порог в 70%. Это объясняется тем, что шумовая составляющая доминирует над полезным сигналом, нарушая условия работы способа сжатия. Шум вносит значительные искажения в процесс случайного демодулирования и последующего восстановления.

В переходной области, от 8 до 12 дБ, эффективность алгоритма растет, и вероятность успешного восстановления увеличивается до 90%. Такой характер зависимости свидетельствует о пороговом эффекте, присущем системам сжатого считывания [90]. При ОСШ ≈ 10 дБ система достигает 70%-го уровня вероятности правильного восстановления.

При дальнейшем увеличении ОСШ (12–20 дБ) алгоритм выходит в режим насыщения, вероятность успеха приближается к 100%. Следует отметить, что даже при высоких ОСШ она не превышает порядка 95% – это связано с ограничениями самого алгоритма ОМР и особенностями реализации.

Анализ ошибок показывает, что в разных диапазонах ОСШ преобладают разные типы деградации. При низких ОСШ чаще теряются слабые спектральные компоненты и искажаются амплитудные соотношения. В переходной области растет доля ошибок, вызванных появлением ложных спектральных пиков и паразитных гармоник [91].

Полученные результаты важны для проектирования реальных радиосистем с АИП. Пороговое значение ОСШ = 12 дБ, таким образом, задает требования к шумовым характеристикам аналогового тракта.

Результаты исследования согласуются с теоретическими результатами [92], основанными на свойствах ограниченной изометрии матрицы измерений, и подтверждают практическую применимость алгоритмов сжатого восприятия в условиях реальных шумов [93].

3.1.2. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА РАБОТУ АИП

В идеальной линейной системе точность восстановления сигнала по сжатым измерениям гарантируется при условии соблюдения условий разреженности и свойства ограниченной изометрии, однако физическая реализация блока умножения и интегрирования, являющегося сердцем АИП, неизбежно опирается на активные аналоговые компоненты – усилители, умножители, интеграторы. Эти компоненты при работе с сигналами конечной амплитуды проявляют нелинейность, которую можно описать степенным полиномом [94]:

$$V_{out} = \alpha_1 V_{in} + \alpha_2 V_{in}^2 + \alpha_3 V_{in}^3 + \dots, \quad (3.7)$$

где α_1 – коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала (линейный коэффициент), $\alpha_2, \alpha_3, \dots$ – коэффициенты нелинейности второго, третьего и высших порядков.

Для анализа влияния нелинейных искажений реальных радиосистем в текущую математическую модель, вместо учета влияния ОСШ, был добавлен учет влияния кубической нелинейности, параметризованный стандартным показателем выходной

точки пересечения третьего порядка (ОПЗ), источником которой является кубический член из выражения 3.7. Для моделирования слабо нелинейных систем, таких как усилитель мощности или смеситель, перед АЦП вводится кубическая нелинейность [95]:

$$x_{nl}(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_3 x^3(t), \quad (3.8)$$

Связь между коэффициентами и выходной точкой пересечения третьего порядка ОПЗ задается через точку пересечения, отнесенная ко входу ПРЗ:

$$P_{ПРЗ} = \frac{P_{ОПЗ}}{G} \quad (3.9)$$

Для синусоидального входного сигнала амплитуда при ПРЗ равна:

$$A_{ПРЗ} = \sqrt{2R \cdot P_{ПРЗ}}, \quad (3.10)$$

где R – сопротивление нагрузки, $P_{ПРЗ}$ – мощность при ПРЗ.

Оценка коэффициента нелинейности:

$$a_3 = -\frac{4a_1}{3A_{ПРЗ}^2}, \quad (3.11)$$

Проведенное моделирование (Рисунок 3.2) показывает зависимость эффективности работы способа сжатия сигналов с АИП на основе случайного демодулятора от уровня выходных нелинейных искажений третьего порядка при фиксированном числе спектральных компонент, равном двадцати.

Для оценки реалистичности выбранного диапазона значений ОПЗ целесообразно обратиться к характеристикам современных аналоговых компонентов, применяемых в приемных трактах. Так, в работе [96] представлен приемник для приложений интернета вещей, обеспечивающий значение ОПЗ на уровне 15,8 дБмВт при усилении 48,8 дБ. Для приложений миллиметрового диапазона 5G характерны более высокие значения: например, в [97] для интегрированного приемного тракта приведено значение ОПЗ порядка 21 дБмВт. Следовательно, выбранный при моделировании диапазон 10–30 дБмВт соответствует параметрам реальных приемных трактов различного назначения.

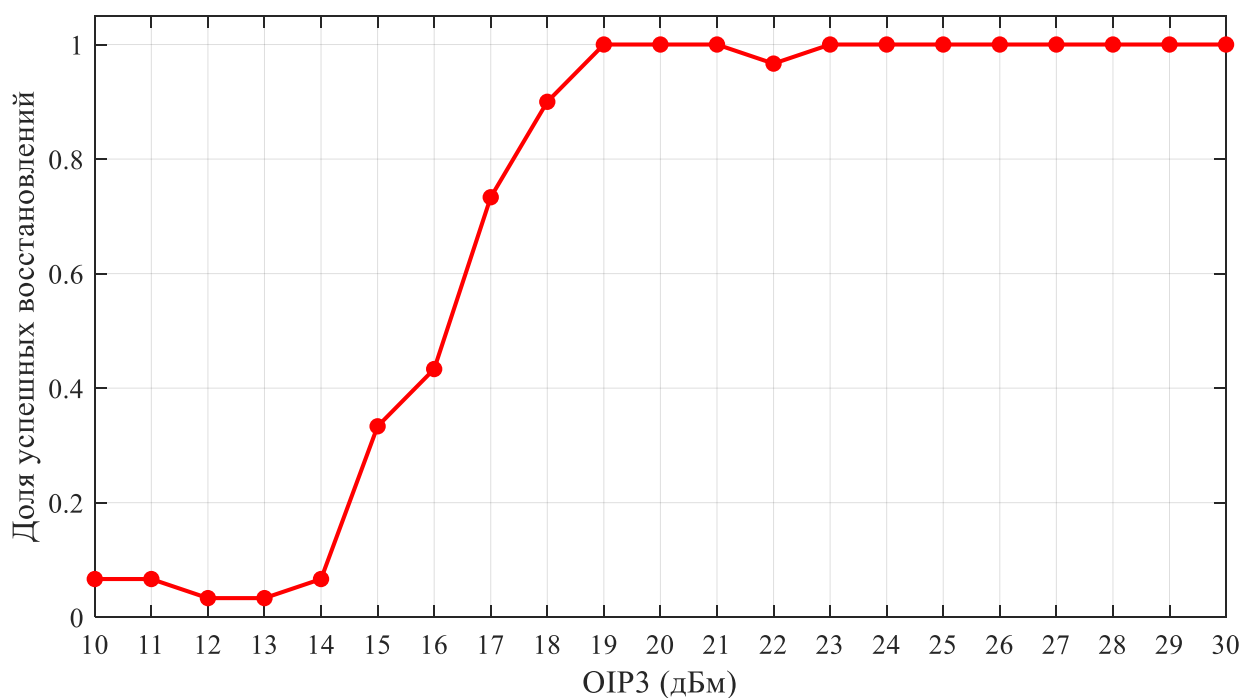


Рисунок 3.2 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от ОИРЗ для 20 спектральных составляющих

На графике наблюдается пороговый характер зависимости. При низких значениях ОИРЗ (10–17 дБмВт) нелинейные искажения существенно влияют на сигнал, что приводит к ошибкам восстановления. Интермодуляционные составляющие третьего порядка формируют паразитные спектральные компоненты, которые алгоритм ОМР может интерпретировать как полезные. Одновременно искажается форма исходных компонент, что вызывает ошибки при их идентификации и оценке амплитуд. В результате вероятность успешного восстановления в данном диапазоне остается близкой к нулю.

В интервале ОИРЗ от 17 до 19 дБмВт наблюдается резкий рост вероятности успешного восстановления, что указывает на приближение уровня нелинейных искажений к пороговой чувствительности алгоритма ОМР. Начиная приблизительно с ОИРЗ = 19 дБмВт, система выходит в режим насыщения, при котором вероятность успеха достигает 100%. Это означает, что при данной конфигурации нелинейные искажения перестают ограничивать работу аналого-информационного преобразователя.

3.1.3. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ РАЗРЯДНОСТИ АЦП НА РАБОТУ АИП

Для анализа влияния разрядности АЦП в математическую модель АИП, вместо ОИРЗ, был добавлен блок, моделирующий равномерное квантование.

Процесс квантования в АЦП можно представить, как нелинейную операцию, вносящую в сигнал аддитивную ошибку:

$$x_q[n] = Q(x[n]) = \Delta \cdot \left\lfloor \frac{x[n]}{\Delta} + \frac{1}{2} \right\rfloor \quad (3.12)$$

где $x[n]$ – отсчет входного аналогового сигнала, $x_q[n]$ – квантованный отсчет, Δ – шаг квантования, определяемый разрядностью B и напряжением полной шкалы V_{FS} :

$$\Delta = \frac{V_{FS}}{2^B} \quad (3.13)$$

Фундаментальным ограничением точности системы является мощность ошибки квантования, которая вычисляется как [98]:

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{V_{FS}^2}{12 \cdot 2^{2B}} \quad (3.14)$$

Для анализа влияния разрядности на работу АИП была проведена серия экспериментов, в которых моделировался процесс прохождения сигнала с числом спектральных компонент начиная от $K = 1$ до $K = 40$ с шагом 1, через АИП при варьируемой разрядности АЦП от 4 до 10 бит.

Результаты моделирования для разной разрядности АЦП представлены на рисунках 3.3-3.6.

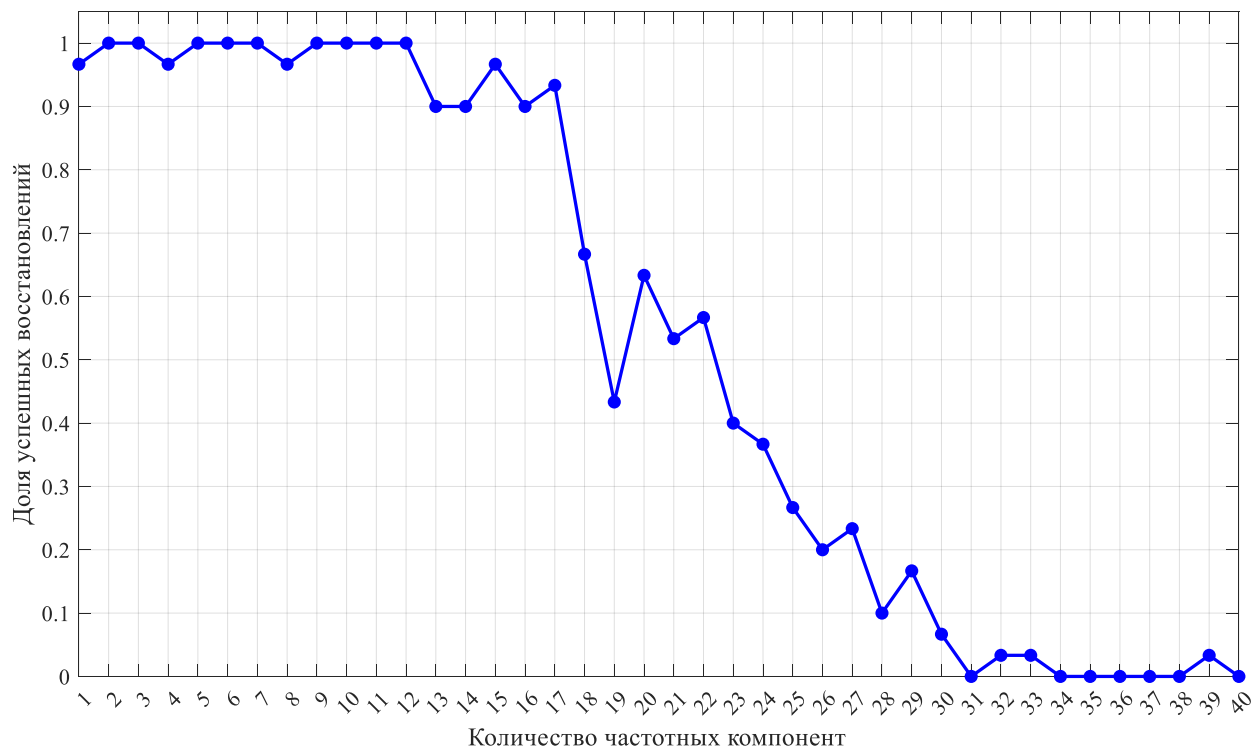


Рисунок 3.3 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для разрядности АЦП 4 бит.

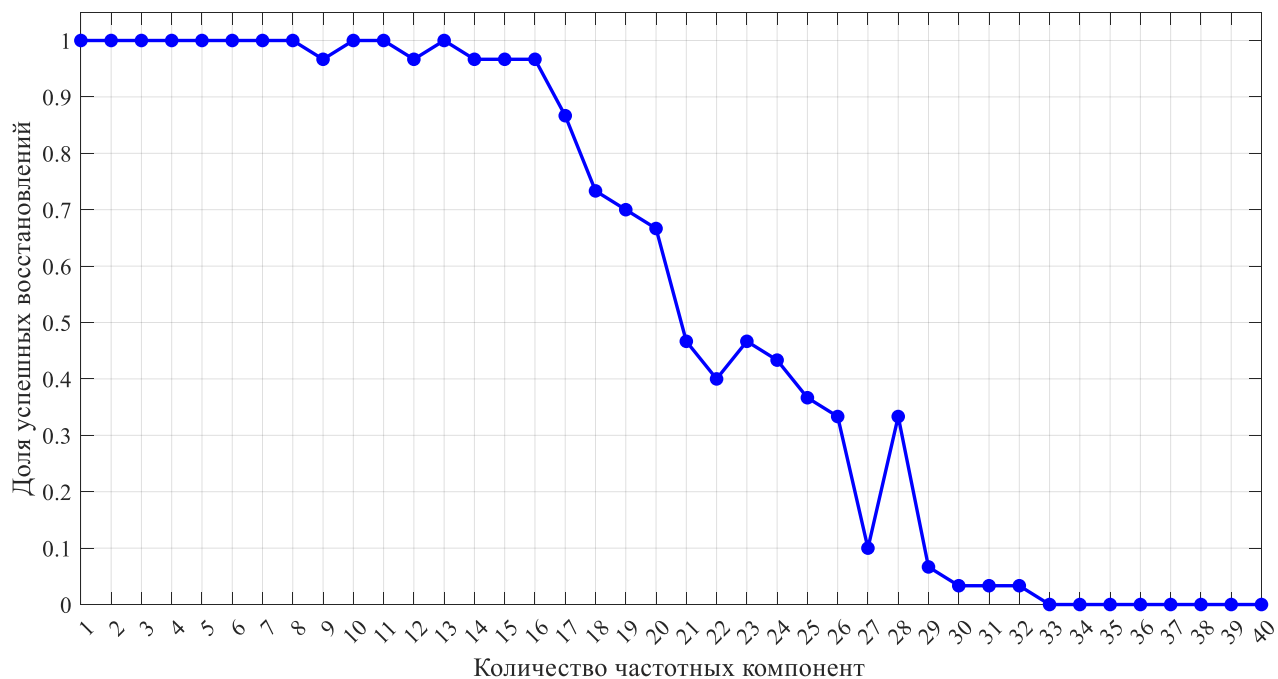


Рисунок 3.4 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для разрядности АЦП 6 бит.

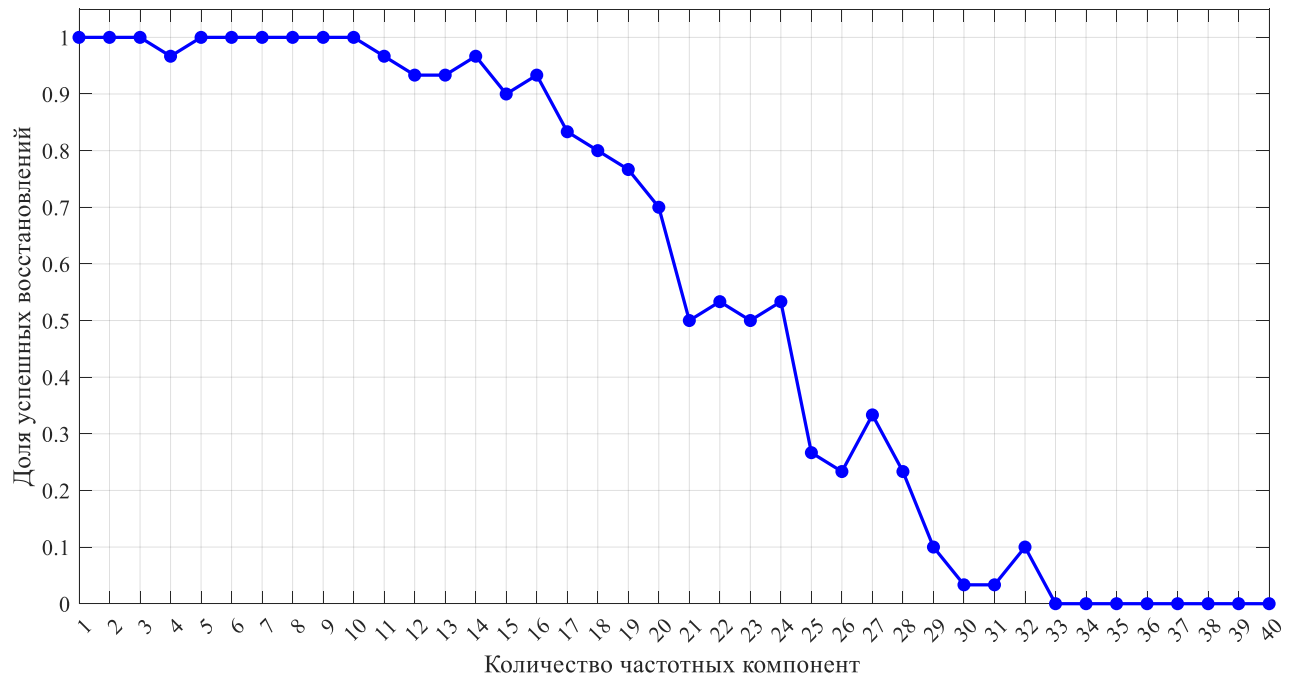


Рисунок 3.5 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для разрядности АЦП 8 бит.

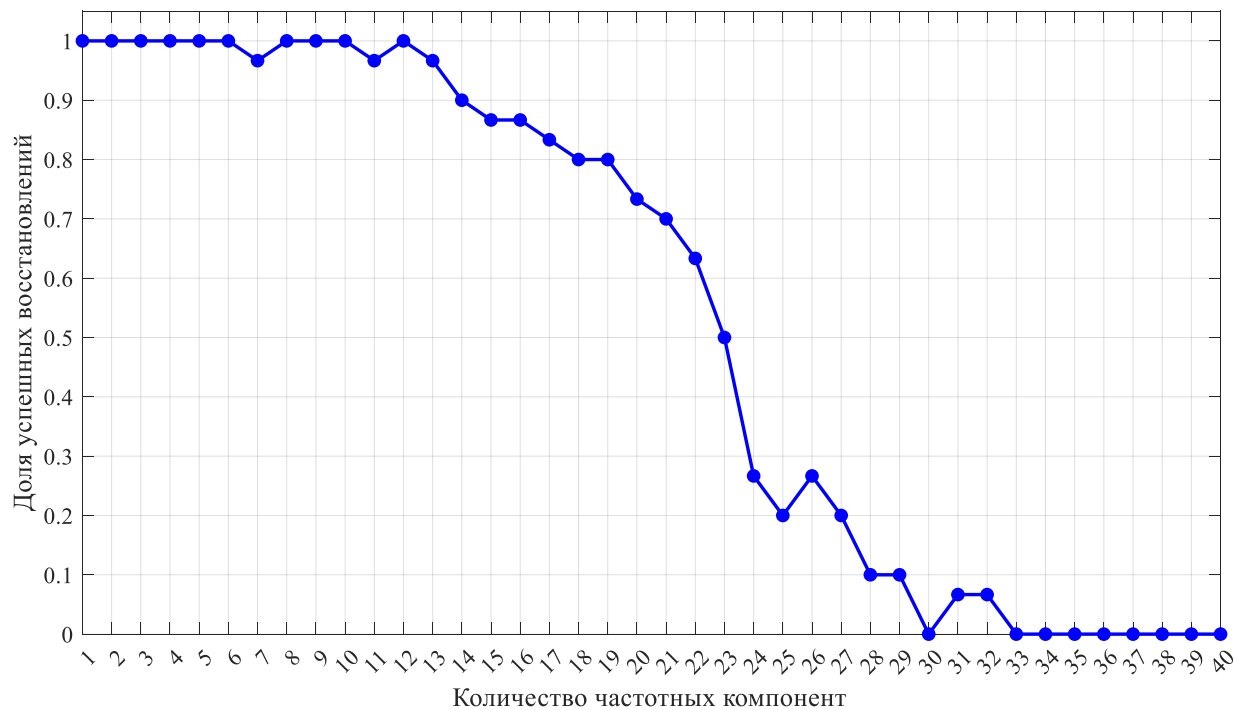


Рисунок 3.6 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для разрядности АЦП 10 бит.

По результатам моделирования можно сказать, что при низкой разрядности АЦП, которая составляет 6 бит и менее, восстанавливаемость сигнала для двадцати

спектральных составляющих составляет менее 70%, что говорит о влиянии ошибки квантования. При малых значениях разрядности АЦП ее мощность сравнима с мощностью полезного сигнала, что приводит к ошибкам в работе алгоритма. Восстановленный спектр практически не соответствует исходному из-за маскировки полезных компонент шумом квантования и появления большого количества ложных гармоник.

В диапазоне разрядности АЦП от 8 бит ошибка квантования начинает подчиняться модели белого шума, и ее мощность становится сопоставимой с мощностью аналогового шума. Наблюдается практически линейный рост вероятности успешного восстановления с увеличением разрядности и при дальнейшем увеличении разрядности АЦП мощность ошибки квантования становится пренебрежимо малой и не влияет на восстанавливаемость сигнала, прошедшего через АИП.

Для полноты анализа целесообразно провести сравнение двух архитектур: классического высокоскоростного АЦП, работающего на частоте Найквиста, и предлагаемой архитектуры АИП, использующей низкоскоростной АЦП с повышенной разрядностью.

В работе [33] показано, что для широкополосных разреженных сигналов применение субдискретизации с последующим цифровым восстановлением позволяет снизить требования к частоте дискретизации в 2–10 раз при сохранении энергопотребления на приемлемом уровне, при этом достигаемый коэффициент сжатия определяется степенью разреженности сигнала и свойствами измерительной матрицы. Однако важным ограничением архитектуры случайного демодулятора является то, что смеситель и генератор псевдослучайной последовательности должны функционировать на полной частоте Найквиста исходного сигнала, что накладывает жесткие требования к апертурной неопределенности и фазовым шумам высокочастотных аналоговых компонентов [34]. С точки зрения разрядности, для классической архитектуры, работающей в соответствии с критерием Котельникова/Найквиста, требуется АЦП с разрядностью не менее 10–12 бит, что обусловлено необходимостью обеспечения динамического диапазона, достаточного для обнаружения слабых сигналов на фоне сильных помех и собственных шумов приемного тракта [99].

В архитектуре АИП, как показывают результаты проведенного моделирования, разрядность 8 бит оказывается достаточной, поскольку процесс сжатия и последующего восстановления, основанный на алгоритме ортогонального поиска соответствий, включает этап согласованной фильтрации, обеспечивающий дополнительный выигрыш в отношении сигнал/шум за счет когерентного накопления энергии разреженных компонент [24]. Таким образом, переход от высокоскоростного 10-битного АЦП к низкоскоростному 8-битному АЦП в сочетании с аналоговым блоком случайной модуляции позволяет не только снизить частоту дискретизации в 4 раза, но и уменьшить разрядность на 2 бита, что в совокупности дает более чем 8-кратное сокращение потока данных при сохранении информационной емкости сигнала.

3.1.4. АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СОВОКУПНОСТИ ПАРАМЕТРОВ НА РАБОТУ АИП

После того как было выполнено моделирование влияния отдельных параметров, было проведено комплексное моделирование, учитывающее все рассмотренные ранее факторы. Численные значения параметров выбирались на основе полученных ранее результатов.

Моделирование проводилось в среде MATLAB с использованием разработанной имитационной модели, структурная схема которой включала следующие блоки: генератор тестового сигнала (сумма гармоник со случайными частотами из диапазона до 2 МГц), генератор M-последовательности длиной 1024 с тактовой частотой 4 МГц, блок перемножения, цифровой фильтр нижних частот (КИХ-фильтр 25-го порядка с частотой среза 500 кГц), блок добавления шума (АБГШ), блок внесения нелинейных искажений (нелинейность 3-го порядка), блок квантования с регулируемой разрядностью, низкоскоростной АЦП (частота дискретизации 1 МГц) и блок восстановления сигнала.

Были выбраны следующие параметры для комплексного моделирования:

- отношение сигнал/шум ОСШ = 12 дБ, что соответствует пороговому значению, определяющему требования к шумовым характеристикам аналогового тракта;

- выходная точка пересечения третьего порядка ОИРЗ = 19 дБмВт, что соответствует области насыщения, где нелинейные искажения перестают быть ограничивающим фактором;

- разрядность АЦП 8 бит, обеспечивающая приемлемый уровень шума квантования.

Для каждого значения количества спектральных компонент K от 1 до 40 проводилось 30 независимых испытаний со случайным выбором частот, после чего вычислялась вероятность успешного восстановления как доля экспериментов, в которых относительная ошибка восстановления не превышала порога ошибки $\varepsilon = 0,1$. Такая методика обеспечивает статистическую значимость результатов и позволяет минимизировать влияние случайных факторов [95].

Результат итогового моделирования представлен на рисунке 3.7

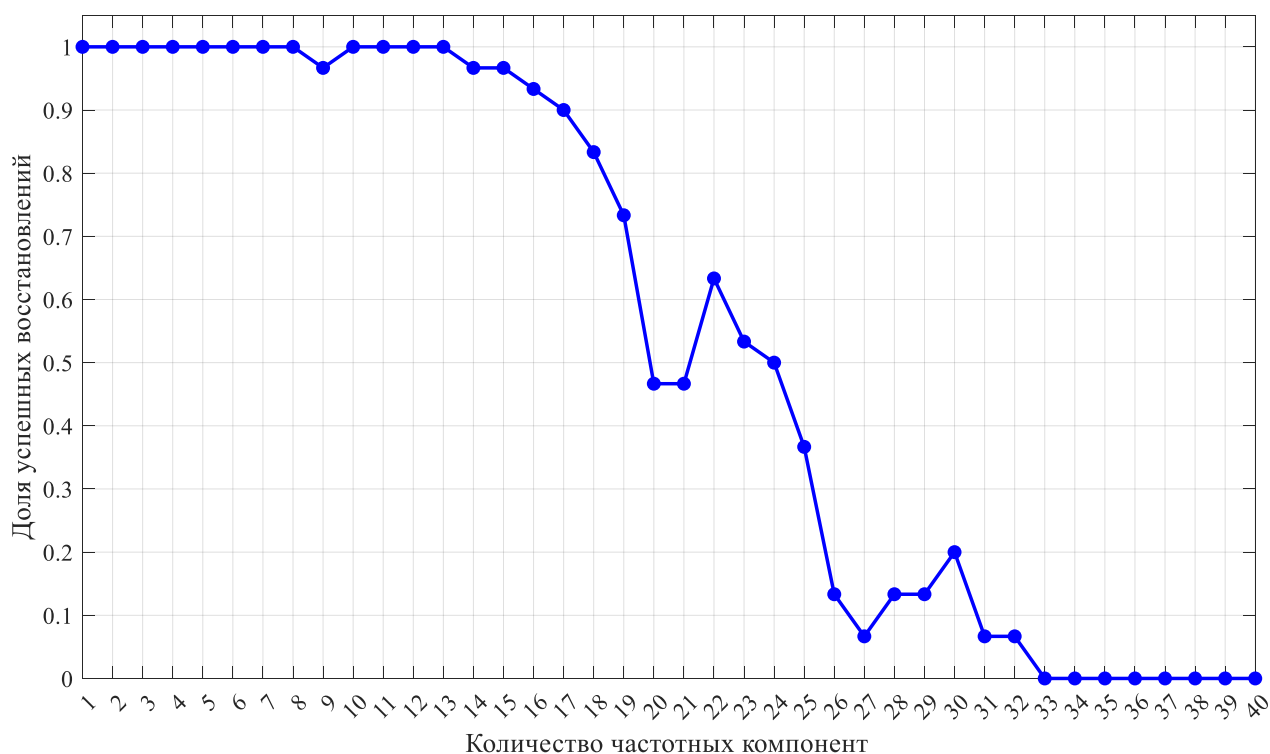


Рисунок 3.7 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для модели радиосистемы, приближенной к реальной

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что с учетом шумовых характеристик, разрядности АЦП, а также нелинейных искажений реальных радиотехнических систем, успешная работа способа сжатия сигналов с АИП реализуется для 19 спектральных компонент, что позволяет уточнить ограничение на разреженность сигнала до 1,85%.

Выводы

Теоретическая эффективность алгоритмов аналого-информационного преобразования на основе случайного демодулятора существенно зависит от параметров реальных радиосистем. Проведенное моделирование выявило систематическое влияние трех ключевых факторов: шумовых характеристик, нелинейных искажений и разрядности АЦП.

Установлено влияние ОСШ на работоспособность системы. Обнаружен ярко выраженный пороговый эффект: при ОСШ менее 8 дБ система неработоспособна, в переходной области от 8 до 12 дБ наблюдается рост вероятности успешного восстановления, а значение ОСШ = 12 дБ является минимальным требованием для достижения приемлемой вероятности восстановления.

Анализ влияния нелинейных искажений, параметризованных через выходную точку пересечения третьего порядка, также показал пороговый характер. Сильная деградация эффективности наблюдается при ОИРЗ менее 17 дБмВт. Резкий рост вероятности успешного восстановления происходит в диапазоне 17–19 дБмВт, а при ОИРЗ больше 19 дБмВт нелинейные искажения перестают быть лимитирующим фактором для данной конфигурации системы.

Исследование влияния разрядности АЦП продемонстрировало, что при разрядности 6 бит и менее ошибка квантования делает работу способа сжатия сигналов с АИП неэффективной. Стабильная работа достигается при использовании АЦП с разрядностью 8 бит и выше, когда ошибка квантования подчиняется модели белого шума и ее влияние становится пренебрежимо малым.

Комплексное моделирование с учетом всех исследуемых деградирующих факторов показало, что для радиосистемы, приближенной к реальным условиям, способ сжатия сигналов с АИП обеспечивает успешное восстановление сигнала для 19 спектральных компонент, что уточняет ограничение на разреженность входного сигнала до уровня 1,85%. Полученные результаты согласуются с теоретическими основами сжатого восприятия и устанавливают конкретные минимальные требования к проектированию аналогового тракта радиосистем с АИП [100].

3.2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ СИСТЕМНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОСИСТЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ СПОСОБА СЖАТИЯ СИГНАЛОВ С АИП

Предлагаемая методика системного проектирования базируется на полученных в результате комплексного моделирования данных о взаимном влиянии ключевых параметров реальных радиосистем на эффективность способа сжатия сигналов с аналого-информационным преобразованием и представляет собой формализованную последовательность действий, направленную на достижение целевых показателей вероятности успешного восстановления сигнала в реальных условиях.

Определение требований к аналоговому тракту на основе анализа шумовых характеристик и нелинейных искажений

Первым этапом методики выступает определение требований к аналоговому тракту, в рамках которого, основываясь на анализе шумовых характеристик, обеспечивается в полосе частот сигнала отношение сигнал/шум не ниже порогового значения. Результаты моделирования, согласующиеся с теоретическими предсказаниями о свойствах ограниченной изометрии матрицы измерений в зашумленных условиях [101], и указывают на необходимость поддержания ОСШ более 12 дБ на входе АЦП для гарантированного достижения вероятности восстановления выше 70%. Данное требование накладывает строгие ограничения на коэффициент шума приемного тракта, в связи с чем производится расчет допустимого коэффициента шума, при котором мощность собственных шумов системы, приведенная ко входу, должна быть рассчитана исходя из ожидаемого уровня минимального полезного сигнала с запасом в 12 дБ. Это определяет выбор малошумящих усилителей (МШУ) и смесителей на начальных каскадах приемного устройства радиосистемы.

Далее, в рамках того же этапа, для исключения деградации производительности алгоритма из-за нелинейных искажений производится нормирование уровня интермодуляции третьего порядка. Результаты исследования демонстрируют, что для типовой конфигурации с двадцатью спектральными компонентами точка пересечения третьего порядка на выходе аналогового тракта должна быть не ниже

19 дБмВт. Данное требование обусловлено высокой чувствительностью алгоритма ОМР к паразитным спектральным компонентам, порождаемым нелинейностью, как подробно изучалось в контексте сжатого восприятия в работе [102]. Таким образом, при проектировании каскадов усиления и смешивания следует выбирать активные компоненты с запасом по ОИРЗ и обеспечивать правильный расчет уровней по тракту для избегания искажений.

Процедура выбора АЦП и параметризации цифровой части системы

Вторым этапом методики является процедура выбора АЦП и параметризации цифровой части системы. Анализ влияния разрядности АЦП показал, что использование преобразователей с разрядностью менее 8 бит является нецелесообразным, так как приводит к падению вероятности восстановления из-за маскировки полезного сигнала шумом квантования. В соответствии с этим положением методика предписывает применение АЦП с разрядностью не менее 8 бит. Данный вывод хорошо согласуется с исследованиями влияния квантования на восстановление разреженных сигналов, которые показывают, что для достижения приемлемой производительности мощность ошибки квантования должна быть существенно ниже уровня аналогового шума [103]. При этом напряжение полной шкалы АЦП должно быть согласовано с максимальным размахом сигнала в точке оцифровки для минимизации потерь на квантование, причем мощность ошибки квантования, вычисляемая по формуле (3.14), должна быть на 12 дБ ниже мощности полезного сигнала. С точки зрения цифровой обработки, ключевым параметром является быстродействие вычислительного ядра, реализующего алгоритм ОМР, что также учитывается на данном этапе при выборе элементной базы.

Комплексный системный подход и верификация ограничения на разреженность

Третьим, наиболее важным этапом методики является комплексная проверка совокупного влияния всех рассмотренных факторов, поскольку их эффекты являются аддитивными и нелинейными. Как демонстрирует итоговое моделирование (Рисунок 3.7), даже при выполнении индивидуальных требований по ОСШ, ОИРЗ и разрядности АЦП, совокупное влияние параметров накладывает дополнительное ограничение на обрабатываемый сигнал. В связи с этим методика предписывает на этапе верификации проектного решения обратиться к результатам

комплексного моделирования и убедиться, что для спроектированного тракта обеспечивается требуемая вероятность восстановления при заданной разреженности. Если для требуемого количества компонент вероятность оказывается ниже пороговой, параметры тракта подлежат корректировке. Этот системный подход к проектированию, учитывающий взаимосвязь аналоговых и цифровых параметров, является центральным в современных исследованиях по аппаратным реализациям систем с АИП.

Специализация методики для проектирования многоканальных систем

При проектировании многоканальных радиосистем с применением аналого-информационных преобразователей к общим этапам методики добавляются специфические процедуры, обусловленные многоканальной структурой обработки. В системах, где приоритетом является простота цифровой обработки и возможность независимого восстановления сигналов в каждом канале, целесообразно применение отдельных АИП в каждом приемном тракте. Такой подход допускает использование коррелированных псевдослучайных последовательностей, что упрощает их генерацию, однако приводит к увеличению аппаратной сложности и энергопотребления из-за многократного повторения аналоговых узлов. В конфигурациях, для которых существенными являются ограничения по числу АЦП, массогабаритным параметрам или энергопотреблению, целесообразно использовать аналоговое суммирование сигналов всех каналов с последующей оцифровкой суммарного сигнала одним низкоскоростным АЦП. В этом случае методика требует формирования набора ортогональных псевдослучайных последовательностей, для чего целесообразно использовать циклические сдвиги одной M -последовательности. Такой подход обеспечивает низкий уровень взаимной корреляции последовательностей, необходимый для разделения каналов на этапе восстановления, и может быть учтен уже на стадии проектирования системы.

Существенным фактором, влияющим на качество разделения каналов при аналоговом суммировании, являются фазовые шумы и нестабильность генераторов псевдослучайных последовательностей, способные приводить к частичной утрате ортогональности. Для уменьшения этого эффекта целесообразно использовать общий опорный генератор для формирования всех последовательностей в

многоканальной системе, что обеспечивает их когерентность и стабильность взаимно-корреляционных характеристик.

Выбор алгоритма восстановления также зависит от архитектуры построения системы. Для случая независимых каналов применим стандартный алгоритм ОМР, выполняемый параллельно для каждого канала. В системах с аналоговым суммированием каналов, а также при наличии пространственной разреженности сигналов, когда активные источники локализованы и одновременно присутствуют лишь в немногих каналах, существенно более эффективными являются модифицированные версии жадных алгоритмов, в частности многоканальный ортогональный поиск соответствий (Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit, (SOMP) [104]. Данный алгоритм восстанавливает сигналы, опираясь на предположение об общей структуре разреженности для всех каналов, что повышает устойчивость и точность оценки.

Учет сформулированных положений методики на этапе системного проектирования многоканальных радиосистем с АИП позволяет не только пропорционально сократить информационный поток в каждом канале, но и реализовать преимущества многоканальной обработки, извлекая пространственную информацию непосредственно из сжатых измерений без необходимости полного восстановления сигналов в каждом приемном тракте [105].

Общая последовательность системного проектирования радиосистемы с АИП

Предлагаемую методику системного проектирования целесообразно рассматривать как последовательность взаимосвязанных этапов, а не как набор разрозненных рекомендаций (Рисунок 3.8).

На первом этапе формируются исходные требования к системе, такие как рабочая полоса наблюдения, число приемных каналов, допустимая задержка обработки, ограничения по энергопотреблению и требуемый коэффициент сжатия. Уже на этой стадии необходимо определить, является ли предполагаемая сигнальная среда потенциально разреженной в частотной области и насколько устойчиво это свойство во времени. Если подобный анализ не выполнен заранее, дальнейший выбор параметров АИП неизбежно приобретает случайный характер.

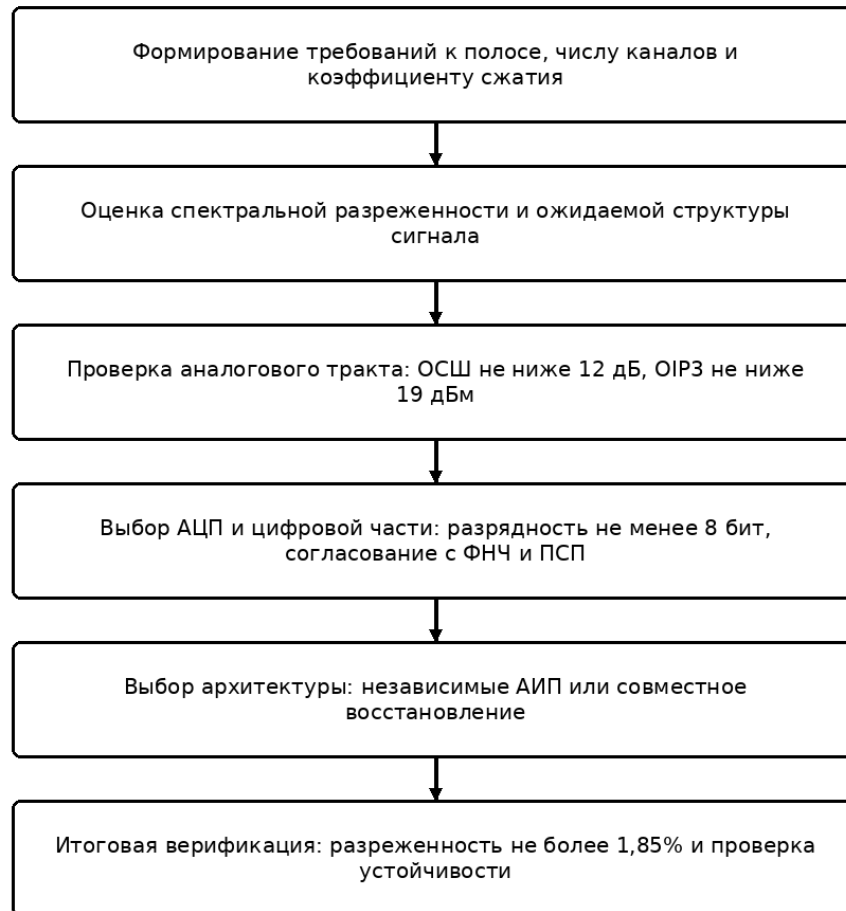


Рисунок 3.8 – Последовательность системного проектирования радиосистемы с АИП

На втором этапе оценивается ожидаемая степень разреженности и характер ее структурированности. Для одних приложений достаточно учитывать только количество активных спектральных компонент в полосе наблюдения, тогда как для многоканальных систем дополнительную роль играет пространственная и групповая разреженность. При наличии общих компонент в нескольких каналах может быть использовано совместное восстановление, что смягчает требования к числу измерений на канал. Если же каналы статистически независимы, проектировщик должен закладывать параметры, исходя из наиболее неблагоприятного сценария. Такой подход позволяет избежать ошибки, когда проект оказывается оптимизированным только под лабораторный режим, но оказывается недостаточно устойчивым в реальной эксплуатации.

Третий этап связан с проверкой аналогового тракта. Анализ, выполненный в предыдущем разделе, показывает, что отношение сигнал/шум и нелинейность

должны оцениваться совместно. Недостаточный ОСШ приводит к исчезновению слабых компонент в пространстве измерений, а низкий уровень ОИРЗ порождает интермодуляционные составляющие, которые для алгоритма восстановления неотличимы от истинных спектральных линий. Поэтому проектирование входного тракта АИП должно включать выбор усиления, полосы фильтрации, динамического диапазона и допустимого уровня искажений в едином контуре расчета. Иначе даже корректно выбранный коэффициент сжатия не обеспечит требуемую вероятность восстановления.

Четвертый этап касается выбора АЦП и цифровой части системы. Для АИП недостаточно просто зафиксировать частоту дискретизации ниже частоты удвоенной максимальной частоты входного сигнала, необходимо согласовать ее с частотой генерации ПСП и полосой ФНЧ. Кроме того, разрядность АЦП должна обеспечивать приемлемое квантование ослабленных после аналого-информационного преобразования измерений. В многоканальной системе именно цифровая часть становится ограничивающим фактором, поскольку выигрыш по частоте дискретизации сопровождается необходимостью выполнять восстановление для нескольких каналов. Поэтому на этом этапе требуется оценивать не только характеристики одного тракта, но и совокупную вычислительную сложность системы.

Пятый этап представляет собой выбор архитектуры, будь то независимые АИП в каждом канале, либо совместное многоканальное восстановление. Здесь проектировщик должен опираться не только на аппаратные возможности, но и на тип сигнальной среды. Если ожидается выраженная общность структуры сигнала между каналами, совместная обработка позволяет уменьшить суммарный поток данных и повысить устойчивость оценки. Если же каналы независимы и приоритетом является простота реализации, предпочтительнее модульная архитектура. В обоих случаях методика требует финальной проверки совместимости выбранной архитектуры с предельной оценкой разреженности, полученной в моделировании.

Наконец, на заключительном этапе выполняется верификация разработанного решения по совокупности ограничений. Система может считаться корректно спроектированной только в том случае, если одновременно выполняются условия по

ОСШ, ОІРЗ, разрядности АЦП, коэффициенту сжатия и степени разреженности входного сигнала. Тем самым методика превращается в практический инструмент принятия решения, поскольку она позволяет заранее определить, будет ли применение АИП действительно эффективным для рассматриваемой радиосистемы, либо требуемая среда слишком плотна, а аналоговый тракт слишком чувствителен к шуму и нелинейностям.

Выводы

В соответствии с разработанной методикой, для радиосистемы, спроектированной с соблюдением изложенных требований, гарантированная работоспособность способа сжатия сигналов с АИП достигается для сигналов, чья разреженность не превышает 1,85%. Это значение является уточненным практическим ограничением, вытекающим из свойств реальной аппаратной реализации, и должно использоваться в качестве основного критерия при планировании ресурсов системы связи и выборе подходящих прикладных задач.

Таким образом, предложенная методика системного проектирования радиосистем с применением АИП требует междисциплинарного подхода, объединяющего методы теории сжатого восприятия, аналоговой и цифровой схемотехники, и формируют основу для создания энергоэффективных и высокопроизводительных устройств следующего поколения для задач спектрального анализа и широкополосной связи.

3.3. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 3

По итогам третьей главы работы можно сделать следующие выводы:

1. Теоретическая эффективность алгоритмов аналого-информационного преобразования, доказанная в условиях идеального моделирования, существенно зависит от взаимного влияния параметров реальных радиосистем, таких как шумовые характеристики, нелинейные искажения и разрядность АЦП.

2. Проведенное математическое моделирование установило пороговые значения ключевых параметров: для обеспечения вероятности успешного восстановления сигнала выше 70% необходимо обеспечить отношение сигнал/шум не менее 12 дБ, точку пересечения третьего порядка не ниже 19 дБмВт и использовать АЦП с разрядностью не менее 8 бит.

3. Комплексное моделирование с учетом совокупного влияния всех исследуемых деградирующих факторов показало, что для радиосистемы, приближенной к реальным условиям, способ сжатия сигналов с АИП обеспечивает успешное восстановление сигнала для 19 спектральных компонент, что уточняет ограничение на разреженность входного сигнала до уровня 1,85%.

4. На основе результатов анализа разработана методика системного проектирования аналогового тракта, которая определяет основу для создания энергоэффективных и высокопроизводительных устройств сжатой дискретизации следующего поколения.

5. Выявлены и проанализированы особенности применения разработанного способа в многоканальных конфигурациях.

6. Дальнейшие исследования должны быть направлены на экспериментальную апробацию способа сжатия сигналов с АИП.

ГЛАВА 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ СПОСОБА И ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РАБОТЫ АИП

В данной главе представлены результаты практической реализации и экспериментального тестирования аналого-информационного преобразователя. Рассматриваются вопросы физической реализации прототипа АИП на базе случайного демодулятора. Подробно описывается структурная и принципиальная схемы устройства, обосновывается выбор элементной базы и приводятся особенности его исполнения. Описана экспериментальная апробация разработанного устройства. На основе полученных экспериментальных данных выполняется оценка качества работы АИП по таким ключевым метрикам, как точность восстановления и отношение сигнал/шум, что служит окончательным подтверждением его работоспособности и эффективности в реальных условиях.

4.1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АИП

Для экспериментальной апробации разработанного способа сжатия сигналов с АИП первоначально необходимо его спроектировать. Основные элементы, необходимые для создания прототипа АИП следующие:

1. Смеситель сигналов, выполняющий роль умножителя входного сигнала на ПСП последовательность.
2. Генератор ПСП последовательности для подмешивания М-последовательности к входному частотно-разреженному сигналу.
3. Фильтр нижних частот, ограничивающий диапазон частот перед АЦП во избежание эффекта алиасинга.
4. Низкочастотный АЦП.
5. Интерфейс восстановления исходного сигнала.

Прототип АИП будет реализован с теми же параметрами, как и в разработанной ранее математической модели из раздела 2.2.

Варианты реализации смесителя

Для физической реализации смесителя сигналов был проведен анализ существующих архитектур, который позволил выделить два основных класса

смесителей, подходящих для поставленной задачи: пассивные диодные смесители и активные смесители на транзисторах.

Пассивные диодные смесители используют нелинейные вольт-амперные характеристики (ВАХ) р-п-перехода диодов для осуществления умножения сигналов [106]. Простейшая реализация пассивного смесителя это однодиодный смеситель (Рисунок 4.1), однако он обладает высоким уровнем шума и порождает множество продуктов смешения высших порядков.

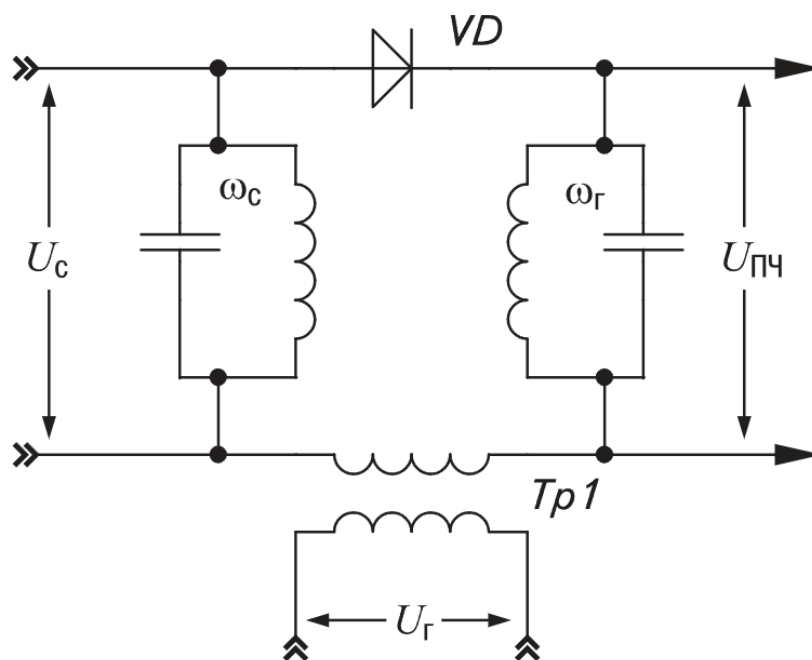


Рисунок 4.1 – Схема смесителя на одном диоде

Лучшей реализацией является балансная схема, использующая два диода в противофазном включении, что позволяет подавлять четные гармоники сигнала и гетеродина. Однако еще более совершенным решением является двойной балансный смеситель [107], в котором четыре диода, включенные в кольцо, и два симметричных трансформатора обеспечивают двойной баланс (Рисунок 4.2). Это позволяет эффективно подавлять как сам входной сигнал, так и гетеродин на выходе.

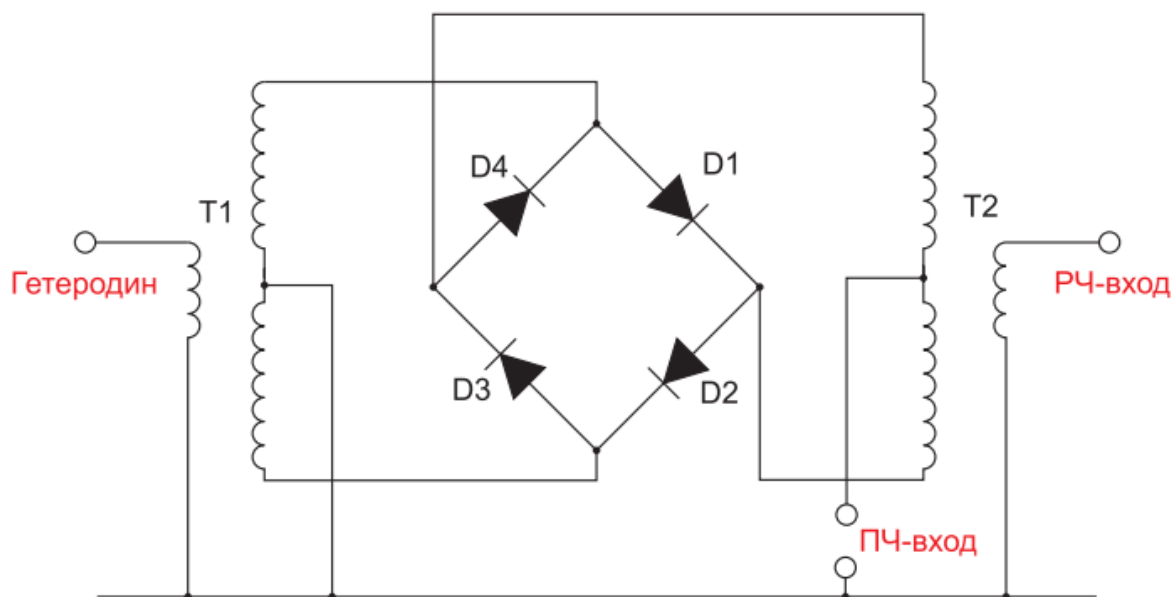


Рисунок 4.2 – Схема двойного балансного смесителя

Преимуществами двойных балансных смесителей являются: высокая линейность, более качественное подавление паразитных составляющих, развязка между портами. Принцип работы двойного балансного смесителя достаточно прост. Сигнал гетеродина поочередно включает плечо с диодами D3, D4 и плечо с диодами D1, D2. При этом для входного сигнала переходы D1 и D4 видны как «виртуальная земля», т.е. при включении и выключении диодов РЧ-сигнал поочередно поступает на общий провод. Далее сигнал РЧ умножается на сигнал ПЧ в соответствии с переключением сигнала гетеродина.

Активные смесители, реализуемые на биполярных (БТ) или полевых (ПТ) транзисторах, обеспечивают преобразование с усилением. Данные смесители используют нелинейность крутизны характеристики транзистора [108]. Простейшая схема активного смесителя строится на одном транзисторе (Рисунок 4.3).

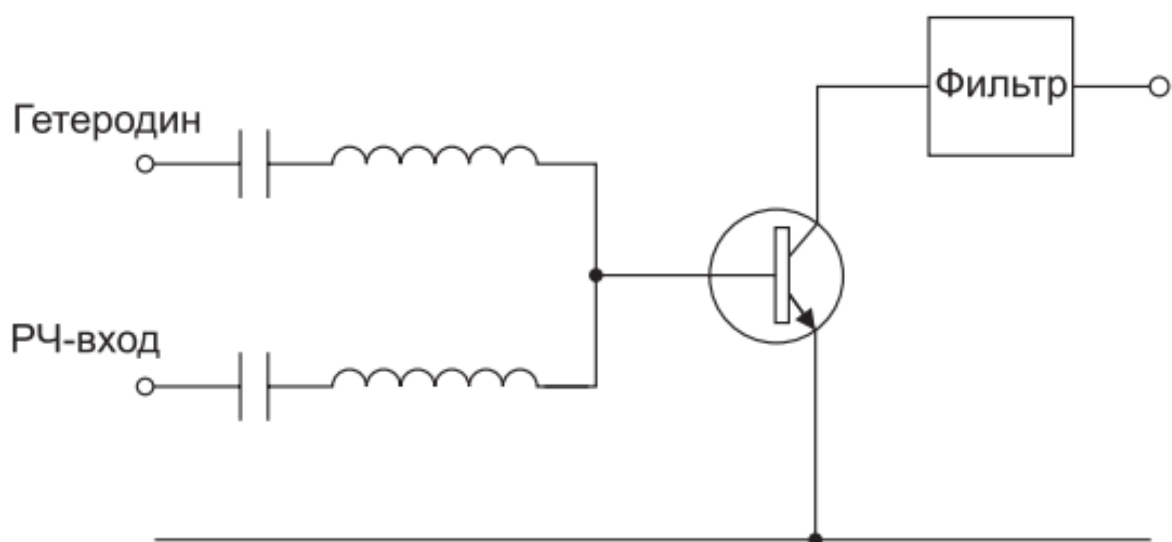


Рисунок 4.3 – Схема смесителя на одном транзисторе

Для удаления сигнала гетеродина и входного сигнала из выходного в такой схеме требуется фильтр. Обычно эта схема применяется для значительного понижения частоты. Более распространенной версией активного смесителя является смеситель или умножитель на ячейках Гилберта [109]. Смеситель на ячейке Гилберта представляет собой двойной балансный смеситель (Рисунок 4.4), в котором используется симметричная топология для предотвращения утечки входных сигналов в выходной. Поскольку в интегральных схемах компоненты хорошо согласованы, нежелательные составляющие подавляются в должной мере. Основными компонентами смесителя на ячейке Гилберта являются две дифференциальные пары транзисторов, ток смещения которых управляется одним из входных сигналов.

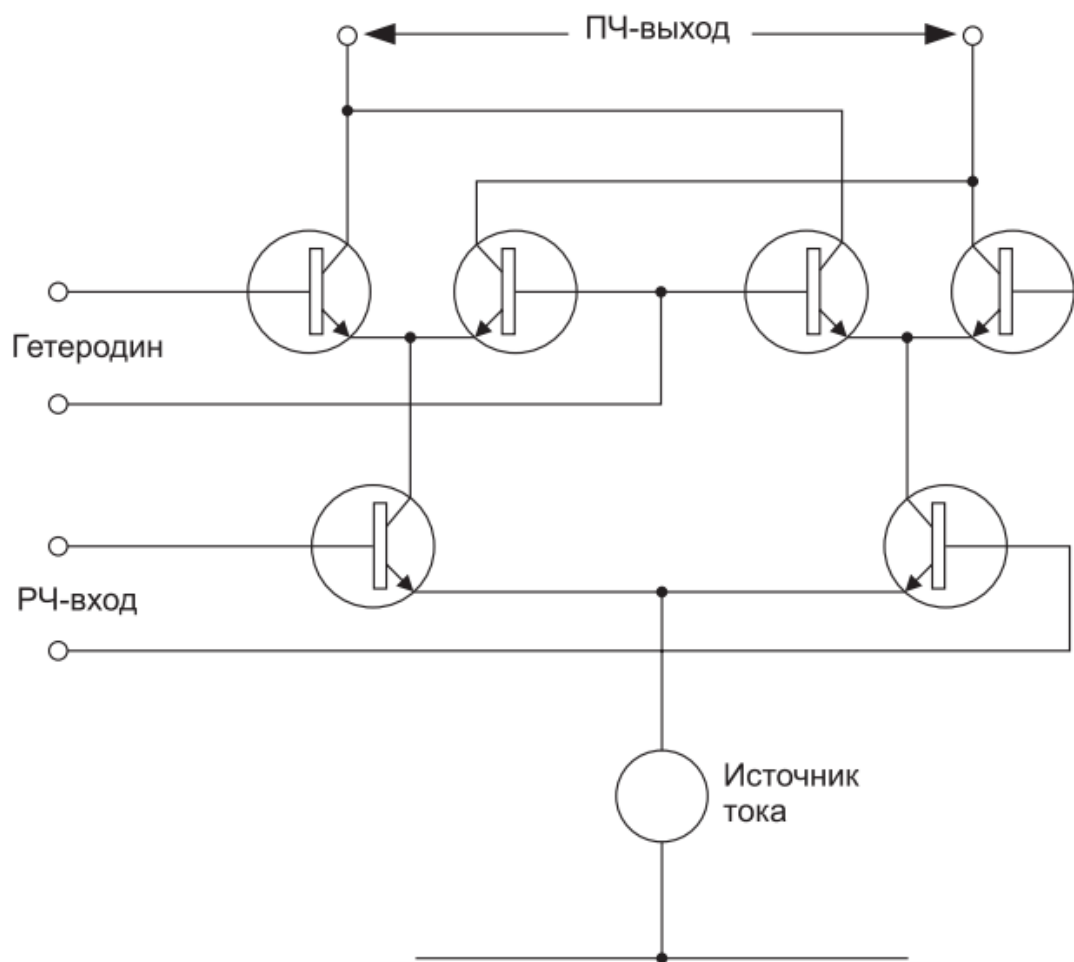


Рисунок 4.4 – Схема смесителя на дифференциальной паре транзисторов

Для низких частот такие смесители могут быть реализованы с высочайшей линейностью и даже обеспечивать коэффициент преобразования больше единицы. Однако им присущи существенные недостатки, такие как необходимость в источниках питания, сложность смещения, большее энергопотребление. Кроме того, активные смесители склонны к генерации шума.

Для текущей реализации схемы аналого-информационного преобразователя предпочтительным вариантом является двойной балансный смеситель, поскольку в нем отсутствуют лишние элементы, увеличивающие общую сложность системы, а его пассивная природа и симметричная архитектура решают ключевые проблемы генерации паразитных продуктов и интермодуляции.

Моделирование смесителя

Данный вариант смесителя с требуемыми параметрами был промоделирован в программе Multisim (Рисунок 4.5)

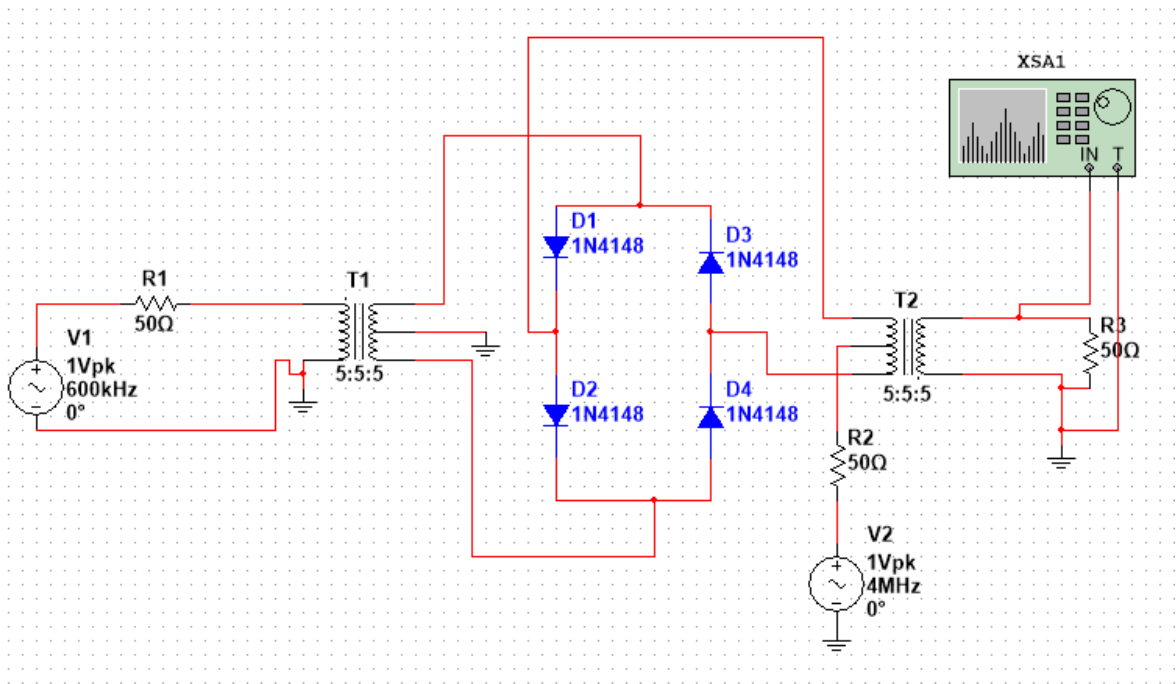


Рисунок 4.5 – Модель двойного балансного смесителя

В качестве входного сигнала был взят синусоидальный сигнал на частоте 600 кГц, а в качестве гетеродина сигнал на частоте 4 МГц. В результате моделирования (Рисунок 4.6) видно сигналы суммарной и разностной частоты, что подтверждает работоспособность данного смесителя с указанными параметрами.

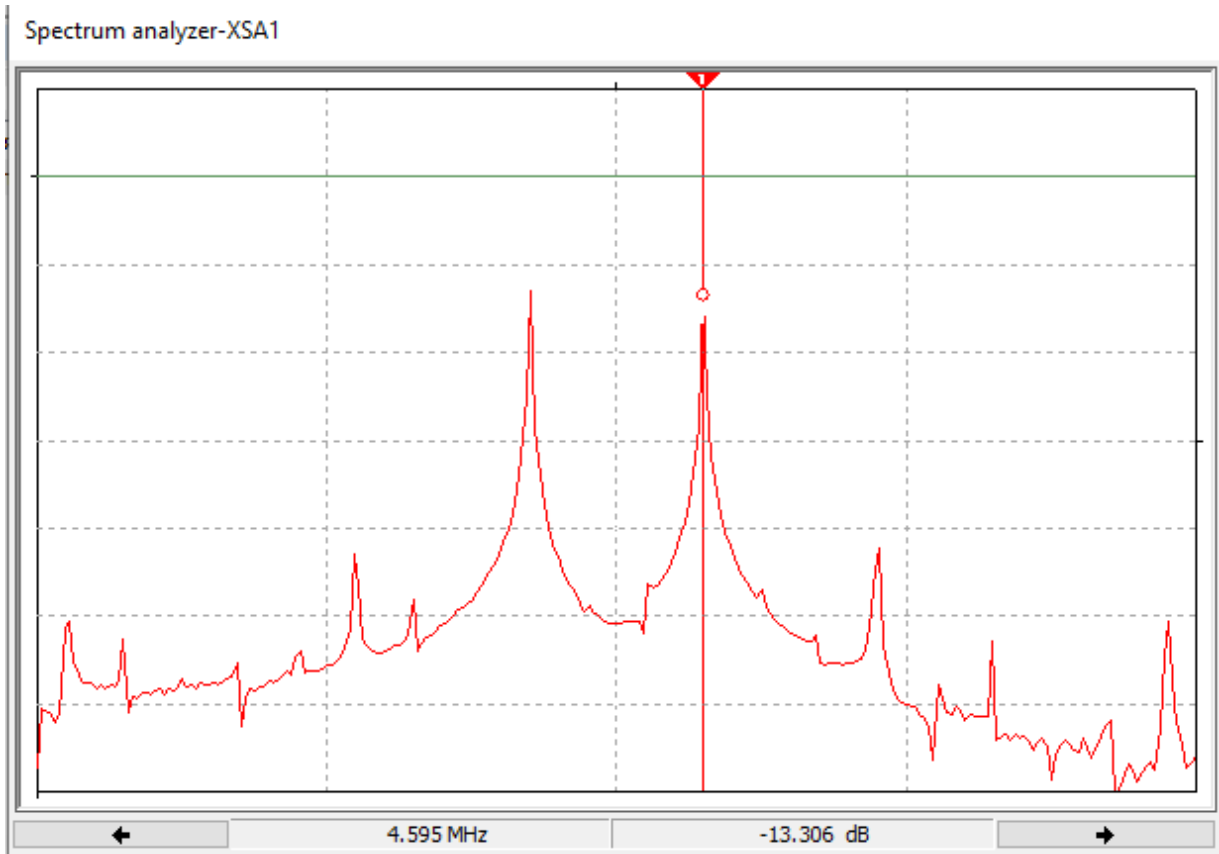


Рисунок 4.6 – Результат моделирования двойного балансного смесителя

В качестве входного и выходного трансформаторов для прототипа АИП были использованы трансформаторы в компактном исполнении ТС4-1W+. Затем макетная плата смесителя была изготовлена и измерена. Результаты измерений разработанной макетной платы сошлись с моделью смесителя и подтвердили его работоспособность.

Генератор М-последовательности

В качестве ПСП для подмешивания М-последовательности к входному частотно-разреженному сигналу для экспериментальной апробации способа сжатия сигналов с АИП был выбран лабораторный генератор сигналов, на который была записана сгенерированная М-последовательность длительностью 1024, генерируемая полиномом [10010000001] и частотой 4 МГц.

Важно отметить, что применение лабораторного генератора сигналов является оправданным решением для этапа первичной экспериментальной проверки алгоритма в контролируемых условиях, так как оно позволяет легко менять параметры и оперативно проводить тесты. Однако для практических решений, встраиваемых в конечные, в качестве генератора ПСП будет выступать программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС). ПЛИС обеспечивает необходимые показатели быстродействия и энергоэффективности.

Фильтр нижних частот

В качестве фильтра нижних частот, ограничивающего диапазон частот перед АЦП во избежание эффекта наложения частот, был выбран и рассчитан LC-фильтр 7-го порядка (Рисунок 4.7), с полосой среза 500 кГц.

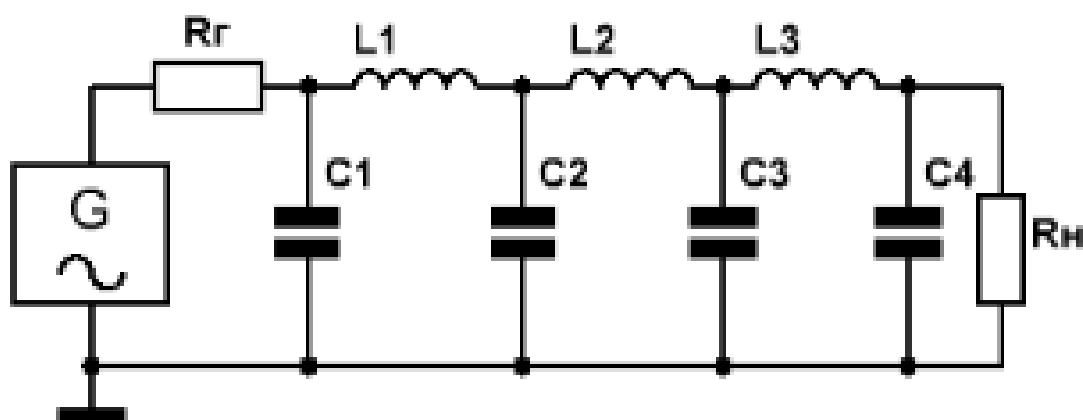


Рисунок 4.7 – Схема LC-фильтр 7-го порядка

Итоговая схема прототипа АИП представлена на рисунке 4.8

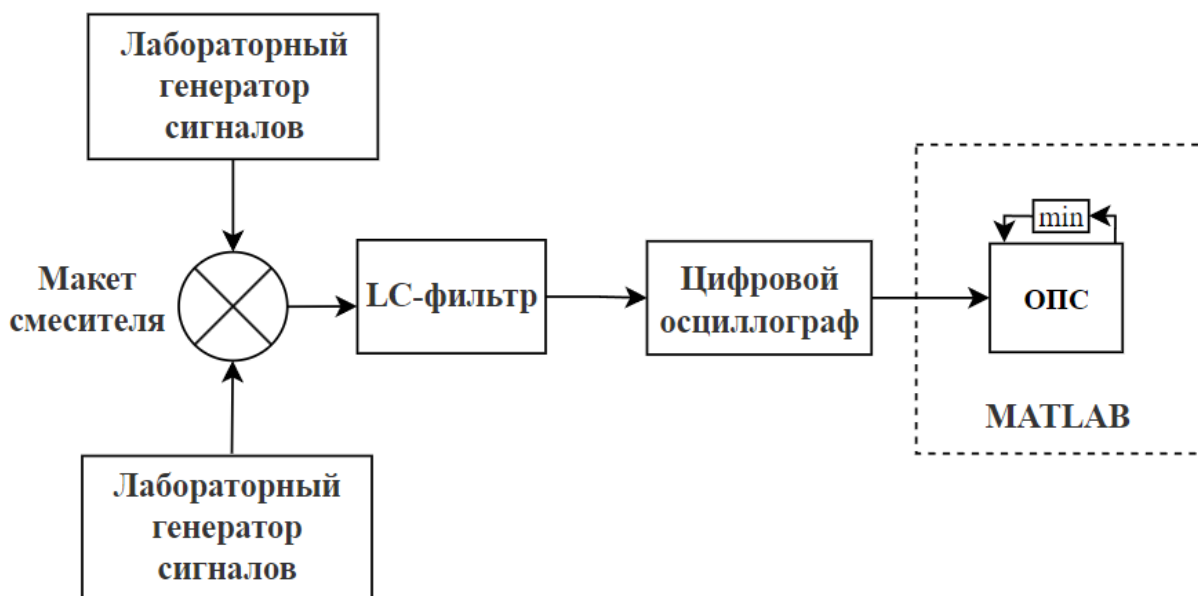


Рисунок 4.8 – Схема прототипа АИП

В качестве низкочастотного АЦП для удобства проведения эксперимента был использован цифровой осциллограф с выставленной частотой дискретизации 1 МГц, а в качестве интерфейса восстановления исходного сигнала был использован MATLAB. Данные для обработки были взяты с осциллографа посредством их записи на внешний электронный носитель.

Обоснование выбора элементной базы и структуры прототипа

Проектирование экспериментального прототипа требует не только воспроизвести функциональные узлы АИП, но и обосновать выбор конкретной элементной базы. Для решаемой задачи наиболее критичными являются линейность преобразования, воспроизводимость параметров и простота лабораторной реализации. Именно поэтому в качестве основного варианта был выбран пассивный двойной балансный смеситель. По сравнению с простейшими однодиодными схемами он обеспечивает более глубокое подавление паразитных составляющих и лучшую развязку между портами, что особенно важно при подмешивании широкополосной псевдослучайной последовательности. При этом схема остается достаточно простой для макетной реализации и не требует сложного согласования активных каскадов.

Выбор LC-фильтра нижних частот также определяется не только требуемой частотой среза, но и стремлением приблизить лабораторный макет к будущей аппаратной реализации. Активные фильтры удобны с точки зрения настройки,

однако вносят дополнительные шумы и ограничения по динамическому диапазону. Пассивный LC-фильтр в данном случае лучше соответствует поставленной задаче, поскольку он задает требуемую полосу перед АЦП, не добавляя собственного усиления и связанных с ним нелинейных эффектов. Более того, такая реализация наглядно демонстрирует, что разработанный способ может быть построен на достаточно простых и технологически доступных узлах.

Использование лабораторного генератора M-последовательности на этапе натурной проверки является обоснованным компромиссом между строгостью эксперимента и трудоемкостью изготовления специализированного цифрового узла. На стадии доказательства работоспособности метода принципиально важно подтвердить корректность самого аналого-информационного преобразования, а не решать полный комплекс задач реализации генератора ПСП. После подтверждения основных эффектов функция генерации последовательности может быть перенесена в специализированную цифровую часть без изменения логики способа. Тем самым лабораторный макет оказывается адекватным инструментом верификации, а не упрощением, искажающим физический смысл предложенного метода.

В совокупности выбранные схемотехнические решения демонстрируют, что разработанный АИП не требует специализированной элементной базы. Наоборот, его прототипирование возможно на основе стандартных смесительных, фильтрующих и измерительных узлов при условии корректного согласования их параметров. Это обстоятельство существенно повышает практическую значимость работы, поскольку показывает реальную возможность перехода от математической модели к аппаратной реализации без принципиального изменения структуры способа сжатия сигналов.

Выводы

В рамках данного раздела был реализован аппаратный прототип аналого-информационного преобразователя для экспериментальной апробации разработанного алгоритма. Был проведен сравнительный анализ архитектур смесителей, в результате которого для реализации был выбран пассивный двойной балансный смеситель, обеспечивающий высокую линейность, эффективное подавление паразитных составляющих и развязку между портами при минимальном усложнении системы. Его работоспособность с требуемыми параметрами была

подтверждена путем моделирования в среде Multisim и последующим измерением на изготовленной макетной плате. В качестве генератора М-последовательности решено было использовать лабораторный генератор сигналов, что признано оправданным для этапа первичной проверки, с перспективой замены на ПЛИС в конечном устройстве. Для ограничения спектра перед дискретизацией был рассчитан и применен LC-фильтр нижних частот 7-го порядка с полосой среза 500 кГц. Функции АЦП с частотой дискретизации 1 МГц и интерфейса восстановления выполняли цифровой осциллограф и программная среда MATLAB соответственно. Таким образом, был создан прототип АИП, параметры которого соответствуют ранее разработанной математической модели, что позволяет перейти к этапу его экспериментального исследования.

4.2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ АИП

Для подтверждения работоспособности АИП и верификации математического моделирования на реальном оборудовании был проведен натурный эксперимент, итоговая схема экспериментальной установки с конкретными приборами представлена на рисунке 4.9. Здесь в качестве лабораторных генераторов входного сигнала и М-последовательности были взяты Agilent E8257D и R&S SMW200A соответственно, а в качестве цифрового осциллографа R&S RTO2044. Исследовательский стенд для проведения натурального эксперимента представлен на рисунке 4.10.

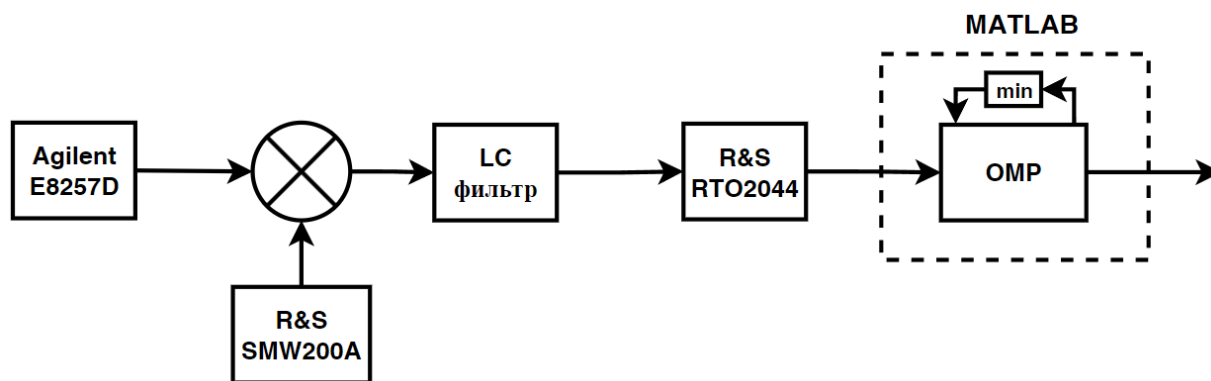


Рисунок 4.9 – Схема экспериментальной установки

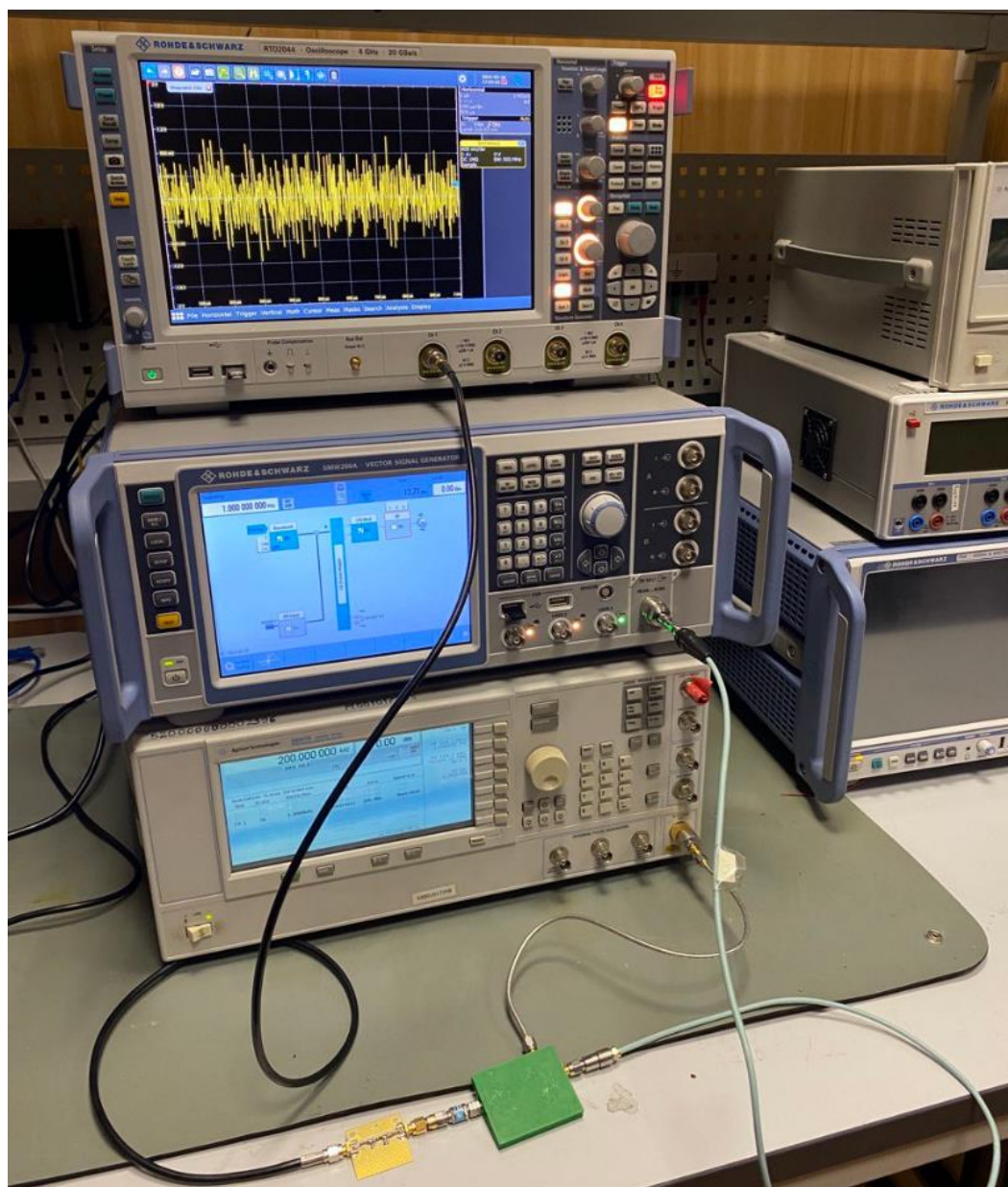


Рисунок 4.10 – Исследовательский стенд

Первым этапом проверки аналого-информационного преобразователя, было проведение эксперимента с входным сигналом, состоящим из двух частотных откликов на частотах $f_1=150$ кГц и $f_2=1$ МГц и M-последовательности длиной 1024, сформированная полиномом $[1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1]$, с символьной скоростью 4 отсчета в секунду на несущей частоте 1 МГц (несущая частота, равная частоте дискретизации осциллографа, после оцифровки эквивалентна нулевой несущей частоте). Полученный на осциллографе сигнал (Рисунок 4.11) был записан в файл для дальнейшей обработки в среде MATLAB.

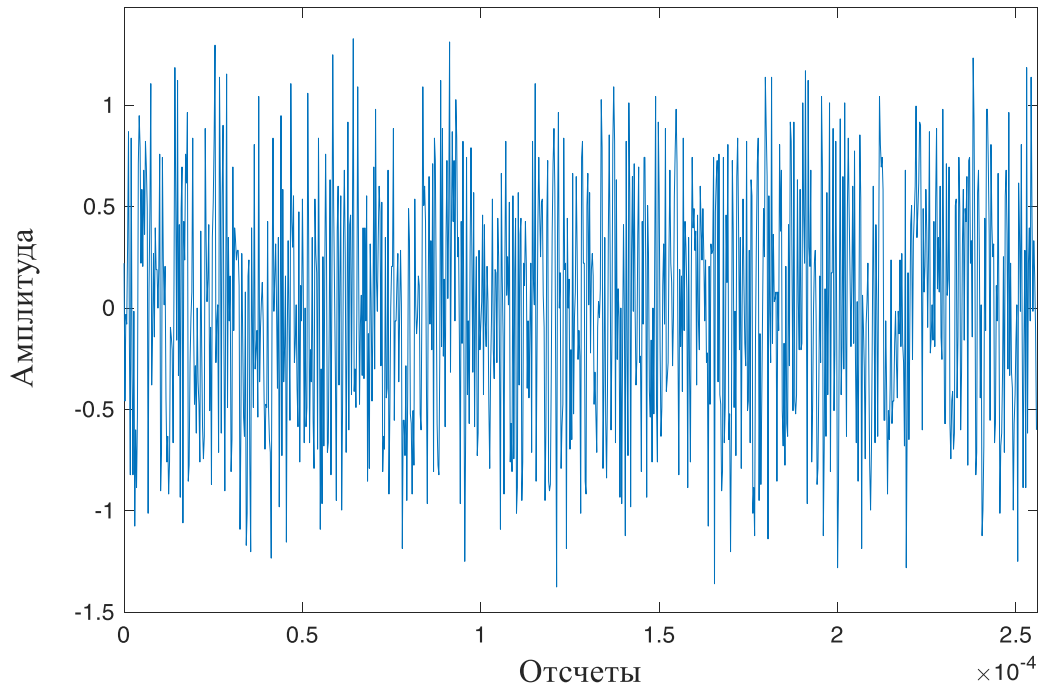


Рисунок 4.11 – Записанный сигнал с осциллографа

По спектру восстановленного сигнала (Рисунок 4.12) видно, что оба частотных отклика успешно восстановились, но возникли дополнительные частотные составляющие, уровень которых является не существенным.

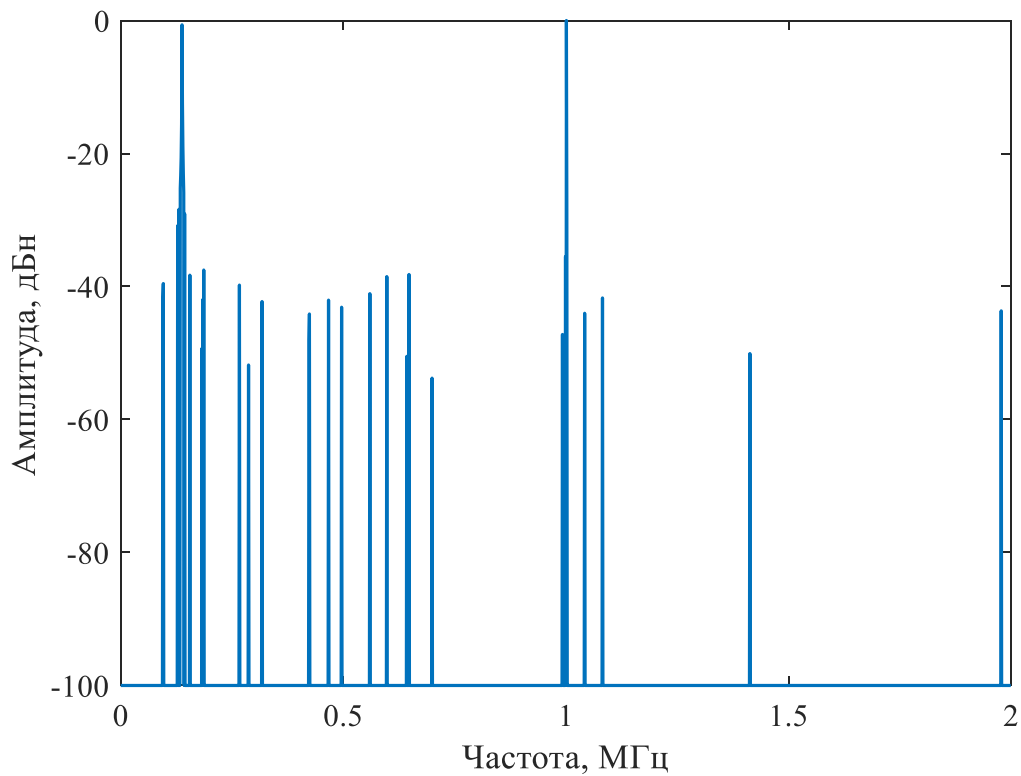


Рисунок 4.12 – Восстановленный сигнал с двумя частотными откликами

Сравнение спектров исходного и восстановленного сигналов с двумя частотными (Рисунок 4.13), полученные в результате проведения натурального эксперимента, сходятся с результатами, полученными ранее на модели, за исключением появившихся паразитных дискретных компонент.

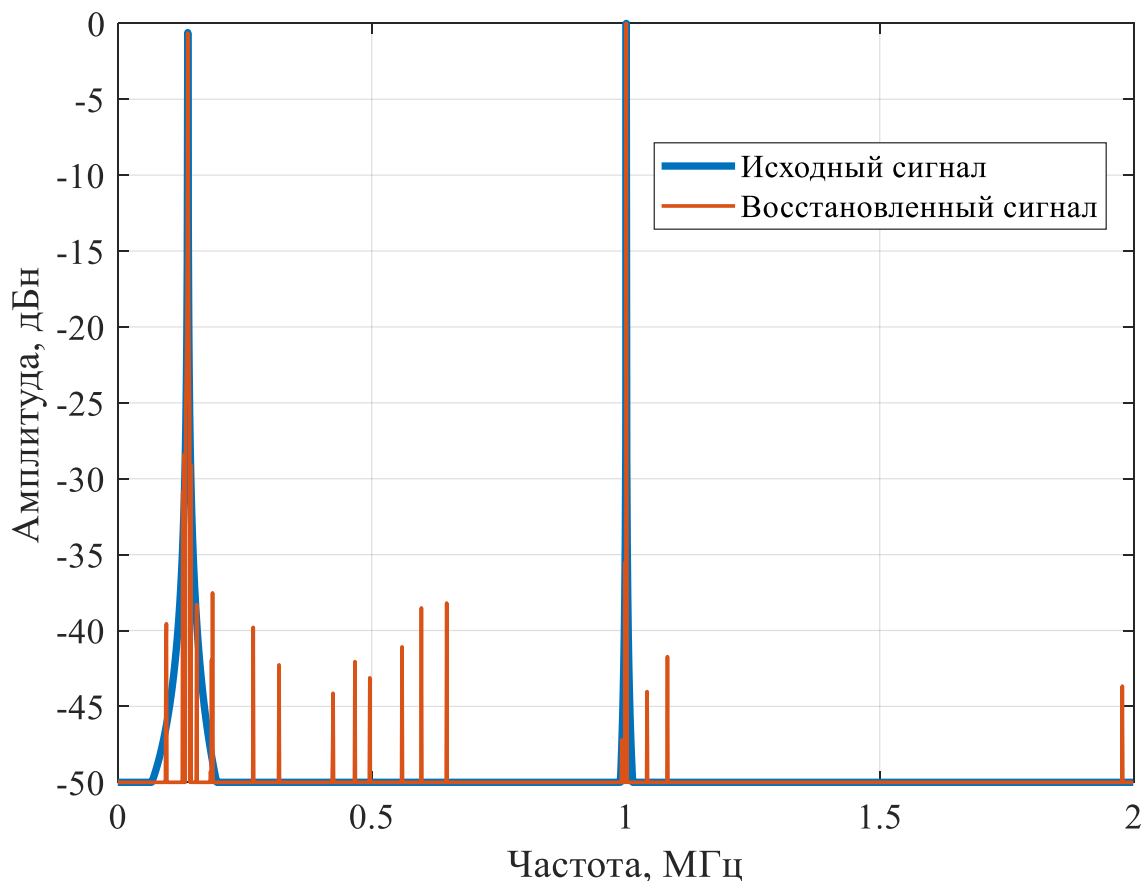


Рисунок 4.13 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с двумя частотными откликами

Эксперимент с сигналом, состоящим из двух частотных компонент можно считать успешным.

После этого эксперимент был проведен для сигнала с пятью частотными компонентами (Рисунок 4.14). Полученные экспериментальные результаты также сходятся с ранее проведенным моделированием и подтверждают работоспособность разработанного прототипа аналого-информационного преобразователя, за исключением появившихся также паразитных дискретных компонент, обусловленным не дельностью реальных компонентов.

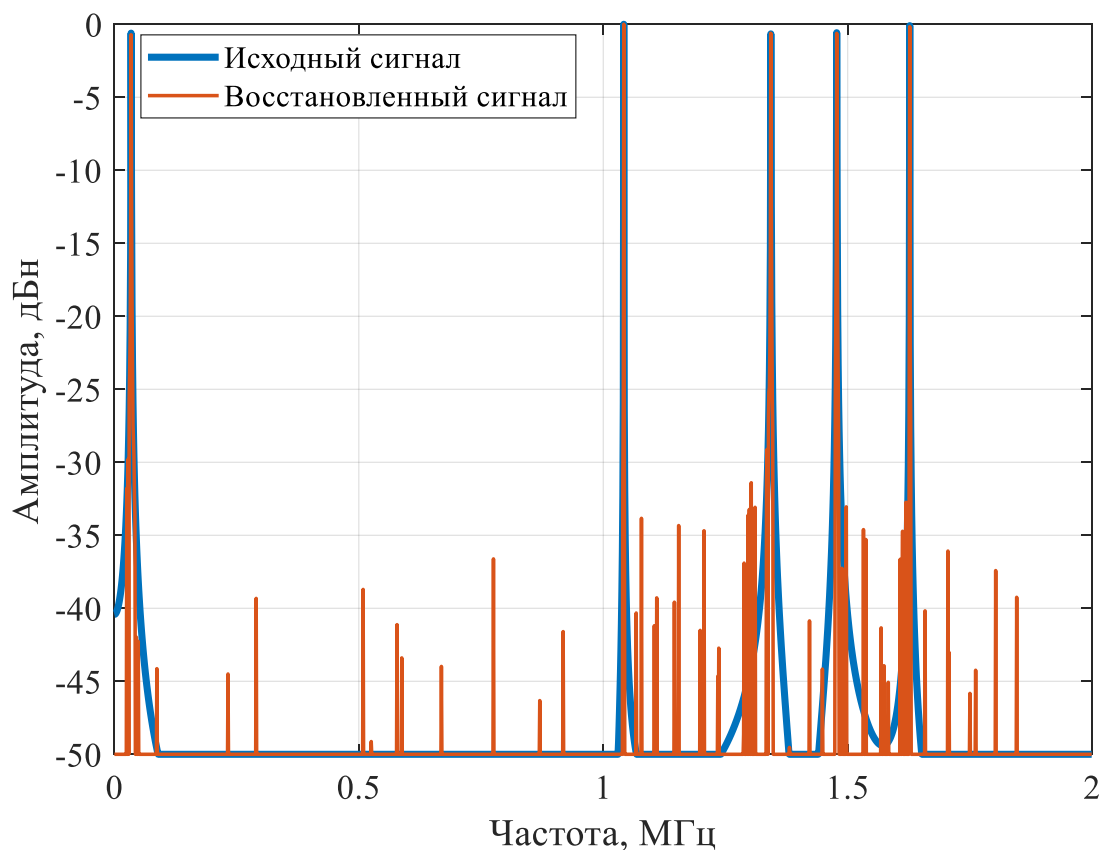


Рисунок 4.14 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с пятью частотными откликами

Далее был проведен эксперимент для максимального рассчитанного числа частотных компонентов, полученных ранее на модели. Входной сигнал также подавался с лабораторного генератора, и его сжатая версия оцифровывалась на цифровом осциллографе с последующим восстановлением в MATLAB. Результат эксперимента представлен на рисунке 4.15. Здесь видно, что все частотные компоненты в спектре успешно восстановлены, а уровень появившихся паразитных спектральных составляющих не является значительным.

После данного эксперимента к входному сигналу подмешивался аддитивный белый гауссовский шум с различным уровнем ОСШ. Результаты сравнения исходных и восстановленных с помощью АИП сигналов представлены на рисунках 4.16 - 4.20.

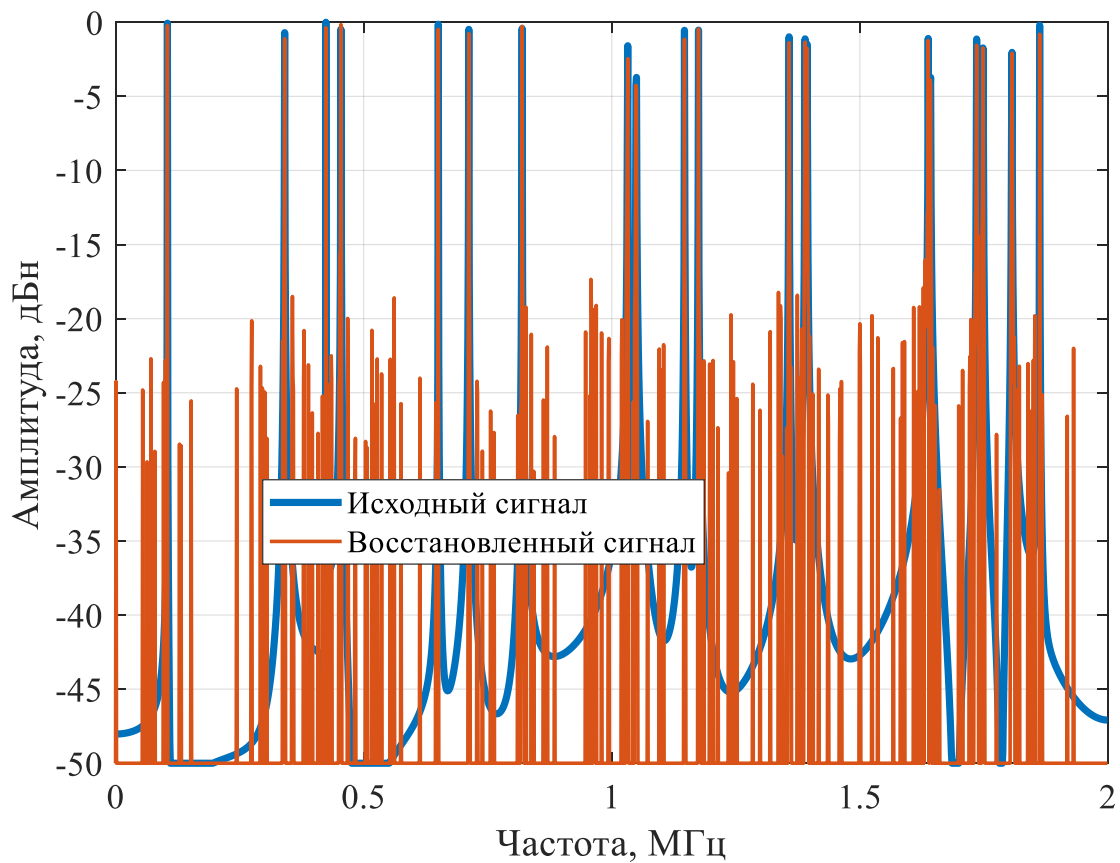


Рисунок 4.15 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами

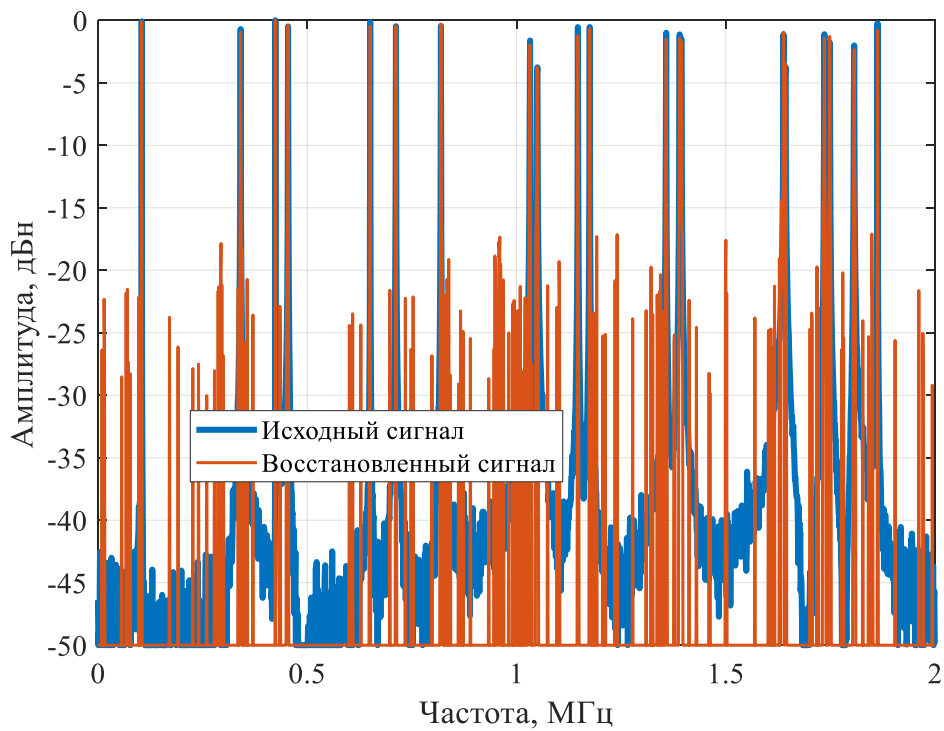


Рисунок 4.16 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами при ОСШ = 20 дБ

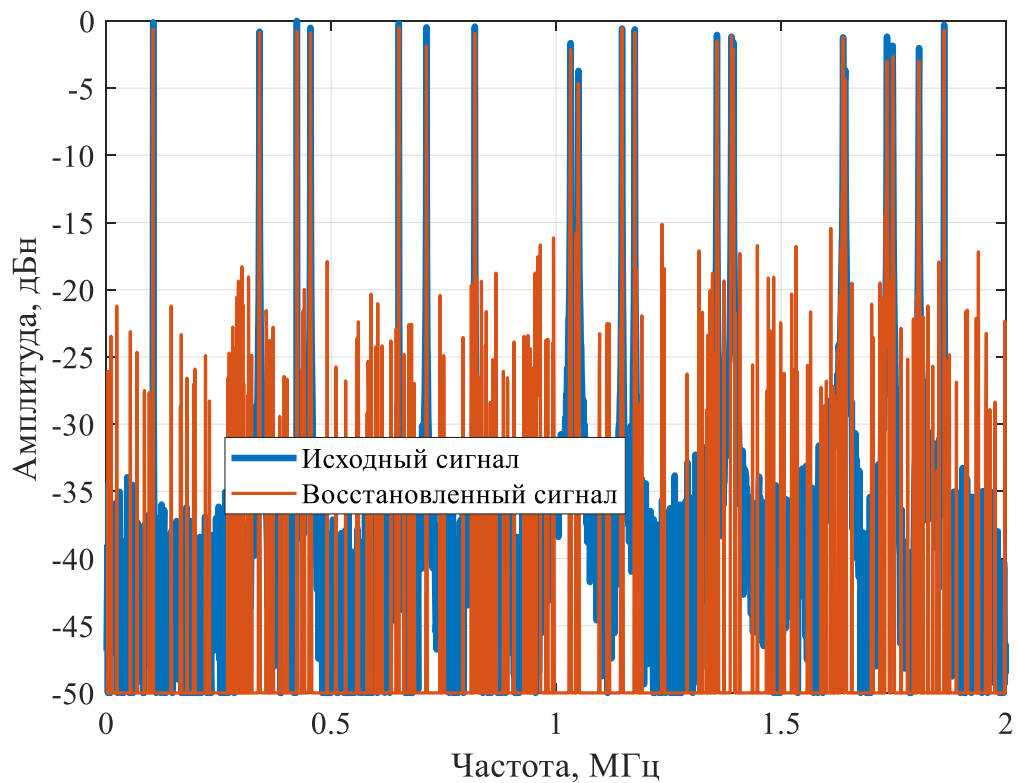


Рисунок 4.17 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами при ОСШ =15 дБ

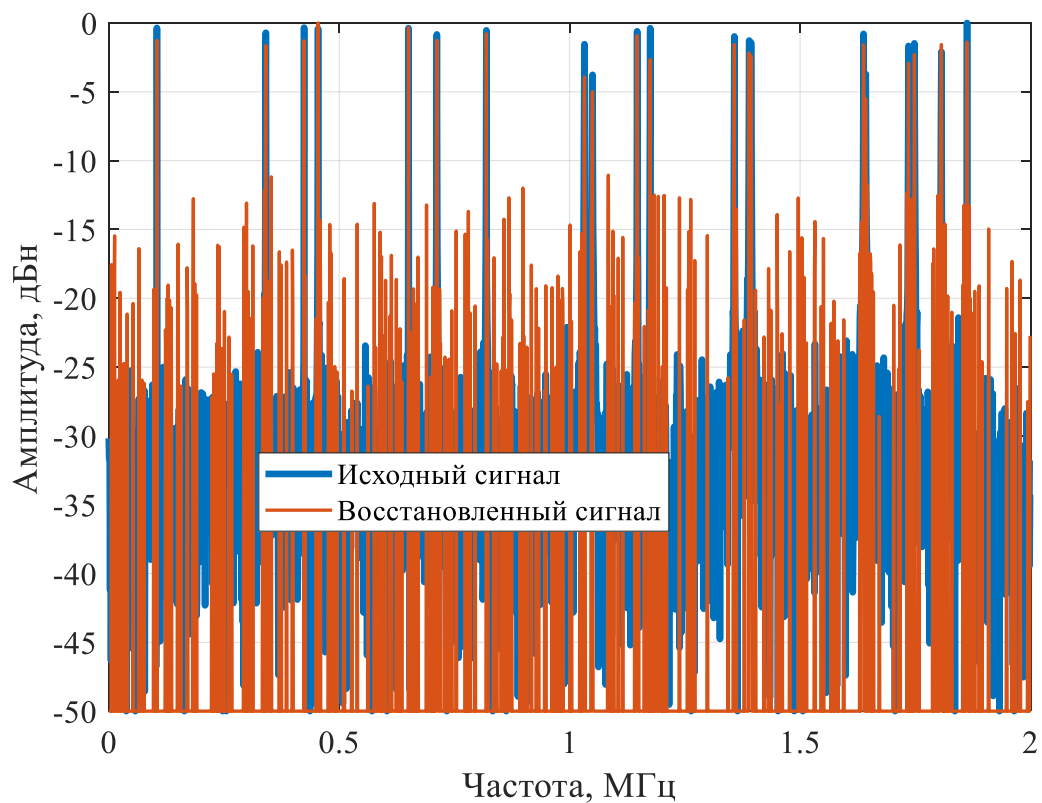


Рисунок 4.18 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами при ОСШ =12 дБ

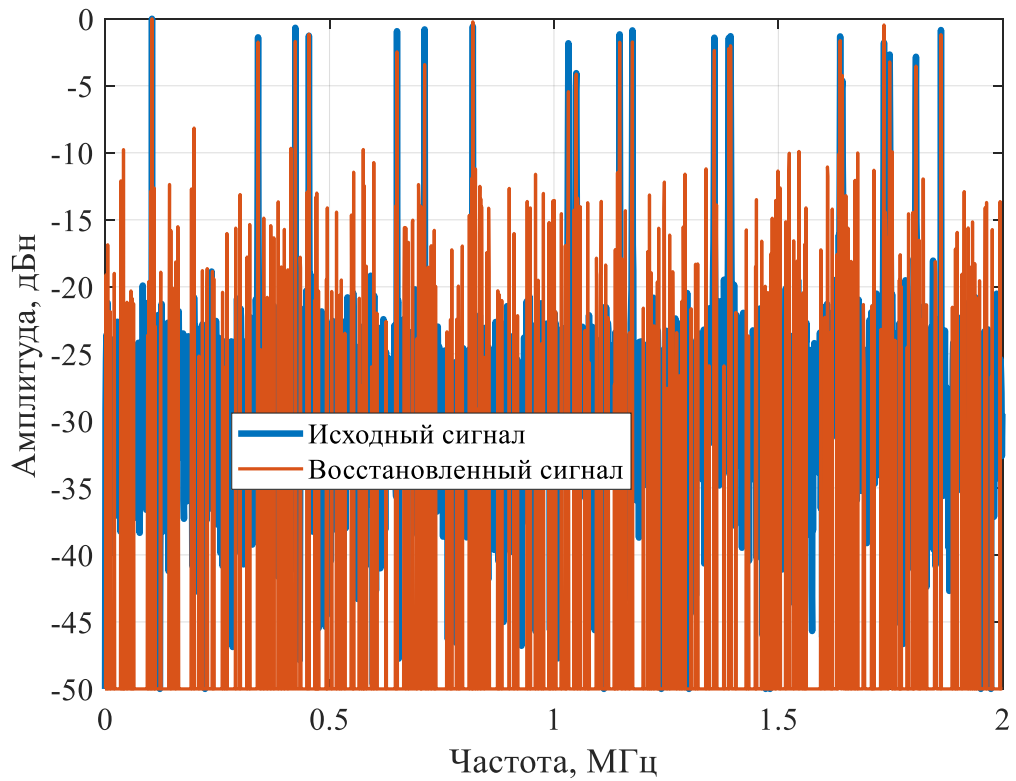


Рисунок 4.19 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами при ОСШ =10 дБ

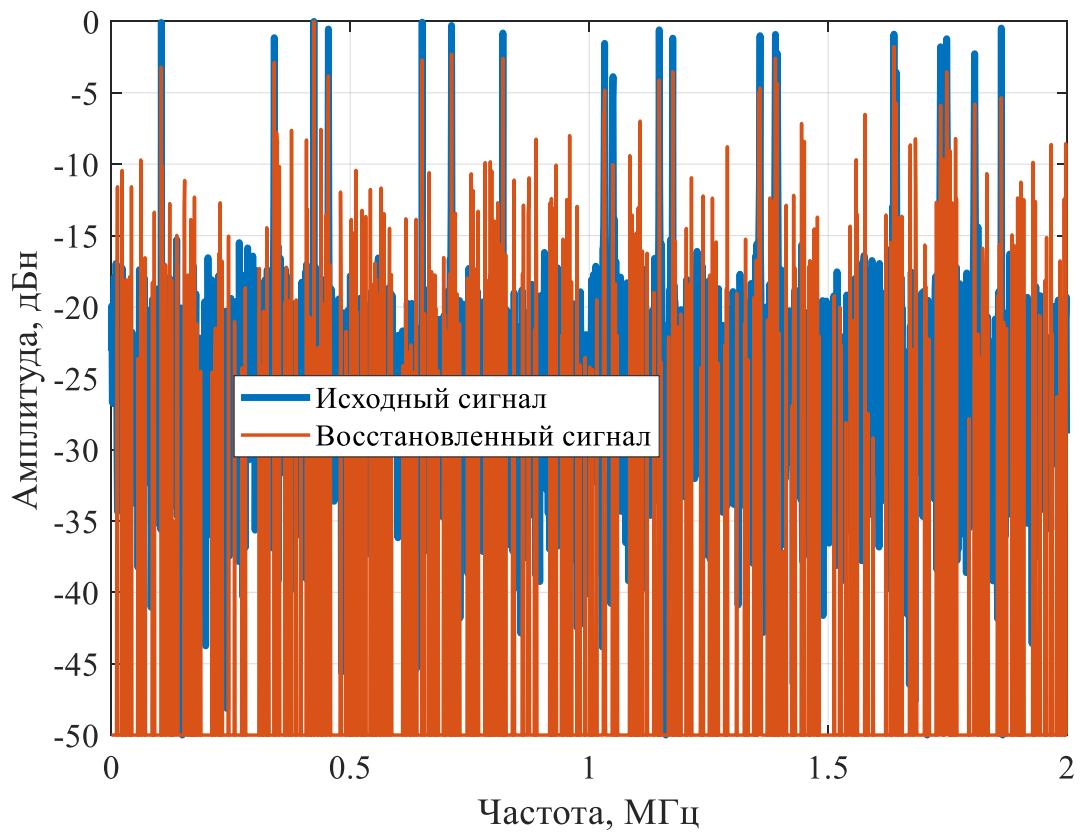


Рисунок 4.20 – Сравнение исходного и восстановленного сигнала с 19 частотными откликами при ОСШ =5 дБ

По представленным результатам видно, что при уменьшении ОСШ менее 12 дБ, не все частотные компоненты восстанавливаются корректно, поскольку их уровень становится более чем в два раза меньше, чем уровень исходного сигнала, а соответственно такой сигнал не удовлетворяет описным ранее критериям.

Для сравнения экспериментальных результатов с данными моделирования был построен график (Рисунок 4.21) зависимости восстанавливаемости тестового сигнала от количества частотных компонент при ОСШ =12 дБ, по тридцати независимым испытаниям для каждого значения частотных компонент от 15 до 23 с шагом 2.

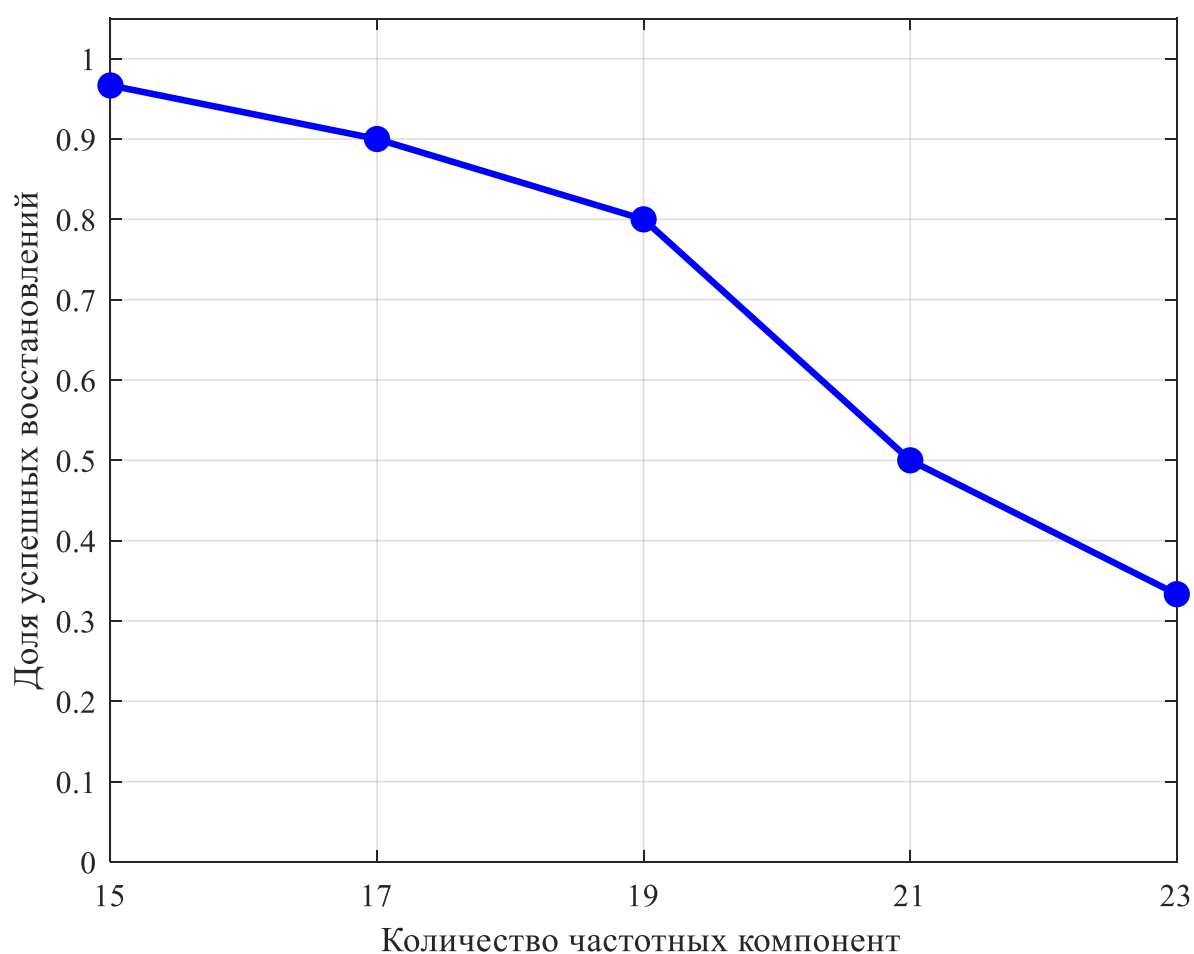


Рисунок 4.21 – Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для экспериментальных данных

По представленной зависимости можно сделать вывод, о соответствии экспериментальных результатов с рассмотренными ранее моделями.

Анализ экспериментальных результатов и сопоставление с моделью

Планирование натурального эксперимента должно опираться на те же критерии, которые использовались в математическом моделировании. По этой причине

проверка работоспособности АИП была организована не как единичная демонстрация восстановления сигнала, а как серия испытаний с различным числом спектральных компонент и различным уровнем шума. Такой подход позволяет оценить не только сам факт восстановления, но и устойчивость метода при переходе от заведомо простых сценариев к режимам, близким к предельной разреженности. В этом отношении натуральный эксперимент выполняет ту же функцию, что и моделирование, но уже с учетом всех неидеальностей реального оборудования.

Сопоставление модельных и экспериментальных результатов следует проводить прежде всего по совпадению основных критериев. Для практической радиотехнической системы не требуется, чтобы каждая восстановленная амплитуда в эксперименте в точности совпадала с модельным значением. Существенно другое, а именно, одинаково ли изменяется качество восстановления при росте числа компонент, совпадает ли порог по ОСШ, появляются ли паразитные составляющие того же порядка, который предсказывала модель. Если такие закономерности сохраняются, это означает, что математическая модель корректно отражает физическую структуру процесса, а оставшиеся расхождения объясняются ограничениями конкретного измерительного стенда.

К числу главных источников расхождений между моделью и экспериментом относятся собственные шумы приборов, разброс параметров аналоговых элементов, фазовые ошибки генераторов и паразитные каналы прохождения сигнала через макетную плату. В модели эти факторы обычно представляются в обобщенном виде, тогда как в реальном стенде они действуют одновременно и не всегда линейно суммируются. Именно поэтому в восстановленных спектрах могут возникать дополнительные слабые гармоники, отсутствующие в идеализированном расчете. Однако само их появление не опровергает работоспособность способа, если уровень указанных составляющих остается существенно ниже полезных спектральных линий и не приводит к ложной интерпретации сигнала.

Особенно показательным является совпадение предельного режима по ОСШ. Как модельные оценки, так и натурные испытания показывают, что при снижении ОСШ ниже приблизительно 12 дБ начинается деградация восстановления слабых компонент. Данный результат важен не только как подтверждение корректности модели, но и как практическое ограничение для проектирования будущих устройств.

Он означает, что требования к малошумящим каскадам и динамическому диапазону измерительной аппаратуры не являются второстепенными, а именно они определяют, сможет ли АИП сохранять четырехкратное снижение частоты дискретизации без потери информативности сигнала.

Таким образом, натуральный эксперимент подтверждает главные выводы предыдущих глав. Более того, предложенный способ действительно реализуем в аппаратуре, а его эффективность согласуется с ранее проведенным математическим моделированием. Также эксперимент позволяет уточнить роль неидеальностей тракта и перевести теоретические оценки в практические инженерные ограничения.

Выводы

Проведенный натуральный эксперимент подтвердил работоспособность аналого-информационного преобразователя и верифицировал ранее проведенное математическое моделирование. Результаты успешного восстановления сигналов с двумя, пятью и девятнадцатью частотными компонентами показали высокое соответствие с модельными данными. Экспериментально установлено, что порог корректного восстановления сложного сигнала на фоне шумов составляет 12 дБ, что согласуется с теоретическими расчетами. При этом наблюдаемые паразитные составляющие не оказывают существенного влияния на работу системы и обусловлены не идеальностью реального оборудования. Зависимость восстанавливаемости сигнала от количества спектральных составляющих для экспериментальных данных сходится с результатами, полученными в модели.

4.3. ВЫВОДЫ К ГЛАВЕ 4

По итогам четвертой главы работы можно сделать следующие выводы:

1. Успешно реализован аппаратный прототип аналого-информационного преобразователя на базе случайного демодулятора [110] [111]. Ключевым элементом архитектуры выбран пассивный двойной балансный смеситель, который, как подтвердили моделирование и натурные испытания, обеспечивает необходимое качество умножения сигнала на ПСП-последовательность при эффективном подавлении паразитных составляющих и высокой развязке портов.

2. Проведенная экспериментальная апробация прототипа АИП на реальных сигналах, содержащих от разное количество частотных компонент,

окончательно подтвердила его принципиальную работоспособность и соответствие результатам ранее проведенного математического моделирования. Алгоритм восстановления успешно функционирует при частоте дискретизации в 4 раза ниже частоты Найквиста.

3. Качественный анализ восстановленных сигналов выявил наличие паразитных дискретных компонент, несущественных для работоспособности, но обусловленных неидеальностью реальных элементов схемы. Данный факт не препятствует корректному восстановлению полезных спектральных составляющих, однако указывает на необходимость учета этих эффектов при проектировании конечного устройства.

4. Разработанная методика экспериментальной апробации и предложенные схемные решения формируют надежную основу для создания полнофункциональных устройств сжатой дискретизации, пригодных для интеграции в современные радиолокационные и телекоммуникационные системы с целью минимизации объемов данных и энергопотребления.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная работа была направлена на разработку и комплексное исследование способа сжатия сигналов с использованием аналого-информационного преобразователя на базе архитектуры случайного демодулятора применительно к задачам сжатой дискретизации частотно-разреженных сигналов.

В ходе выполнения работы получены следующие основные результаты, имеющие научную и практическую значимость.

1. Проведенный анализ современного состояния теории сжатой дискретизации показал, что ее применение позволяет снизить частоту дискретизации и уменьшить требования к аппаратным ресурсам и энергопотреблению в системах обработки сигналов. В качестве наиболее подходящей архитектуры для работы с частотно-разреженными сигналами обоснован выбор случайного демодулятора. Кроме того, разработана и прошла апробацию методика экспериментальной оценки степени разреженности сигналов, которая является важным инструментом при проектировании реальных устройств.

2. Предложен и детально проработан способ сжатия и последующего восстановления сигналов, основанный на применении АИП. Результаты математического моделирования в среде MATLAB подтвердили эффективность данного подхода: восстановление исходного сигнала возможно при частоте дискретизации, в четыре раза меньшей, чем требует классический критерий Котельникова–Найквиста. Показано, что предложенный алгоритм может быть полезен как для многоканальных ММО-радиосистем, так и для приложений интернета вещей, обеспечивая сокращение потока данных в четыре раза.

3. Исследовано влияние дестабилизирующих факторов, присущих реальной аппаратной реализации, на работу алгоритма. Установлены пороговые значения ключевых параметров: отношение сигнал/шум должно составлять не менее 12 дБ, выходная точка пересечения третьего порядка – не ниже 19 дБмВт, а разрядность АЦП – не менее 8 бит. По результатам комплексного моделирования уточнено ограничение на разреженность входного сигнала, которое составило 1,85%.

4. Разработан и испытан аппаратный прототип аналого-информационного преобразователя. В качестве ключевого элемента выбрана схема двойного балансного смесителя, обеспечивающая эффективное подавление паразитных

составляющих. Натурные эксперименты с сигналами, содержащими различное число частотных компонент, подтвердили работоспособность разработанного подхода. Полученные экспериментальные данные хорошо согласуются с результатами математического моделирования, что свидетельствует о корректности выполненных теоретических исследований.

Таким образом, цель работы достигнута: экспериментально подтверждена возможность обработки частотно-разреженных сигналов с помощью АИП, обеспечивающего снижение частоты дискретизации в 4 раза по сравнению с классическим критерием Котельникова/Найквиста. В ходе диссертационного исследования решена научная задача, заключающаяся в разработке и исследовании способа сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах на основе аналого-информационного преобразователя, позволяющего снизить частоту дискретизации и информационный поток при сохранении возможности точного восстановления исходных сигналов.

Предложенные технические решения, а также методики моделирования и экспериментальной оценки могут быть использованы при создании энергоэффективных устройств сжатой дискретизации, ориентированных на применение в современных радиолокационных и измерительных системах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Candes E. J., Romberg J., Tao T. Robust uncertainty principles: Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2006. – Vol. 52, no. 2. – P. 489–509.
2. Donoho D. L. Compressed sensing // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2006. – Vol. 52, no. 4. – P. 1289–1306.
3. Candes E., Romberg J. Sparsity and incoherence in compressive sampling // *Inverse Problems*. – 2007. – Vol. 23, no. 3. – P. 969–986.
4. Candes E. J., Tao T. Near-optimal signal recovery from random projections: Universal encoding strategies? // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2006. – Vol. 52, no. 12. – P. 5406–5425.
5. Baraniuk R. G. Compressive sensing // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 2007. – Vol. 24, no. 4. – P. 118–121.
6. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory // *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*. – 1928. – Vol. 47, no. 2. – P. 617–644.
7. Kotelnikov V. On the transmission capacity of the ‘ether’ and of cables in electrical communications // *Proceedings of the first All-Union Conference on the technological reconstruction of the communications sector and the development of low-current engineering, Moscow, 1933*.
8. Vaughan R. G., Scott N. L., White D. R. The theory of bandpass sampling // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 1991. – Vol. 39, no. 9. – P. 1973–1984.
9. Cover T. M., Thomas J. A. *Elements of information theory*. – New York: Wiley-Interscience, 1991. – 542 p.
10. Candès E. J., Wakin M. B. An introduction to compressive sampling // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 2008. – Vol. 25, no. 2. – P. 21–30.
11. Rani M., Dhok S. B., Deshmukh R. B. A systematic review of compressive sensing: Concepts, implementations and applications // *IEEE Access*. – 2018. – Vol. 6. – P. 4875–4894.

12. Rapuano S. Analog-to-information converters: research trends and open problems // 2016 26th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA). – Kosice, Slovakia, 2016, – P. 10-17
13. Candes E. J., Wakin M. B. “People hearing without listening”: An introduction to compressive sampling // Applied and Computational Mathematics, California Institute of Technology. – Pasadena, 2006. – [Preprint].
14. Коберниченко В. Г. Основы цифровой обработки сигналов: учебное пособие. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2018. – 156 с.
15. Candes E., Tao T. Decoding by linear programming // IEEE Transactions on Information Theory. – 2005. – Vol. 51, no. 12. – P. 4203–4215.
16. Chartrand R., Staneva V. Restricted isometry properties and nonconvex compressed sensing // Inverse Problems. – 2008. – Vol. 24, no. 3. – Art. no. 035020.
17. Donoho D. L., Elad M. Optimally sparse representation in general (nonorthogonal) dictionaries via ℓ_1 minimization // Proceedings of the National Academy of Sciences. – 2003. – Vol. 100, no. 5. – P. 2197–2202.
18. Rudelson M., Vershynin R. On sparse reconstruction from Fourier and Gaussian measurements // Communications on Pure and Applied Mathematics. – 2008. – Vol. 61, no. 8. – P. 1025–1045.
19. Clazzer F., Munari A., Liva G., et al. From 5G to 6G: Has the time for modern random access come? // Proceedings of the 6th International Conference on Event-Based Control, Communication, and Signal Processing, 2020. – P. 1–8.
20. Quer G., Masiero R., Pillonetto G., Rossi M., Zorzi M. Sensing, compression, and recovery for wireless sensor networks: Sparse signal modeling and monitoring framework // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2012. – Vol. 11, no. 10. – P. 3447–3461.
21. Yuan M., Lin Y. Model selection and estimation in regression with grouped variables // Journal of the Royal Statistical Society: Series B. – 2006. – Vol. 68, no. 1. – P. 49–67.
22. Rauhut H. Compressive sensing and structured random matrices // Theoretical Foundations and Numerical Methods for Sparse Recovery. – Berlin: De Gruyter, 2010. – P. 1–92.

23. Boyd S., Vandenberghe L. Convex optimization. – Cambridge: Cambridge University Press, 2004. – 716 p.
24. Tropp J. A., Gilbert A. C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit // IEEE Transactions on Information Theory. – 2007. – Vol. 53, no. 12. – P. 4655–4666.
25. Donoho D. L., Tsaig Y., Drori I., Starck J.-L. Sparse solution of underdetermined systems of linear equations by stagewise orthogonal matching pursuit // IEEE Transactions on Information Theory. – 2012. – Vol. 58, no. 2. – P. 1094–1121.
26. Chartrand R., Yin W. Iteratively reweighted algorithms for compressive sensing // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – 2008. – P. 3869–3872.
27. Needell D., Vershynin R. Signal recovery from incomplete and inaccurate measurements via regularized orthogonal matching pursuit // Journal of Machine Learning Research. – 2010. – Vol. 11. – P. 1217–1238.
28. Pati Y. C., Rezaifar R., Krishnaprasad P. S. Orthogonal matching pursuit: Recursive function approximation with applications to wavelet decomposition // Proceedings of 27th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. – 1993. – P. 40–44.
29. Wang J., Kwon S., Shim B. Generalized orthogonal matching pursuit // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2012. – Vol. 60, no. 12. – P. 6202–6216.
30. Needell D., Vershynin R. Uniform uncertainty principle and signal recovery via regularized orthogonal matching pursuit // Foundations of Computational Mathematics. – 2009. – Vol. 9, no. 3. – P. 317–334.
31. Dai W., Milenkovic O. Subspace pursuit for compressive sensing signal reconstruction // IEEE Transactions on Information Theory. – 2009. – Vol. 55, no. 5. – P. 2230–2249.
32. Kirolos S., Laska J., Wakin M., et al. Analog-to-information conversion via random demodulation // 2006 IEEE Dallas/CAS Workshop on Design, Applications, Integration and Software. – Richardson, 2006. – P. 71–74.
33. Tropp J., Laska J., Duarte M., Romberg J., Baraniuk R. Beyond Nyquist: Efficient sampling of sparse bandlimited signals // IEEE Transactions on Information Theory. – 2010. – Vol. 56, no. 1. – P. 520–544.

34. Laska J. N., Kirolos S., Duarte M. F., Ragheb T. S., Baraniuk R. G., Massoud Y. Theory and implementation of an analog-to-information converter using random demodulation // IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). – New Orleans, 2007. – P. 1959–1962.
35. Mishali M., Eldar Y. C. From theory to practice: Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2010. – Vol. 4, no. 2. – P. 375–391.
36. Mishali M., Eldar Y., Dounaevsky O., Shoshan E. Xampling: Analog to digital at sub-Nyquist rates // IET Circuits, Devices & Systems. – 2013. – Vol. 5, no. 1. – P. 8–20.
37. Viterbi A. J. CDMA principles of spread spectrum communication. – Reading: Addison-Wesley, 1995. – 272 p.
38. Pickholtz R., Schilling D., Milstein L. Theory of spread-spectrum communications – A tutorial // IEEE Transactions on Communications. – 1982. – Vol. COM-30, no. 5. – P. 855–884.
39. Venkataramani R., Bresler Y. Perfect reconstruction formulas and bounds on aliasing error in sub-Nyquist nonuniform sampling of multiband signals // IEEE Transactions on Information Theory. – 2000. – Vol. 46, no. 6. – P. 2173–2183.
40. Yoo J., Becker S., Loh M., Monge M., Candès E., Emami-Neyestanak A. A 100MHz–2GHz 12.5x sub-Nyquist rate receiver in 90nm CMOS // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC). – Montreal, 2012. – P. 31–34.
41. Будунова К. А., Кравченко В. Ф. Математические методы синтеза частотно-избирательных фильтров // Физические основы приборостроения. – 2022. – Т. 11, № 1(43). – С. 2–21.
42. Tropp J. A., Wakin M. B., Duarte M. F., Baron D., Baraniuk R. G. Random filters for compressive sampling and reconstruction // 2006 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Toulouse, 2006. – Vol. 3. – P. III-872–III-875.
43. Romberg J. K. Compressive sensing by random convolution // SIAM Journal on Imaging Sciences. – 2009. – Vol. 2, no. 4. – P. 1098–1128.
44. Slavinsky J. P., Laska J. N., Davenport M. A., Baraniuk R. G. The compressive multiplexer for multi-channel compressive sensing // IEEE International

Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Prague, 2011. – P. 3980–3983.

45. Chengtao D., Chengling L., Gang Z., Jie F., An-min W. Design of compressive sampling system based on digital pseudo random filter // 2017 Chinese Automation Congress (CAC). – Jinan, 2017. – P. 7597–7600.

46. Massoud Y., Smaili S., Singal V. Efficient realization of random demodulator-based analog to information converters // IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS). – 2011. – P. 133–136.

47. Ragheb T., Laska J. N., Nejati H., Kirolos S., Baraniuk R. G., Massoud Y. A prototype hardware for random demodulation based compressive analog-to-digital conversion // Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – TN, USA, 2008, – P. 37-40

48. Guo W., Kim Y., Tewfik A. H., Sun N. A fully passive compressive sensing SAR ADC for low-power wireless sensors // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 2017. – Vol. 52, no. 8. – P. 2154–2167.

49. Tropp J. A. Random filters for compressive sampling // 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems. – Princeton, 2006. – P. 216–217.

50. Donoho D. L. High-dimensional centrally-symmetric polytopes with neighborliness proportional to dimension // Discrete & Computational Geometry. – 2006. – Vol. 35, no. 4. – P. 617–652.

51. Papoulis A., Pillai S. U. Probability, random variables and stochastic processes. – 4th ed. – New York: McGraw-Hill, 2002. – Ch. 4. – P. 86–88.

52. Карпов В. Н. Методика оценки степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно разреженных сигналов // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции, 2025. – С. 191-195.

53. Mishali M., Eldar Y. C. Expected RIP: Conditioning of the modulated wideband converter // IEEE Transactions on Information Theory. – 2011. – Vol. 57, no. 11. – P. 8030–8043.

54. Bourrier A., Davies M. E., Peleg T., Pérez P., Gribonval R. Fundamental performance limits for ideal decoders in high-dimensional linear inverse problems // IEEE Transactions on Information Theory. – 2014. – Vol. 60, no. 12. – P. 7928–7946.

55. Chen X., Yu Z., Hoyos S., Sadler B. M., Silva-Martinez J. Sub-Nyquist sampling: Bridging theory and practice // *IEEE Signal Processing Magazine*. – 2011. – Vol. 28, no. 6. – P. 98–124.
56. Candy J. C., Temes G. C. Anti-aliasing filters for data acquisition systems // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. – 1991. – Vol. 38, no. 8. – P. 882–889.
57. Shannon C. E. Communication in the presence of noise // *Proceedings of the IRE*. – 1949. – Vol. 37, no. 1. – P. 10–21.
58. Mishali M., Eldar Y. C. Blind multiband signal reconstruction: Compressed sensing for analog signals // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2009. – Vol. 57, no. 3. – P. 993–1009.
59. Davis G., Mallat S., Avellaneda M. Adaptive greedy approximations // *Constructive Approximation*. – 1997. – Vol. 13, no. 1. – P. 57–98.
60. Cai T. T., Wang L. Orthogonal matching pursuit for sparse signal recovery with noise // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2011. – Vol. 57, no. 7. – P. 4680–4688.
61. Davenport M. A., Wakin M. B. Analysis of orthogonal matching pursuit using the restricted isometry property // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2010. – Vol. 56, no. 9. – P. 4395–4401.
62. Fletcher A. K., Rangan S. Orthogonal matching pursuit from noisy measurements: A new analysis // *Advances in Neural Information Processing Systems*. – 2009. – Vol. 22. – P. 540–548.
63. Лялин К. С., Мелешин Ю. М., Карпов В. Н., Кузьмин И. А. Способ обработки сигналов в радиолокационных системах с линейной частотной модуляцией: пат. 2831607 С1 РФ – № 2024117369; заявл. 24.06.2024 опубл. 11.12.2024, Бюл. № 35.
64. Golomb S. W. Shift register sequences. – Laguna Hills: Aegean Park Press, 1967. – 224 p.
65. Rauhut H. Compressive sensing and structured random matrices // *Theoretical Foundations and Numerical Methods for Sparse Recovery*. – Berlin: De Gruyter, 2010. – P. 1–92.
66. Xilinx Inc. Linear feedback shift registers in Virtex devices. – San Jose: Xilinx, 2001. – 10 p. – (Xilinx Application Note).

67. Golomb S. W., Gong G. Signal design for good correlation. – Cambridge: Cambridge University Press, 2005. – 462 p.
68. Knuth D. E. The art of computer programming. Vol. 2: Seminumerical algorithms. – 3rd ed. – Reading: Addison-Wesley, 1997. – 784 p.
69. Cohen D., Eldar Y. C., et al. Noise analysis in compressed sensing with M-sequences // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2017. – Vol. 65, no. 5. – P. 1267–1280.
70. Gold R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing // IEEE Transactions on Information Theory. – 1967. – Vol. 13, no. 4. – P. 619–621.
71. Bajwa W. U., Calderbank A. R., Davenport M. A., et al. A restricted isometry property for structurally-subsampled unitary matrices // IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP). – 2009. – P. 485–488.
72. Daponte P., De Vito L., Iadarola G., Spinsante S. PRBS selection for velocity measurements with compressive sampling-based DS-CDMA radio navigation receivers // 5th IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace). – Rome, 2018. – P. 155–160.
73. Golomb S. W., Gong G. Signal design for good correlation: For wireless communication, cryptography, and radar. – Cambridge: Cambridge University Press, 2005. – 462 p.
74. Карпов В. Н. Применение аналого-информационного конвертера в FMCW MIMO радаре // Микроэлектроника и информатика – 2024: сборник статей научно-технической конференции, Москва – Зеленоград, 25–26 апреля 2024 г. – Москва: Национальный исследовательский университет «МИЭТ», 2024. – С. 80-84.
75. Карпов В. Н., Мелешин Ю. М., Цветков В. К., Кузьмин И. А. Применение аналого-информационного преобразователя в FMCW MIMO радиолокаторе // Проектирование и технология электронных средств. – 2024. – № 3. – С. 8–14.
76. Карпов В. Н. Применение аналого-информационного преобразователя в FMCW MIMO радаре // VII научный форум телекоммуникации: Теория и технологии ТТТ-2024: материалы XXVI Международной научно-технической конференции, Самара, 06–08 ноября 2024 г. – Самара, 2024. – С. 56-57.

77. Переверзев А. Л., Лялин К. С., Мелешин Ю. М., и др. Разработка ММО-радаров на базе ФКМ-сигналов // *Наноиндустрия*. – 2022. – Т. 15, № S8-1(113). – С. 54–58.
78. Bao Y., Beck J. L., Li H. Compressive sampling for accelerometer signals in structural health monitoring // *Structural Health Monitoring*. – 2011. – Vol. 10, no. 3. – P. 235–246.
79. Lynch J. P., Loh K. J. A summary review of wireless sensors and sensor networks for structural health monitoring // *Shock and Vibration Digest*. – 2006. – Vol. 38, no. 2. – P. 91–130.
80. O'Connor S. M., Lynch J. P., Gilbert A. C. Compressed sensing embedded in an operational wireless sensor network to achieve energy efficiency in long-term monitoring applications // *Smart Materials and Structures*. – 2014. – Vol. 23, no. 8. – Art. no. 085014.
81. Wang Y., Lynch J. P., Law K. H. A wireless structural health monitoring system with multithreaded sensing devices: Design and validation // *Structure and Infrastructure Engineering*. – 2017. – Vol. 13, no. 8. – P. 1034–1052.
82. Zhang X., Ma Y., Gao Y. Blind compressive spectrum sensing in cognitive Internet of Things // *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. – Singapore, 2017. – P. 1–6.
83. Карпов В. Н. Оценка степени разреженности сигналов для применения теории сжатой дискретизации в отношении частотно-разреженных сигналов // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2026. Т. 9, № 2. С. 273—286.
84. Fischer H. A history of the central limit theorem: From classical to modern probability theory. – New York: Springer, 2011. – 402 p.
85. Robert C. P., Casella G. Monte Carlo statistical methods. – 2nd ed. – New York: Springer-Verlag, 2004. – 645 p.
86. Cohen J. Statistical power analysis for the behavioral sciences. – 2nd ed. – Hillsdale: Lawrence Erlbaum Associates, 1988. – 567 p.
87. Duarte M. F., Eldar Y. C. Structured compressed sensing: From theory to applications // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2011. – Vol. 59, no. 9. – P. 4053–4085.

88. Davenport M. A., Boufounos P. T., Wakin M. B., Baraniuk R. G. Signal processing with compressive measurements // *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. – 2010. – Vol. 4, no. 2. – P. 445–460.
89. Meleshin Y. M., Karpov V. N., Lyalin K. S., Kuzmin I. A. Application of an analog-to-information converter in multichannel radio systems // *2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*, Yekaterinburg, Russian Federation. – 2023, – P. 143-146.
90. Candes E. J., Tao T. The Dantzig selector: Statistical estimation when p is much larger than n // *The Annals of Statistics*. – 2007. – Vol. 35, no. 6. – P. 2313–2351.
91. Chi Y., Scharf L. L., Pezeshki A., Calderbank A. R. Sensitivity to basis mismatch in compressed sensing // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 2011. – Vol. 59, no. 5. – P. 2182–2195.
92. Davenport M. A., et al. The compressed sensing random demodulator // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2011. – Vol. 57, no. 6. – P. 3989–4007.
93. Baraniuk R. G., Cevher V., Duarte M. F., Hegde C. Model-based compressive sensing // *IEEE Transactions on Information Theory*. – 2010. – Vol. 56, no. 4. – P. 1982–2001.
94. Maas S. A. *Nonlinear microwave and RF circuits*. – 2nd ed. – Norwood: Artech House, 2003. – 588 p.
95. Wambacq P., Sansen W. *Distortion analysis of analog integrated circuits*. – Boston: Springer, 1998. – 510 p.
96. Roh Y., Lee G., Im D. A sub-GHz wideband CMOS receiver front-end with 49 dB gain range and constant OIP3 across gain reduction // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. – 2026. – Vol. 73, no. 1. – P. 53–57.
97. Devlin L. Design of a single chip front-end module for 28 GHz 5G // *Microwave Journal*. – 2018. – Sep. 13. – [Online].
98. Widrow B., Kollár I. *Quantization noise: Roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications*. – Cambridge: Cambridge University Press, 2008. – 778 p.
99. Bennett W. R. Spectra of quantized signals // *The Bell System Technical Journal*. – 1948. – Vol. 27, no. 3. – P. 446–472.

100. Карпов В. Н. Исследования влияния параметров реальных радиосистем на работу аналого-информационного преобразователя // Проблемы техники и технологии телекоммуникаций. Оптические технологии в телекоммуникациях: материалы XXVII и XXIII Международных научно-технических конференций, 2025. – С. 117-11
101. Qaisar S., Bilal R. M., Iqbal W., Naureen M., Lee S. Compressive sensing: From theory to applications, a survey // Journal of Communications and Networks. – 2013. – Vol. 15, no. 5. – P. 443–456.
102. Laska J. N., Boufounos P. T., Davenport M. A., Baraniuk R. G. Democracy in action: Quantization, saturation, and compressive sensing // Applied and Computational Harmonic Analysis. – 2011. – Vol. 31, no. 3. – P. 429–443.
103. Zymnis A., Boyd S., Candès E. Compressed sensing with quantized measurements // IEEE Signal Processing Letters. – 2010. – Vol. 17, no. 2. – P. 149–152.
104. Determe J.-F., Louveaux J., Jacques L., Horlin F. Simultaneous orthogonal matching pursuit with noise stabilization: Theoretical analysis // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2015. – Vol. 63, no. 14. – P. 3712–3726.
105. Gao Z., Mei Y., Qiao L. Sparse signal processing for massive MIMO communications. – Singapore: Springer Nature, 2024. – Ch. 4. – P. 89–124.
106. Saleh A. A. M. Theory of resistive mixers. – Cambridge: MIT Press, 1971. – 215 p.
107. Pavio A. M., Halladay R. H., Bingham S. D., Sapshe C. A. Double balanced mixers using active and passive techniques // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36, no. 12. – P. 1948–1957.
108. Razavi B. RF microelectronics. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 1998. – 335 p.
109. Gilbert B. A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1968. – Vol. SC-3, no. 4. – P. 365–373.
110. Карпов В. Н. Разработка прототипа аналого-информационного конвертера // Телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2023: материалы XXV Международной научно-технической конференции, Казань, 22–24 ноября 2023 г. – Казань, 2023. – С. 101-102.

111. Meleshin Y. M., Karpov V. N., Khasanov M. S., Ushakova E. V., Kuzmin I. A. Application of an analog-to-information converter algorithm in FMCW MIMO radar // 2024 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2024, – P. 163-165.

112. Sundman D., Chatterjee S., Skoglund M. A greedy pursuit algorithm for distributed compressed sensing // 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Kyoto, 2012. – P. 2729–2732.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ООО «Квантум-ЦТ»

Е.А. Дементьева



«13 февраля» 2026 г.

АКТ

об использовании результатов диссертации на соискание
ученой степени кандидата технических наук
«Способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-
информационным преобразователем»
автора Карпова Вадима Николаевича

Данный Акт составлен о том, что результаты диссертационной работы, полученные Карповым В.Н., были использованы в интересах ООО «Квантум-ЦТ», при проведении НИОКР по теме «Исследование и разработка компактного охранного радара на базе технологии ММО», реализованной в рамках конкурса ТехноСтарт-2 (Договор 43ГТС2Э-С18/72123 от 22.12.2023).

Представленный в диссертации Карпова В.Н., способ сжатия сигналов с аналого-информационным преобразователем, внедрен и будет использоваться при модернизации радиосистемы ВФПР.464422.001.

Старший научный сотрудник

Мелёшин Ю.М.



УТВЕРЖДАЮ:
проректор по учебной работе МИЭТ

к.т.н., доцент

А.Г. Балашов

«19» февраля 2026 г.

Акт о внедрении

в учебный процесс результатов диссертационной работы

Карпова Вадима Николаевича на тему:

«Способ сжатия сигналов в многоканальных радиосистемах с аналого-информационным преобразователем»

Научные результаты, полученные в диссертации Карпова В.Н., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, в частности: способ сжатия сигналов с аналого-информационным преобразователем, а также алгоритм цифрового восстановления методом ортогонального поиска соответствий внедрены и используются в курсе «Цифровая обработка сигналов», преподаваемом в Институте микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина (Институт МПСУ) НИУ МИЭТ.

Проректор по инновационному
развитию НИУ МИЭТ, директор
Института МПСУ, д.т.н., профессор
РАН

А.Л. Переверзев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2831607

**СПОСОБ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В
РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ЛИНЕЙНОЙ
ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

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

Авторы: *Лялин Константин Сергеевич (RU), Мелёшин Юрий
Михайлович (RU), Карпов Вадим Николаевич (RU), Кузьмин
Илья Александрович (RU)*

Заявка № 2024117369

Приоритет изобретения **24 июня 2024 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **11 декабря 2024 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **24 июня 2044 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0492e761a63006f54f2401670b5a2024
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.10.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

