

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»

На правах рукописи

Егоров Станислав Геннадьевич

**Исследование помехоустойчивых широкополосных сетей радиосвязи
системы управления движением судов**

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук,
профессор
Глушанков Евгений Иванович

Санкт-Петербург – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1. Анализ многоканальных широкополосных сетей радиосвязи и проблемы их использования в системах автономного судовождения	16
1.1. Современное состояние систем управления движением судов	16
1.1.1. Цели и задачи решаемые системой управления движением судов	16
1.1.2. Объект использования результатов исследования	17
1.1.3. Характеристика технологий связи и навигации в СУДС	20
1.2. Разновидности современных и перспективных методов ортогонального и неортогонального доступа (MP-НОМД, КР-НОМД)	25
1.2.1. Методы ортогонального доступа и расширения спектра	26
1.2.2. Методы неортогонального множественного доступа	27
1.3. Позиционирование в сетях связи с МДКР для СУДС	29
1.4. Обоснование и выбор показателей качества	31
1.4.1. Обзор теоретических исследований по теме сетей радиосвязи	31
1.4.2. Обзор теоретических исследований по методам и алгоритмам определения координат и параметров движения судов	39
1.4.3. Выбор общих показателей качества системы связи	40
1.4.4. Показатели эффективности систем позиционирования	44
1.5. Выводы к главе 1	46
ГЛАВА 2. Структура многопозиционной АНС и многоканальной МОСС и их сопряжение с наземными станциями	48
2.1. Разработка математической модели МОСС с МДКР	48
2.1.1. Базовые структурные схемы приемо-передающих трактов	48
2.1.2. Сигнально-кодовые конструкции, используемые в системах ПРС-МДКР	49
2.1.3. Разработка математической модели группового сигнала ПРС-МДКР	51
2.1.4. Детектор по критерию максимального правдоподобия	52
2.1.5. Чиповая вероятность ошибки	53

2.1.6. Битовая вероятность ошибки	55
2.2. Анализ вариантов оценки местоположения, а также обработки измерений в многопользовательской системе радиосвязи	59
2.2.1. Применение метода наименьших квадратов для кооперативной обработки измерений в СУДС	59
2.2.2. Анализ влияния точности первичных дальномерных измерений на итоговую оценку дальности	66
2.2.3. Точность измерений дальности при кооперативной обработке	69
2.2.4. Результаты моделирования	71
2.3. Анализ точности определения местоположения с использованием сигналов связи	75
2.3.1. Обзор способов определения местоположения систем связи	75
2.3.2. Корреляционные свойства последовательностей с МДКР и потенциальная точность определения местоположения судна с использованием канальных переносчиков систем связи	76
2.3.3. Моделирование метода определения местоположения на основе сигналов связи с МДКР	79
2.3.4. Программа расчета и моделирования определения параметрических координат судна однопозиционным пунктом управления	86
2.4. Исследование распределения мощности абонентов	88
2.4.1. Распределение мощности с учетом местоположения абонентов...	88
2.4.2. Распределение пользователей на группы и распределение мощности между ними	90
2.4.3. Квазиортогональный вариант кодов Радемахера-Уолша	98
Выводы к главе 2	100
ГЛАВА 3. Анализ нелинейных искажений в ПРС-МДКР сетях радиосвязи	102
3.1. Модели группового тракта систем связи для СУДС	102
3.1.1. Описание группового тракта	102
3.1.2. Способы представления нелинейности группового тракта	103
3.1.3. Полиномиальные модели УМ и модели с памятью	105

3.1.4. Кусочно-линейная модель	107
3.1.5. Модель в виде полинома	108
3.1.6. Модель Раппа	109
3.1.7. Модель Салеха	112
3.1.8. Модель Горбани	114
3.1.9. Модель Уайта	114
3.1.10. Алгоритм определения параметров модели Раппа	116
3.1.11. Сравнение амплитудных характеристик по уровню ИМИ	120
3.2. Анализ нелинейных искажений группового видеосигнала	123
3.2.1. Модель группового тракта	124
3.2.2. Модель нелинейности	125
3.2.3. Анализ нелинейных искажений	126
3.2.4. Анализ чиповой вероятности ошибки в видеотракте	130
3.3. Анализ нелинейных искажений группового радиосигнала	140
3.3.1. Постановка задачи	140
3.3.2. Модель группового радиосигнала	140
3.3.3. Прохождение через нелинейный тракт	142
3.3.4. ПРВ демодулированного сигнала	146
3.3.5. Оценка средней мощности помех на выходе НУВС	149
3.3.6. Расчет вероятности битовой ошибки	154
Выводы к главе 3	160
ГЛАВА 4. Разработка программного комплекса для экспериментального исследования группового тракта системы с МДКР	162
4.1. Статистическое моделирование алгоритмов цифровой обработки сигналов в системах радиосвязи	162
4.1.1. Цели и задачи имитационного моделирования	162
4.1.2. Процесс моделирования	163
4.2. Разработка стохастической модели группового сигнала	164
4.2.1. Математическая модель группового сигнала	164
4.2.2. Расчет переходных матриц	165

4.2.4. Описание модели сигнала на выходе усилителя.....	170
4.2.5. Представление сигнала на выходе НУ на основе СДУ	170
4.2.6. Модель сигнала на основе рядов Грама–Шарлье	173
4.2.7. Критерии согласия.....	175
4.3. Компьютерная модель для исследования реальной помехоустойчивости группового тракта системы с МДКР.....	176
4.3.1. Методика проведения имитационного моделирования.....	176
4.3.2. Описание матричной модели сигнала для проведения компьютерного моделирования и разработка программы	179
4.3.3. Адаптация модели для исследования СЦР с СКК и ПВК	184
4.3.4. Описание модели многоантенной системы	185
4.3.5. Анализ СУДС с ПВК с учетом нелинейностей.....	190
4.3.6. Компенсация нелинейности	192
4.3.7. Основные выводы по проведенным испытаниям и рекомендации по проектированию СУДС с кодовым разделением каналов.....	194
Выводы к главе 4.....	196
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	198
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	201
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	215
Приложение А: Аналитические выкладки	217
Приложение Б: Фрагмент исходного текста программы расчета.....	221
Приложение В: Акты о внедрении результатов.....	225

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность. В настоящее время растет объем морских перевозок, что усложняет радиоэлектронную обстановку в портах и повышает требования, предъявляемые к безопасности судоходства и охране морской среды. Организация движения судов и обеспечение навигационной безопасности в акватории морских портов осуществляется специализированными системами управления движением судов (СУДС). Такие системы решают весь комплекс задач судовождения на основе специализированных сетей связи, объединяющих в единое информационное пространство процессы и средства передачи данных, навигации и управления.

Три основные задачи решаемые СУДС: навигационное определение координат (счисление), обмен информацией между судном (объект управления) и берегом (пунктом управления), а также передача управляющих команд. Важное направление развития современных СУДС – интеграция автономных судов и безэкипажных катеров, включая группы управляемых судов. Для работы в условиях акватории порта, характеризующейся высокой плотностью судоходства и сложной радиочастотной обстановкой, разрабатываются специализированные портовые СУДС (СУДС-П), к которым предъявляются повышенные требования по точности позиционирования, своевременности обмена данными и надёжности управления. Обеспечение повышенной (вплоть до сантиметровой) точности позиционирования достигается за счёт использования систем автономной локальной навигации с активной локацией, функционирование которых требует надёжной сети радиосвязи для устойчивого обмена первичными измерениями и управляющими командами между приёмо-передающими пунктами. Таким образом, все решаемые СУДС задачи критически зависят от отказа- и помехоустойчивой и высокоскоростной сети радиосвязи, являющейся основой функционирования СУДС в целом.

Создание помехоустойчивых беспроводных сетей передачи данных, применяемых в связи, навигации и управлении СУДС, возможно на основе широкополосных сигналов (ШПС) и множественного доступа с кодовым разделением каналов (КРК или МДКР; от англ. Code Division Multiple Access, CDMA). В сетях связи, передачи данных СУДС, а также в системах управления, навигации и радиолокации применяют различные методы множественного доступа, включая методы МДКР. Применение ШПС позволяет обеспечить: повышение помехоустойчивости при воздействии узкополосных помех (преднамеренных и непреднамеренных), снижение средней мощности передачи за счет выигрыша от обработки, высокую энергетическую скрытность сигналов, возможность реализации множественного доступа на основе КРК, высокую разрешающую способность при измерении дальности и других временных параметров, а также устойчивость к многолучевому распространению. Таким образом, СУДС включает в свой состав системы связи и навигации и требует решения задачи повышения точности позиционирования, особенно при швартовке судов, и обеспечения множественного доступа нескольких судов, находящихся в акватории порта в процессе движения, к системе управления и связи.

В большинстве работ, посвященных исследованию методов множественного доступа с кодовым разделением каналов, осуществляется анализ влияния линейных искажений, т.е. межканальных помех, возникающих из-за конечной ширины полосы пропускания канала связи или из-за влияния неидеальности синхронизации, а влиянию нелинейных искажений исследовано лишь на показатели качества асинхронных радиосетей с МДКР (сокращенно АМДКР), являющихся наиболее распространенными. При этом синхронные радиосети с МДКР (сокр. СМДКР), обладающие большей спектральной эффективностью по сравнению с АМДКР, применительно к анализу нелинейных искажений описаны недостаточно. В имеющихся работах использование гауссовской аппроксимации в качестве модели группового сигнала и существенно упрощенной модели амплитудной характеристики

усилителя, в ряде случаев может привести к неточной оценке помехоустойчивости системы.

Сетям связи и передачи данных с МДКР посвящены работы таких отечественных и зарубежных авторов, как В.Ю. Бабков, Э.Д. Витерби, В.А. Григорьев, В.П. Ипатов, Л.М. Невдяев, М.А. Сиверс. В работах Н.Г. Дядюнова, Г.И. Никитина, А.И. Сенина, Х.Ф. Хармута освещается применение в таких системах функций Радемахера Уолша.

Большой вклад в развитие теории и техники измерения параметров сигналов, требуемых для повышения помехоустойчивости сетей радиосвязи в составе СУДС, базирующихся на фундаментальных положениях теории оптимального приема и потенциальной помехоустойчивости, внесли зарубежные, советские и российские ученые (Н. Винер, В.П. Ипатов, М.Ю. Казаринов, Р. Калман, А.Н. Колмогоров, В.И. Коржик, В.А. Котельников, Б.Р. Левин, Р.Л. Стратонович, В.И. Тихонов, Л.М. Финк, А.А. Харкевич, К. Шеннон и др.).

Разработке навигационных сигналов и алгоритмов их обработки посвящены работы отечественных (А.И. Перов, Г.А. Фокин, В.Н. Харисов, М.С. Ярлыков) и зарубежных (Д. Бетц, К. Хегарти, Т. Фана, Д. Яо и др.) ученых.

Переход к автономному судовождению невозможен без модернизации сетей радиосвязи. Широкополосные системы связи (ШПСС), уже применяемые в отечественных и зарубежных проектах модернизации СУДС. ШПСС обеспечивают высокую скорость передачи, высокую устойчивость к помехам и многолучевому распространению, а также снижение помех другим средствам радиосвязи за счет возможности применения сигналов с малой мощностью. Создание нового поколения помехоустойчивых широкополосных радиосетей, интегрированных в навигационные и управляющие подсистемы СУДС, должно обеспечить повышение безопасности судовождения, снизить время проводки и швартовки судов и создать дальнейший задел к переходу к следующему поколению надводных средств, включая роботизированные и

полностью автономные суда. Внедрение автоматизированных СУДС позволит оптимизировать пропускную способность портов, снизить риск возникновения аварийных ситуаций и повысить оперативность диспетчерских решений.

Из вышеизложенного следует, что теоретическая оценка реальной помехоустойчивости линейных трактов сетей радиосвязи СУДС представляет собой сложную задачу, решенную до настоящего времени лишь для некоторых частных случаев. Поэтому особенно актуальна задача оценки реальной помехоустойчивости, что в свою очередь, позволит обоснованно подойти к проектированию аппаратуры цифровых сетей связи СУДС.

В связи с изложенным целью работы является повышение помехоустойчивости сетей радиосвязи в системах управления движением судов за счет более точного совместного оценивания параметров нелинейности канала связи при приемлемой вычислительной сложности.

Для достижения цели сформулирована и решается научная задача, состоящая в разработке методики оценки реальной помехоустойчивости сетей радиосвязи с кодовым разделением каналов с учетом влияния комплекса факторов, а также повышение качества автономного управления движением объектов для систем управления движением судов.

Задачи исследования. Для достижения поставленной цели в диссертационной работе решаются следующие задачи:

- Исследование влияния нелинейных искажений на реальную помехоустойчивость сетей связи МДКР.
- Анализ моделей нелинейных групповых усилителей и их характеристик; определение наиболее значимых факторов, влияющих на качество передачи информации в системах МДКР.
- Экспериментальное исследование и компьютерное моделирование искажений сигналов в групповых трактах систем МДКР.
- Разработка практических рекомендаций и требований, предъявляемых к аппаратуре групповых трактов систем МДКР.

- Анализ точности определения местоположения судов с помощью сигналов связи систем МДКР.

Методы исследования. В проведенном исследовании использовался математический аппарат теории вероятностей, теория случайных процессов, методы спектрально-корреляционного анализа случайных процессов, алгоритмы цифровой обработки сигналов. Для выполнения численных расчетов и контроля промежуточных результатов применялось программное обеспечение Mathcad. Реализованные алгоритмы и программы ЭВМ для имитационного моделирования реализованы на языках программирования Python и Matlab.

Научная новизна работы. Получены аналитические зависимости вероятности битовой и чиповой ошибки в сетях радиосвязи от характеристик цифрового тракта, учитывающие нелинейные искажения и свойства группового сигнала. При этом:

1. Предложен единый критерий количественной оценки вероятности ошибок в системах с цифровой модуляцией, основанный на понятии массы искажений.
2. Показано, что нелинейные искажения в групповом тракте значительно уменьшают реальную помехоустойчивость сетей связи с МДКР.
3. Предложены рекомендации и сформулированы требования к групповым трактам сетей связи с МДКР.

Практическая значимость работы. Полученные результаты оценки влияния нелинейного группового тракта радиосетей ПРС-МДКР на помехоустойчивость МОСС позволяют оптимизировать параметры приемо-передающего тракта, тем самым добиться повышения энергетической эффективности системы, улучшить ее технические характеристики, а также снизить внеполосные помехи другим сетям связи с учетом норм частотно-территориального планирования.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Полученные математические модели, включая стохастические дифференциальные уравнения (СДУ), плотности распределения и статистические закономерности для групповых видео- и радиосигналов с прямым расширением спектра, позволяющие в отличие от известных использующих гауссовскую аппроксимацию получить реальные оценки качества связи, а также снизить вычислительную сложность программных имитаторов групповых трактов.
2. Полученная аналитическая оценка помехоустойчивости к параметрам нелинейности видео- и радиотракта для сетей связи с прямым расширением спектра в каналах с одной или множеством антенн, что уточняет требования на 0,3–2 дБ в зависимости от степени нелинейности.
3. Разработанный программный комплекс проведения имитационного эксперимента, учитывающий параметры нелинейности, с возможностью смен модуляции, а также выигрыша от использования многоантенного способа приема-передачи и неортогональных методов множественного доступа, позволяющего повысить качество автономного управления движением объектов.

Достоверность результатов работы. Достоверность обеспечивается корректностью применения математических алгоритмов и методов, что подтверждается согласованностью результатов, полученных путем аналитических расчетов и имитационно-статистического моделирования. А также соответствием полученных результатов предшествующим исследованиям, обсуждением результатов на международных научных конференциях и их публикацией в рецензируемых научных журналах.

Реализация результатов исследования. Результаты работы внедрены и используются в НИОКР в АО «ПКБ «РИО» при разработке рекомендаций к проектируемым средствам связи и норм частотно территориального планирования; в АО «НПП «АМЭ» при разработке систем автономного

судовождения, и были использованы в научно-исследовательской работе шифр «Телепорт-2030» проводимой СПбГУТ.

Апробация работы и публикации. За весь период научной деятельности по теме диссертации была опубликована 24 работах (две написаны самостоятельно без соавторов), из них опубликовано: 10 научных статей в рекомендованных ВАК журналах, две статьи в изданиях, включенных в международные базы цитирования; получен один патент (на способ); получены 2 свидетельства результатов интеллектуальной деятельности (программы ЭВМ); один отчёт о НИР; а также опубликовано 8 статей в других изданиях, включая сборники и материалы научных конференций.

Личный вклад автора. Вклад автора заключается в выполнении основного объема исследований. Выносимые на защиту положения и результаты диссертационной работы получены автором самостоятельно.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения и списка литературы. Общий объем диссертации составляет 230 страницы машинописного текста. Библиография содержит 172 наименований. Рисунки и таблицы нумеруются по главам.

Краткое содержание работы

Во введении обосновывается актуальность исследования, определяется объект, ставятся цели и задачи. Также представлены ключевые положения, выносимые на защиту, указана практическая значимость и потенциальные сферы внедрения полученных результатов.

В первой главе проведен анализ многоканальных широкополосных сетей радиосвязи и проблем их использования в системах автономного судовождения (САС) и управления движением судов (СУДС) и, в частности, системам СУДС в порту (СУДС-П). Описан состав СУДС, включающий автономную навигационную систему (АНС) и морскую отказоустойчивую систему связи (МОСС), которые являются основными объектами исследования. Обоснована актуальность решаемых в диссертационной работе задач развития морских автономных и дистанционно управляемых надводных

судов (МАНС), а также безэкипажных судов и портовой инфраструктуры, для оптимизации работы портов и повышения безопасности швартовных операций.

В главе проводится характеристика различных технологий связи и навигации, применяемых в морских системах, включая ЦИВ, АИС, NAVDAT, АСОД, а также спутниковые системы (Инмарсат, Иридиум) и перспективные технологии ближнего радиуса действия. Рассматриваются методы ортогонального (ЧРК, ВРК, КРК) и неортогонального (PD-NOMA, CD-NOMA) множественного доступа с использованием широкополосных (шумоподобных) сигналов (ШПС) и технологий МДКР для повышения помехоустойчивости МОСС. Представлен анализ методов позиционирования для АНС, такие как триангуляция, разностно-дальномерные и многопозиционные комплексы, а также методы комплексирования данных от различных источников. Обоснованы ключевые показатели качества для систем связи (спектральная и энергетическая эффективность, помехоустойчивость, сложность реализации) и систем позиционирования (точность, геометрический фактор, время измерения). Сформулированы проблемы решаемые в диссертационной работе и, в частности, проблема оценки влияния нелинейных искажений в радиочастотном тракте на производительность МДКР систем и необходимости разработки методов их снижения. Проведен анализ исследований сетей радиосвязи для СУДС. В большинстве работ вопросы, связанные с исследованием нелинейных искажений группового сигнала таких систем либо не ставились, либо решались на упрощенных моделях.

На основе проведенного анализа сформулированы цель и задачи диссертационного исследования.

Во второй главе приводится описание структуры многопозиционной АНС и многоканальной МОСС для СУДС, а также вопросы их математического моделирования, особенностям модуляции, кодового разделения каналов и анализу характеристик передачи и приёма сигнала в

системах ПРС-МДКР. Рассматриваются параметры помехоустойчивости (SER и BER), влияние нелинейных искажений на МОСС. Рассмотрены методы кооперативной обработки измерений для повышения точности навигационных параметров АНС, а также принципы совместного использования радиоканалов и обеспечения их частотно-территориального разнеса. Кроме того, анализируются возможности использования неортогонального множественного доступа (НОМД) совместно с МДКР и исследуются схемы построения квазиортогональных кодов для повышения спектральной эффективности и устойчивости к помехам.

В третьей главе проводится сравнение различных аналитических моделей, используемых для описания нелинейных характеристик групповых усилителей. Получены аналитические выражения плотности распределения группового сигнала из 16-мерного базиса Уолша на выходе нелинейного усилителя с характеристикой модели Раппа (Rapp).

Выполнен аналитический обзор способов аппроксимации реальных амплитудных характеристик (АХ) усилителя мощности (УМ). Показано что определяющими критериями для выбора способа аппроксимации АХ: во-первых обеспечение точного соответствия между реальной АХ ниже точки насыщения; во-вторых, наличие простой и надежной процедуры определения параметров аппроксимационной модели на основе реальных измеренных АХ УМ.

Показано, что выбор модели НУ влияет на оценку уровня ИМИ и кривые помехоустойчивости (т. е. вероятность битовой ошибки). Проведен анализ нелинейных искажений на выходе НУ при использовании различных способов аппроксимации амплитудных характеристик. Цифровые методы линеаризации на основе численных методов, когда нелинейные искажения компенсируются при помощи внесения предварительных искажений в групповой сигнал, требуют высокоточной оценки амплитудных искажений групповых сигналов. Полученные в работе зависимости могут быть полезны при разработке таких методов линеаризации тракта.

В четвертой главе приводится анализ вероятности битовой ошибки. Получены аналитические выражения для расчета вероятности чиповой ошибки и построены соответствующие графики. Получено аналитическое выражение для плотности вероятности амплитуд группового сигнала на выходе нелинейного усилителя. Получена формула для ПРВ смеси сигнала с шумом на выходе НУ. Найдены аналитические выражения для дисперсии амплитуды искажений на выходе двустороннего ограничителя и условные ПРВ на выходе НУ.

Производится сравнение требований к линейности тракта, полученных в данной работе, с результатами других авторов. Полученные результаты позволяют повысить энергетическую эффективность систем абонентского доступа путем выбора амплитудных характеристик группового усилителя, обеспечивающих максимальную энергетическую эффективность при заданной помехоустойчивости.

В заключении перечислены основные результаты, полученные в результаты в диссертационной работе.

В приложения вынесены:

- математические выкладки, использованные при расчете плотности распределения вероятности смеси сигнала и помехи на выходе нелинейного звена;
- текст программы расчета для оценки потенциальной точности алгоритма программного сопровождения;
- акты о внедрении

ГЛАВА 1. Анализ многоканальных широкополосных сетей радиосвязи и проблемы их использования в системах автономного судовождения

В первой главе на основе анализа принципов построения и функционирования систем управления движением судов (СУДС), систем автономного судовождения (САС) и навигации, а также сетей радиосвязи, используемых для организации связи с береговыми станциями и пунктами управления в акватории порта, обосновывается актуальность решаемых задач, а также осуществляется общая постановка задачи диссертационного исследования.

1.1. Современное состояние систем управления движением судов

1.1.1. Цели и задачи решаемые системой управления движением судов

Основной задачей САС является охват системой связи всей акватории порта, причем в любой точке акватории должна быть обеспечена доступность связи как минимум с двумя береговыми базовыми станциями [1].

Береговые навигационные системы для работы с безэкипажными судами (БЭС), и для организации автоматической СУДС могут быть реализованы с использованием беспилотных надводных аппаратов (например, автоматических буксиров), способных на основе отказоустойчивой сети связи и передачи данных обеспечить точное позиционирование с учётом данных от спутниковых и других радиотехнических систем. Для разработки таких систем необходимо: сформулировать общие требования к построению системы навигации и системы морской связи; определить требования к составу компонентов СУДС; определить алгоритмы и методы решения поставленных задач.

Среди важнейших задач особо выделяются задачи организации системы навигации и связи для морских беспилотных судов, расширение состава таких

судов и разработка отечественных технических решений как программных, так и аппаратных. Эти задачи охватывают как береговые станции, так и устройства, установленные на судах, включая радиолокационные станции, видеокамеры, системы связи, системы управления движением судов и автоматизацию навигации.

Исходя из указанных требований к функциям СУДС, при проектировании навигационных систем входящих в состав СУДС необходимо решить следующие задачи:

- формирование радиолокационного изображения акватории (навигационного пространства);
- обнаружение, захват и сопровождение траектории движения судна;
- определение навигационных параметров движения объекта (координат и их производных), в том числе путем комплексирования данных от разных источников;
- обеспечение навигационной безопасности движения посредством устойчивой связи;
- повышение надежности АНС за счет улучшения помехоустойчивости входящих в ее состав сетей радиосвязи и передачи данных.

1.1.2. Объект использования результатов исследования

Существующие СУДС можно разделить на две большие группы [2, 3]: системы навигации на открытой воде, или просто СУДС, и СУДС в порту (СУДС-П). Полученные в ходе работы результаты целесообразно использовать в обоих видах СУДС, а в частности в СУДС-П при прохождении и швартовке судов.

Опишем состав, функции и взаимодействие компонентов СУДС-П [4] (рис. 1.1), предназначенной для обеспечения автономного управления судном:

1. Система автономного судовождения (САС) включает в себя:

- а) автономная навигационная система (АНС) – автономная навигация, распознавание объектов навигации и расчет маневров;

- б) система координированного управления (СКУ) – координированное управление курсом и скоростью судна;
 - в) оптическая система анализа (ОСА) – анализ окружающей среды путем кругового наблюдения в двух диапазонах: видимом с длиной волны $\lambda = 380\text{--}730$ нм и инфракрасном (ИК) с $\lambda = 0,78\text{--}1000$ мкм.
2. Морская отказоустойчивая система связи (МОСС) – радиосеть для обмена данными между судном и берегом, шифрование, защита от несанкционированного доступа.
3. Пост дистанционного управления (ПДУ) – центр удаленного контроля судами, включает в себя:
- а) рабочее место капитана (управление движением, анализ обстановки, связь);
 - б) рабочее место оператора (мониторинг техсостояния, администрирование сети);
 - в) серверы для хранения и обработки навигационных данных.

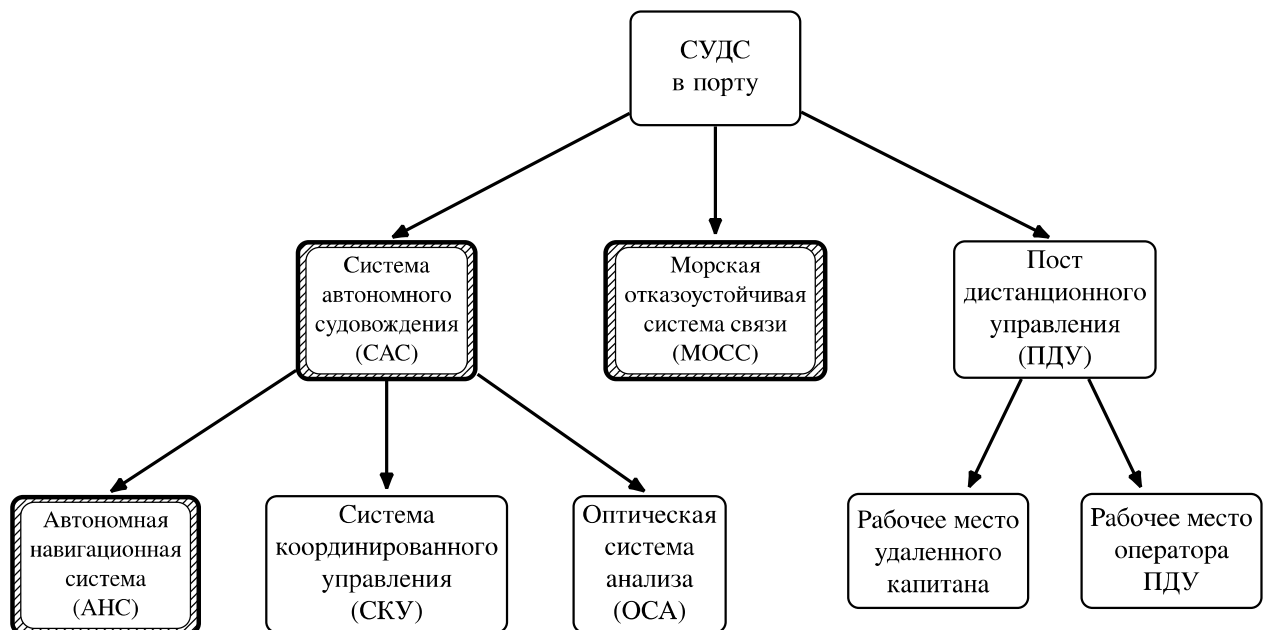


Рис. 1.1 Состав системы СУДС в порту для МАНС

Функциональные особенности организации СУДС-П:

- интеграция систем для выполнения задач автономного судовождения;
- повышение безопасности и надежности эксплуатации судов.

Материалы диссертационного исследования в основном касаются только двух подзадач, решаемых в рамках разработки действующей СУДС в порту (блоки подсвечены штриховкой на рис. 1.1), а именно автономной навигационной система (АНС) и морской отказоустойчивой системы связи (МОСС).

Таким образом, СУДС-П – это комплексная система, объединяющая автономное управление, дистанционный контроль и защищенную связь для безопасной эксплуатации судов. Главная задача решаемая СУДС-П – повышение безопасности судовождения в акваториях портов и открытом море, интеграция глобальных навигационных спутниковых систем, компьютерного зрения и защищенной связи, непрерывный контроль состояния судна и окружающей обстановки в реальном времени.

В настоящий момент существует множество специализированных морских систем связи, которые более подробно рассмотрены в разд. 1.1.3.

В Российской Федерации президентским советом по модернизации экономики и инновационному развитию был утвержден план мероприятий («дорожная карта») «Маринет» [5] в целях обеспечения правового регулирования применения МАНС, а также с целью проведения эксплуатационных испытаний для внедрения БЭС и МАНС. В 2024 г. в «Кодекс внутреннего водного транспорта РФ» были введены новые специальные термины: автономное судно; полуавтономное судно; внешний экипаж; внешний капитан. Идет активная правовая подготовка к массовому внедрению МАНС.

В настоящее время активно разрабатываются морские автономные или дистанционно управляемые надводные суда (МАНС), которые разделяют на несколько классов по степени автономности (рис. 1.2).

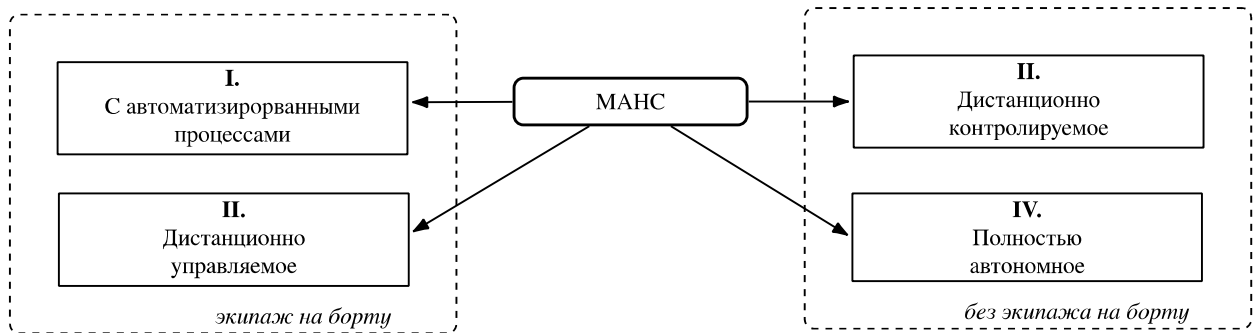


Рис. 1.2 Классификация уровней автономности морских надводных судов (МАНС)

Одной из важных задач для построения МАНС является внедрение СУДС (рис. 1.3) и, в частности, разработка СУДС-П – один из важных шагов на пути к созданию МАНС в РФ и переходу от типа I к типу IV (рис. 1.2).



Рис. 1.3 Абонентская станция МОСС на МАНС [6]

В итоге СУДС-П должны обеспечить полностью автоматизированное движения судов «от причала до причала». Внедрение АНС и автоматических буксиров позволит снизить расходы, уменьшить риски для экипажа, сократить время простоя, что в итоге повысит общую эффективность работы порта.

1.1.3. Характеристика технологий связи и навигации в СУДС

В условиях интенсивного и неоднородного морского движения требуется оперативное принятие диспетчерских решений. Для этого необходимо обеспечить:

- а) отказоустойчивую связь с надежным каналом связи для непрерывной передачи координат, предупреждения об опасностях столкновений, получения команд с пункта управления;
- б) комплексирование и резервирование при использовании разных навигационных средств (включая ГНСС, АИС, АНС, и других радиолокационных и оптических);
- в) автоматизацию управления и объединение систем связи и навигации в единую систему управления для минимизации ошибок при принятии решений.

Таким образом, только сочетание помехоустойчивой сети связи, гибкого комплексирования различных навигационных средств и автоматизации принятия решений может обеспечить высокую надежность, точность позиционирования и скорость принятия решения в современных СУДС.

В настоящее время для организации сетей связи морских судов используется множество специализированных средств радиосвязи и связи общего назначения (рис. 1.4.). Распространённые способы организации связи [3] с надводными морскими судами показаны в табл. 1.1.

Системы связи с морскими судами

Система	Технология	Дальность	Скорость передачи	Применение
Цифровой Избирательный Вызов (ЦИВ/DSC Digital Selective Calling)	УКВ/ПВ/КВ-диапазоны на специально выделенных частотах для мореплавания	64 км	9.6 кБит/сек	Голосовая связь
Автоматическая идентификационная система (АИС/AIS)	УКВ	64 км	9.6 кБит/сек	Идентификация судов, включая координаты, курс, скорость и др.
Цифровая широкополосная система NAVDAT	Средние (СЧ): 500 кГц Высокие (ВЧ): 4,6,8,12 МГц	до 500 км	18 кбит/с	Скоростная передача данных с береговых станций на суда
Автоматическая система обмена данными в диапазоне очень высоких частот (АСОД/VDES)	ОВЧ 156–162 МГц	500км	300кбит/сек	Доставка на суда или от судов различных типов информации.
Телематическая океанографическая сеть TRI-media (TRITON)	IEEE802.16d 5.6 ГГц	14км (Суша-Корабль) 8км (Корабль-Суша)	6 Мбит/с	Широкополосный доступ вблизи суши
Mare-Fi		7 км	1 Мбит/сек	Прибрежный WiFi
Mari-Comm		100 км	до 1 Мбит/сек	Широкополосный интернет на судне
BLUECOM+		> 100км	3 Мбит/сек	Широкополосный интернет
LTE-морская		100 км	10 Мбит/сек	Связь суша-судно
Инмарсат	Геостационарная	Глобальная, кроме Арктики	50 Мбит/сек	Мобильная связь и передача данных
Иридиум	Низкоорбитальная Ку-диапазон	Глобальная, кроме Арктики	46 Мбит/сек	Связь и интернет
Мобильная спутниковая спутниковая связь Thuraya	Геостационарная L-диапазон	161 страна	444 кбит/сек	Связь и интернет
Фиксированные спутниковые системы связи VSAT	Геостационарная и низкоорбитальная Ку-диапазон Ка-диапазон	Глобальная, кроме Арктики	10 мб/сек	Связь и интернет

Основные методы и технологии связи, используемые для морских судов показаны в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Технологии связи для надводных судов

Технология	Особенности
Радиосвязь	Ограниченная полоса частот Полудуплекс Ограниченная дальность
Спутниковая связь	Больше задержки и ниже скорость передачи данных Высокая стоимость Подвержен многолучевому распространению
Беспроводная лазерная связь	Надежность связи зависит от погодных условий и «качки» Необходимость пространственного выравнивания приемо-передающих модемов Максимальная дальность ограничена прямой видимостью

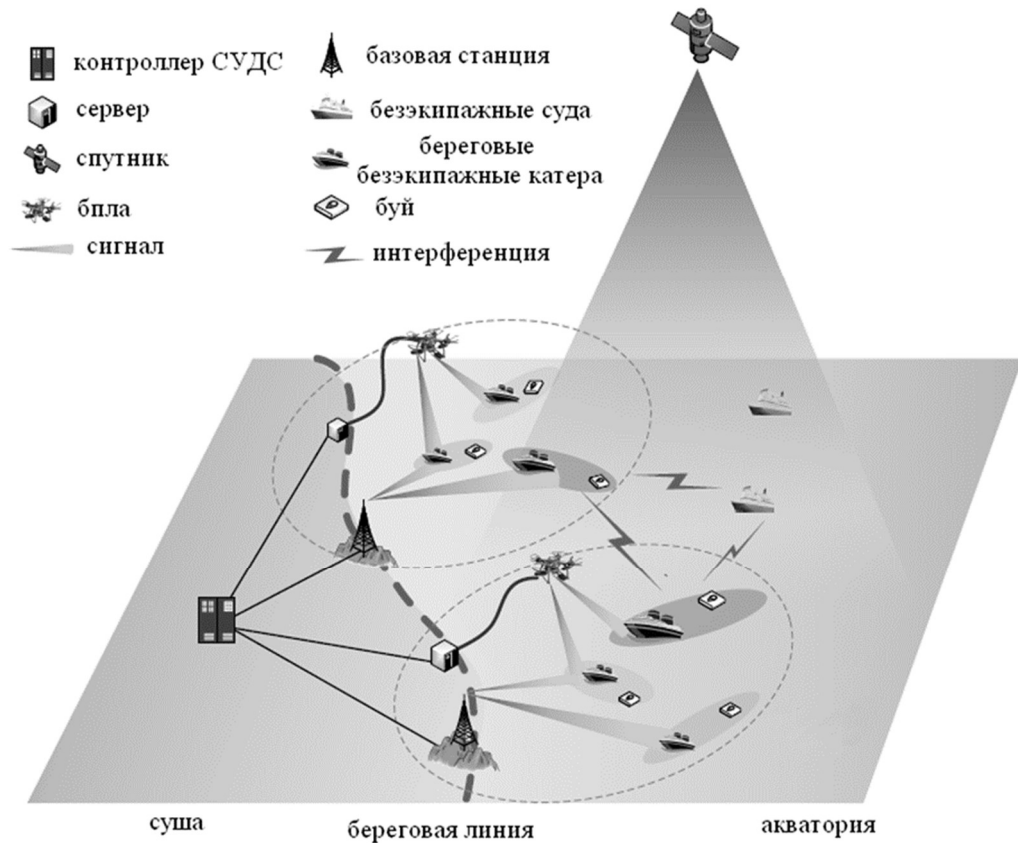


Рис. 1.4 Трудности, возникающие при судоходстве

Существуют различные виды автономных систем судовождения, которые можно разделить на портовые системы и системы навигации на открытой воде [2, 3]. Портовые системы применяются для буксиров, бункеровщиков, нефте- и мусоросборщиков, а также разъездных катеров, что

способствует модернизации портовой инфраструктуры [1]. Важным аспектом разработки САС является обеспечение отказоустойчивого, т. е. помехоустойчивого канала радиосвязи, что требует повышения энергетической и спектральной эффективности входящих в состав СУДС радиосетей.

Автономные суда оснащаются различными системами для ситуационной осведомленности, включая системы получения прогнозов погоды и параметров судовых систем [2], радиолокационные станции, АИС, системы определения местоположения, электронные картографические навигационно-информационные системы, компасы, эхолоты, лаги, инерциальные навигационные системы, а также инфракрасные и телевизионные камеры.

Таким образом, для обеспечения эффективного функционирования беспилотных надводных судов необходимо адаптировать существующую инфраструктуру береговых навигационных систем с учетом современных технологических требований. В условиях высокой интенсивности информационного обмена и роста количества МАНС целесообразно применение технологий НОМД с ММО, обеспечивающих множественный доступ для большего количества абонентов с разделением по мощности и пространству. Для МОСС в морской среде актуально использование ШПС и технологий МДКР, которые повышают помехоустойчивость и скрытность передачи данных, а также устойчивы к замираниям сигнала. Эффективная организация навигации требует комплексирования данных от различных навигационных источников, что особенно важно при совместной работе автономных судов в рамках мультиагентных систем. При этом особое значение приобретают методы позиционирования и пространственно-временной обработки сигналов, особенно в коротковолновых (КВ) радиолиниях.

Заметим, что для развития автономного судовождения в России важны не только новые технологические решения, но и совершенствование

нормативно-правовой базы и модернизация береговой инфраструктуры, обеспечивающей навигацию и связь с беспилотными судами. Повысить безопасность судовождения возможно путем улучшения интеграции между СУДС отдельных судов и введением стандартов и нормативов подобным тем, которые применяются в авиации [7, 8]. Еще в 50-х годах прошлого века, после серии авиапроисшествий с массовой гибелью людей, под эгидой Международной организации гражданской авиации (ИКАО; от англ. International Civil Aviation Organization, ICAO) были разработаны системы предотвращения столкновений. Среди них – бортовая система предупреждения столкновений (от англ. Airborne Collision Avoidance System, ACAS) и система предупреждения столкновений самолетов в воздухе (от англ. Traffic Collision Avoidance System, TCAS). Текущая версия TCAS II ver 7.1 [9] является обязательным стандартом в Европе, а новые поколения, такие как ACAS Ха/Хо и ACAS Хи разрабатываются уже и для беспилотных летательных аппаратов. Требования предъявляемые к автономным многопозиционным системам определены в главе 6 приложения 10 Конвенции о международной гражданской авиации [10]. В целях повышения безопасности судоходства, по аналогии с авиационной системой ACAS/TCAS, для морских СУДС также необходимо реализовать аналогичные системы предотвращения столкновений.

1.2. Разновидности современных и перспективных методов ортогонального и неортогонального доступа (МР-НОМД, КР-НОМД)

При организации СУДС-II доступ к общей системе связи может осуществляться одновременно с нескольких кораблей. Часть кораблей может быть оборудовано с автоматической СУДС при движении, буксировке и швартовке, т. е. всегда возникает проблема множественного доступа к общему частотно-энергетическому ресурсу.

К «традиционным» методам ортогонального доступа (т. е. методам организации множественного доступа или методам разделения каналов) относят частотное разделение каналов (ЧРК), временное разделение каналов (ВРК) и кодовое разделение каналов (КРК).

Кроме того в последние годы возникает интерес к использованию систем связи с МДКР для организации связи множества БЭК (так называемый рой дронов) [11] и для организации подводной связи [12, 13, 14].

Другими словами, возникает необходимость одновременного доступа нескольких абонентов к общим ресурсам СУДС.

1.2.1. Методы ортогонального доступа и расширения спектра

Абсолютное большинство современных систем радиосвязи используют широкополосные сигналы (шумоподобные, сложные, с расширенным спектром, сокр. ШПС), которые обладают рядом свойств делающих их незаменимыми в различных приложениях [15]. Существуют разные определения ШПС [16], в данной работе под ШПС будем понимать определение основанное на понятии базы сигнала [16, 17]. База сигнала B определяется как произведение ширины спектра сигнала ΔF на длительность T :

$$B = \Delta F \cdot T,$$

если база сигнала превосходит 1 ($B \gg 1$), то такие сигналы называют ШПС, а системы (и сети) связи использующие ШПС соответственно широкополосные системы связи (ШПСС). Скажем заранее, что для ШПСС с прямым расширением спектра $B \approx K_p$, где K_p – коэффициент расширения спектра.

В литературе [18, 19, 20, 21, 22] выделяют четыре базовых (рис. 1.5) метода расширения спектра (от англ. Spread Spectrum, SS) и несколько смешанных методов расширения спектра:

1. прямое расширение спектра (ПРС; от англ. Direct Sequence, DS);
2. перестройка рабочей частоты (ПРЧ; от англ. Frequency Hopping, FH);
3. переключение временных интервалов (от англ. Time Hopping, TH);

4. смешанные (комбинированные) способы, представляющих собой всевозможные комбинации вышеперечисленных методов расширения спектра.

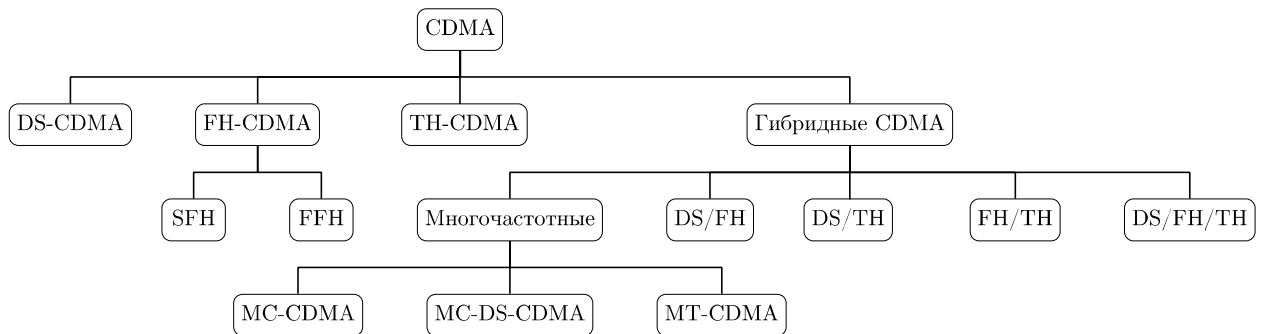


Рис. 1.5 Классификация методов расширения спектра

Метод множественного доступа с кодовым разделением или просто кодовое разделение каналов (в разных источниках в тождественном смысле используют разные обозначения КРК или МДКР; от англ. CDMA – Code Division Multiple Access) – это один из методов ортогонального разделения каналов наравне с частотным разделением каналов (ЧРК или МДЧР; от англ. Frequency Division Multiple Access, FDMA) и временным разделением каналов (ВРК или МДВР; от англ. Time Division Multiple Access, TDMA). А разновидности МДКР называют ПРС-МДКР (DS-CDMA), ППРЧ-МДКР (FH-CDMA) и TH-CDMA соответственно. Когда говорят о способах расширения спектра (т. е. формирования ШПС), обычно пишут DSSS, FHSS или THSS. Метод прямого расширения спектра (ПРС-МДКР, DS-CDMA) является наиболее типичной версией широкополосной модуляции для современных коммерческих многопользовательских беспроводных приложений сетей связи [16, 19], поэтому в дальнейшем будет рассматриваться именно этот метод МДКР.

1.2.2. Методы неортогонального множественного доступа

Возможности традиционного доступа (разд. 1.2.1.), как показано в [23] практически исчерпаны. Дальнейшее улучшение качественных показателей возможно при помощи неортогональных методов. Один из перспективных методов повышения качественных показателей существующих систем связи –

применения методов неортогонального множественного доступа [23, 24, 25]. На данный момент выделяют два основных метода неортогонального множественного доступа: PD-NOMA (неортогональный множественный доступ с разделением по мощности) и CD-NOMA (неортогональный множественный доступ с разделением по коду) [24].

На малых расстояниях и при небольшом количестве абонентов, когда эффект «ближний-дальний» не играет значительной роли, системы с ортогональным доступом предпочтительнее методов неортогонального доступа [26]. Аналитические выражения расчета вероятности битовой ошибки для систем НОМД при использовании алгоритма последовательного вычитания помех (ПВП; от англ. Successive Interference Cancellation, SIC) в канале с рэлеевскими замираниями получены в [27, 28]. Актуальными вопросами исследований остаются [23, 29] разработка алгоритмов группировки абонентов в группы (кластеры), разработка методов объединения и распределения абонентов по ортогональным группам, а также исследование совместного использования методов неортогонального доступа с другими технологиями.

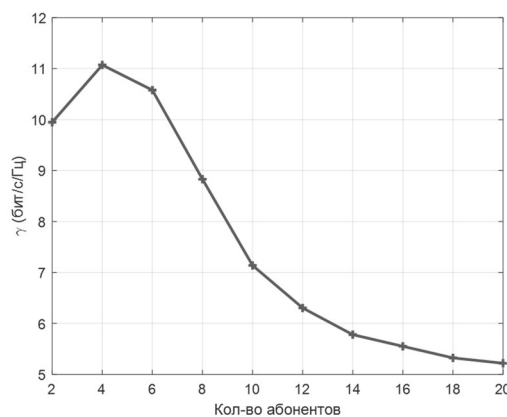


Рис. 1.6 Спектральная эффективность неортогонального доступа

Оптимальное количество абонентов НОМД показано на рис. 1.6. При ограниченной мощности с ростом количества абонентов выше 4 начинает снижаться характеристика γ , называемая удельной скоростью передачи информации [30]. Поэтому для систем НОМД есть смысл рассматривать именно небольшое количество абонентов в одной группе [31]. Решением

проблемы снижения эффективности с ростом количества пользователей в НОМД может быть использование гибридных систем ОМД-НОМД, т. е. совместное использование методов ортогонального и неортогонального разделения каналов, но при этом возникает отмеченная ранее проблема разделения абонентов на группы [32, 33]. В совместных ОМД-НОМД системах ортогональный частотный/временной или кодовый ресурс делится между несколькими абонентами объединенными в общую НОМД-группу (кластер) и объединение абонентов в группу с другими абонентами. Поэтому в данной работе будет рассмотрена совместная гибридная система НОМД ПРС-МДКР.

Методы неортогонального доступа могут быть использованы совместно и/или дополнять традиционные методы ортогонального доступа рассмотренные в разд. 1.2.1. Их важность заключается в необходимости адаптировать существующую инфраструктуру береговых навигационных и связных систем для работы с беспилотными судами, что приведет к резкому росту числа абонентов и усложнению радиообстановки.

1.3. Позиционирование в сетях связи с МДКР для СУДС

Средства навигации и локации в виде АНС могут быть объединены в многопозиционные радиотехнические комплексы, состоящие из портовых систем навигации и пунктов управления на суше с навигационными комплексами и спутниковыми системами, установленными на судне. АНС позволяют решать значительный объем задач по обеспечению безопасности водного пространства, управлению движением и радионавигации.

В табл. 1.3 приведен анализ методов и алгоритмов определения координат объектов, которые могут быть использованы для реализации АНС в порту. Для получения наибольшей надежности необходимо объединять методы из табл. 1.3 для совместной обработки локационной информации в навигационной-локационной системе.

Анализ алгоритмов определения координат объектов

<i>Класс системы</i>	<i>Принцип работы</i>	<i>Преимущества</i>	<i>Недостатки</i>
1. Триангуляционная	Измерение углов от объекта с двух и более разнесённых позиций	- Не зависит от типа сигнала, - Высокая чувствительность, - Простая реализация	- Ограниченная точность, - Чувствительность к ошибкам угловых измерений и положения приёмников
2. Разностно-дальномерная	Измерение разности расстояний (времени задержки) между приёмниками	- Высокая точность, - Независимость от формы сигнала	- Требуется одновременного приёма одним и тем же сигналом (синхронизация береговых приемо-передающих пунктов), - Плохо работает с низкоэнергетическими сигналами
3. Много-позиционная пассивная	Комбинирование угломерных и дальномерных измерений с нескольких приёмных позиций	- Полная скрытность (не создает помех другим сетям связи), - Высокая живучесть, - Помехоустойчивость - Возможность распознавания объектов по сигналам	- Не работает в зонах без перекрытия, - Неэффективна при радиомолчании объекта

<i>Класс системы</i>	<i>Принцип работы</i>	<i>Преимущества</i>	<i>Недостатки</i>
4. Пассивно-активный многопозиционный комплекс	Пассивный приём + кратковременные активные зондирующие импульсы с мобильных передатчиков	- Гибкость применения, - Использование сторонних источников сигнала	- Требуется координации между приёмом и передачей, - Возможны помехи другим системам связи при включении активного режима
5. Однопозиционная система	Пассивное наблюдение с одной станции	- Простота развертывания, - Подходит для разведки излучений	- Практически не позволяет определить координаты только дальности, - Не применимы триангуляционные и дальномерные методы

1.4. Обоснование и выбор показателей качества

1.4.1. Обзор теоретических исследований по теме сетей радиосвязи

Развитие технологий автономного судовождения определяет требования к корабельным системам связи и навигации. Современные системы навигации должны обеспечивать точность определения местоположения: в открытом море — 100 м; а при выполнении маневров в порту и прибрежной зоне от 1 до 10 м; а при автоматической швартовке требуется точность вплоть до 0,1 м.

В многоканальных системах МДКР применяются ортогональные коды. Сигналы абонентов, расширенные канальными переносчиками, при передаче объединяются в единый групповой сигнал, который многократно усиливается как на передающей, так и на принимающей стороне. Групповой сигнал обычно представляет собой сумму большого числа канальных сигналов. Амплитуда обладает высокой дисперсией, что может привести к тому, что усилительные элементы будут работать в режиме насыщения.

Влияние нелинейных искажений в системах МДКР могут быть разделены на два класса: внеполосные излучения и нелинейные преобразования формы, огибающей сигналов в основной полосе частот полезного сигнала. Из-за ограниченности частотного ресурса регулирующими организациями устанавливаются строгие нормативные требования по внеполосному излучению с целью предотвращения создания помех другим радиослужбам. Для эффективной работы сетей радиосвязи необходимо обеспечить одновременную работу большого числа пользователей в отведенной общей полосе частот.

В системах с кодовым разделением каналов, как и в других системах цифровой связи, для уменьшения занимаемой полосы частот и устранения межсимвольной интерференции (МСИ) применяются фильтры с характеристикой типа «приподнятый косинус» (от англ. Raised Cosine) и «корень из приподнятого косинуса» (от англ. Root-Raised Cosine, RRC). Такие фильтры обеспечивают компромисс между спектральной и энергетической эффективностью, удовлетворяя критерию Найквиста для передачи без искажений. В практических системах RRC-фильтрация разделяется между передатчиком и приемником, формируя итоговую характеристику вида «приподнятого косинуса». Реализация таких фильтров, как правило, осуществляется цифровыми методами. [30, 34]. Максимальная энергия обеспечивается при использовании согласованных фильтров на приеме и передаче [35]. Импульсная характеристика фильтра типа «приподнятый косинус» определяется следующим выражением [36, 37]:

$$h(t) = \frac{\sin\left(\frac{(1-\alpha)\pi t}{T}\right) + \frac{4\alpha t}{T} \cdot \cos\left(\frac{(1+\alpha)\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T} \left[1 - \left(\frac{4\alpha t}{T}\right)^2\right]}.$$

На рис. 1.7 показана импульсная характеристика формирующего фильтра стандарта IS-95/cdmaOne [38] и характеристика фильтра типа «приподнятый косинус» с параметром $\alpha = 0,25$.

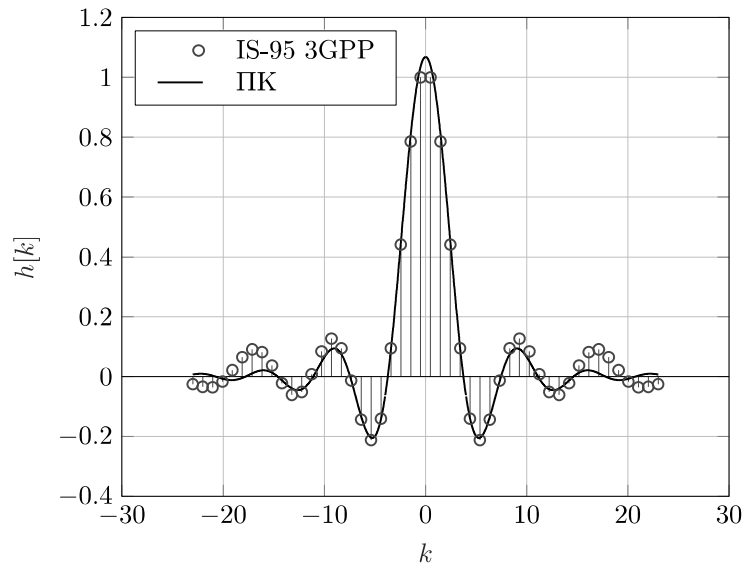


Рис. 1.7 Формирующие фильтры:
IS-95 3GPP (маркеры) и «приподнятый косинус» (сплошная линия)

Кроме требований предъявляемым к фильтрации сигналов, также важным является оценка влияния нелинейности тракта на качество передачи. Основным источником нелинейных искажений в системах радиосвязи – выходной усилитель мощности передатчика [37, 39]. При этом внеполосные излучения не должны быть выше определенного уровня, так как нелинейные искажения формы сигнала значительно ухудшают пропускную способность канала, что приводит к росту спектра (в англоязычной литературе Spectral Regrowth) [40, 41, 42]. Для исключения внеполосных излучений на выходе усилителя применяют полосовые фильтры. Результатом такой фильтрации станет энергетически неэффективное использование усилителя, а отфильтрованный сигнал получит дополнительные искажения, что в конечном итоге приведет к ухудшению качества передачи информации т.е. к увеличению BER.

Вторым эффектом, к которому приводит наличие нелинейных искажений, является внутриполосная деградация [43, 44]. Предположим, что вся мощность нелинейного усилителя полностью расходуется на передачу сигнала через канал связи. Такой нелинейный усилитель можно рассматривать как нелинейное преобразование между передатчиком и приемником.

Отметим, что в полностью ортогональной системе (когда абоненты полностью синхронизированы при помощи набора канальных переносчиков) ортогональность сохраняется только, в том случае если канал является линейным. Иными словами, в идеальном линейном канале без затухания единственной помехой для приемника в этой системе будет тепловой шум при отсутствии межканальных помех или, как их еще называют [16], помех множественного доступа (ПМД; от англ. Multiple Acces Interference, MAI). Таким образом, с применением полосового фильтра или без фильтра на выходе усилителя, нелинейное преобразование разрушает ортогональность системы, что приводит к появлению межканальных помех в изначально ортогональной системе. В результате возрастает вероятность ошибки (BER), что в итоге приводит к снижению пропускной способности системы.

В работе Айена и Пиколза [45, 46] представлена сравнительно простая модель, позволяющая проанализировать уровень ошибок (BER) системы асинхронного доступа CDMA с «жестким ограничителем» при амплитудно-фазовой конверсией АМ/ФМ. В предлагаемой модели учитываются MAI и мешающий гармонический сигнал или их комбинация. В указанной работе амплитудно-амплитудная конверсия (АМ/АМ) в канале не была учтена.

Бэр [47] проанализировал двухпользовательскую систему с расширением спектра псевдослучайной последовательностью и жестким ограничителем в канале. Однако эффект помех множественного доступа не учитывался. Заметим, что в обеих работах рассматривались системы с малым количеством пользователей (один или два), таким образом, основным источником помех пользователю были собственные помехи за счет нелинейных искажений. В большинстве случаев жесткий ограничитель не является достаточно точной моделью для описания процессов, происходящих в выходном усилителе мощности, такая модель не учитывает эффекты амплитудно-фазовой конверсии (АФК).

В работах Чена [48] исследовалась асинхронная система CDMA. Основным методом анализа было компьютерное моделирование асинхронной

системы CDMA с межканальными помехами. В качестве модели амплитудной нелинейности использованы полиномы 3-й степени. Полученные результаты ограничиваются лишь рассчитанным ОСШ.

Работа Архипкина [49] посвящена анализу асинхронных систем связи с МДКР и влиянию нелинейных искажений на уровень межканальных помех в приемо-передающем тракте. Для анализа авторами выбрана сигнально-кодированная конструкция с ФМ-2 модуляцией в каждом канале, а в качестве математической модели нелинейного радиотракта используются полиномы, описанные в [50]. Расчет и оценка уровня межканальных помех выполнены двумя методами: на основе одномерных законов ПРВ мгновенных амплитуд сигнала на входе и выходе нелинейного усилителя; а также приводят оценки абонентской емкости системы с использованием корреляционного анализа (рис. 1.8).

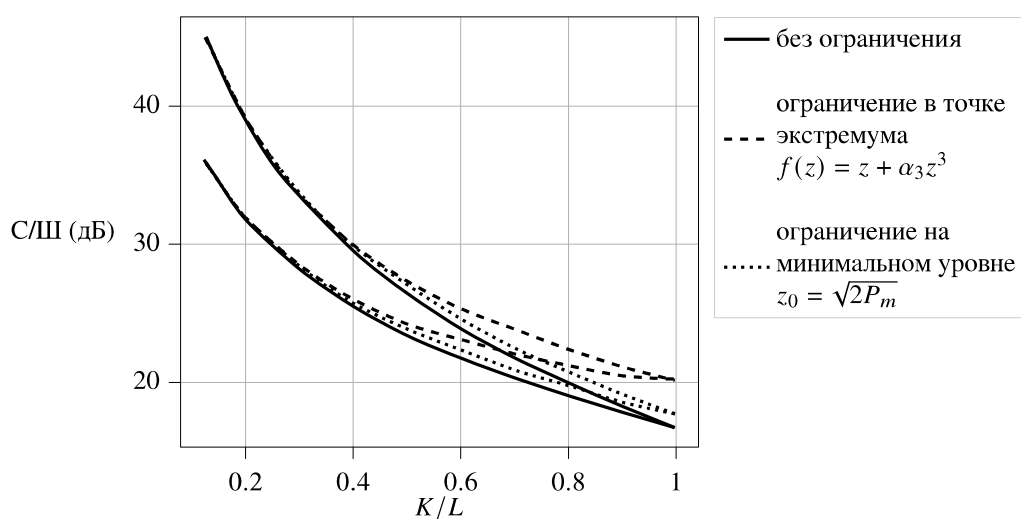


Рис. 1.8 Кривые помехоустойчивости при разном количестве каналов [15]

В работе Горгадзе [51] было показано, что спектр аддитивной интермодуляционной помехи зависит от кусочно-непрерывной огибающей группового сигнала. Доказано, что при асинхронной передаче абонентских сигналов помеха представляет собой сумму аperiодических случайных процессов, а её интенсивность и ширина спектра увеличиваются с числом абонентов, а также получены аналитические выражения для спектра помехи (рис. 1.9).

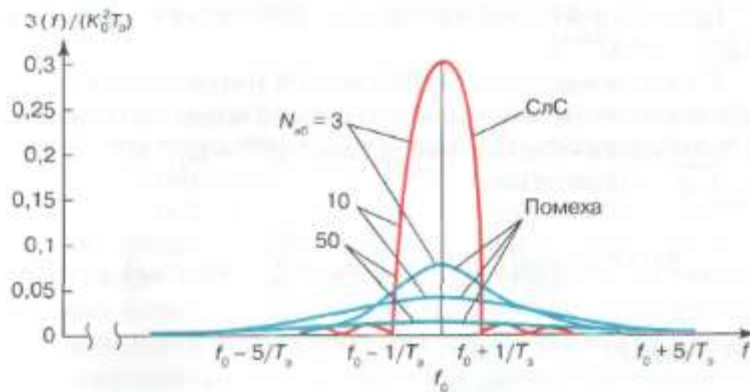


Рис. 1.9 Нормированные энергетические спектры совокупности полезных сигналов и интермодуляционной помехи при различных значениях N_{ag} [16]

В работах Илтиса [52, 53] предложен метод совместной локализации и связи для сети радиосвязи на основе DS-CDMA (с кодами Голда, 10 млн. чип/с) с использованием многоантенного MIMO-радара. Предложен алгоритм обобщенного последовательного вычитания помех (GSIC), основанный на последовательной компенсации и использовании байесовского информационного критерия. Разработана система радионавигации, использующая сверхширокополосные радиосигналы (СШПС, от англ. Ultra-Wide Band, UWB) для определения расстояний между узлами и инерциальные измерительные блоки (IMU) для получения оценок положения. Как показано во-второй работе автора [53] ключевой проблемой в такой системе является получение двухкоординатных (дальность и угол места) или трехкоординатных (включая высоту) оценок положения из нелинейных измерений СШПС дальности и комплексирование этих оценок с оценками полученных от инерциальных датчиков (IMU). Для решения задачи определения положения по дальности предложен алгоритм Steepest Descent Random Start (SDRS), который справляется с не выпуклостью функции правдоподобия, возникающей в неблагоприятных топологиях узлов и нелинейный алгоритм Гаусса-Зейделя для кооперативной радиолокации, среднеквадратическая ошибка положения составила менее 6 м. через 10 минут измерений, что сопоставимо с точностью коммерческих GPS-систем, несмотря на

наблюдаемую нестабильность в отдельных сценариях, например вдали от приемо-передающих пунктов или при отсутствии прямой видимости.

В серии статей Халифа и Кассаса [54, 55] посвящены навигации с использованием сигналов сотовой связи стандарта IS-95 CDMA. В первой части [55] разработана архитектура программно-конфигурируемого радио (ПКР; от англ. Software Defined Radio, SDR), для дальномерных измерений. Во второй части [54] проведен анализ ошибок и производительности навигации в присутствии специфических источников ошибок сотовой связи, в частности, нарушения синхронизации. Предложены нижние границы на ошибку измерения координат, представлены экспериментальные результаты для наземного транспортного средства и БПЛА, показывают улучшение средней оценки дальности по СКО на 5.51 м (при идеальной синхронизации) по сравнению с GPS и улучшение СКО на 10.57 м (стационарный объект) и 7.04 м (движущийся объект) при учете неидеальной синхронизации.

В работах Фокина [56, 57] систематизированы сценарии и вероятностные модели позиционирования в сетях радиосвязи. Для современных и перспективных сетей радиосвязи обоснованы ключевые факторы, существенно влияющие на точность позиционирования в сетях связи [58]: переход в терагерцовый диапазон, использование широкополосных и сверхширокополосных радиоканалов, применение систем многоантенных систем (от англ. Ultra Massive MIMO, UM-MIMO) с составными массивами антенных решеток (от англ. AOSA), а также учет эффектов ближней зоны (от англ. Near Far, NF) и др.

Ни в одной из представленных работ не проанализированы общие свойства системы МДКР с точки зрения вероятности ошибки (BER) и пропускной способности для различных схем модуляции данных и различных расширяющих кодов. В них получены лишь решения для частных случаев. Ни в одной из работ не содержится подробное описание влияния нелинейности на синхронные системы МДКР. Последствия АМ/АМ и АМ/ФМ конверсии на ПРС-МДКР системы ФМп и КАМ модуляцией сигналов не были

смоделированы и детально проанализированы раньше, хотя моделирование было проведено для ПРС-МДКР сигналов с ФМ-2 и ФМ-4 модуляцией. Таким образом, хотя известно, что нелинейности группового тракта оказывают существенное влияние на производительность систем ПРС-МДКР, до сих пор не было получено количественных значений позволяющих оценить влияние АМ/АМ и АМ/ФМ искажений на групповые и канальные сигналы систем сетей радиосвязи, а также не было предложено способов снижения этого влияния.

Большинство перечисленных работ посвящены анализу асинхронных систем МДКР. Синхронные системы МДКР могут обеспечить потенциально более высокую спектральную эффективность, поэтому их исследование представляет особый интерес.

В этой работе оценивается эффективность синхронной системы КАМ-М с МДКР при наличии нелинейных искажений. Сигналы ПРС-МДКР имеют большой пик-фактор и поэтому сильно подвержены влиянию нелинейных искажений. Выполнено имитационное моделирование и представлены аналитические оценки комбинированного воздействия нелинейных искажений, а также других видов помех. Полная параметрическая оценка эффективности позволит разработать новые методы снижения уровня возникающих искажений, а также провести оценку реальной помехоустойчивости и сформулировать технические требования к групповым трактам сетей радиосвязи и передачи данных на основе ПРС-МДКР для СУДС.

Объектом исследования является синхронная сеть радиосвязи с КАМ и МДКР, подробно описанная далее в главе 2. Рассматриваемые модели нелинейности также описаны в главах 2 и 3. Полученные результаты, кроме как в наземных сетях радиосвязи, также могут применяться и для других систем на основе МДКР.

1.4.2. Обзор теоретических исследований по методам и алгоритмам определения координат и параметров движения судов

Задача обработки измерительной информации в автономной навигационной системе измерения может включать в себя следующие измерения: азимут, мощность и частоту сигналов от нескольких судов, представленных в виде пространственной матрицы параметров Λ . Такое представление позволяет интегрировать различные методы обработки (пеленгационные, энергетические, частотные и их комбинации) для кооперативной и более точной оценки траекторных параметров судна.

Для формализации используется блочная матричная модель, где структура измерений задаётся матрицей состояния Λ , учитывающей наличие или отсутствие различных видов информации показаны в табл. 1.4. Основной целью же является получение вектора оценок траекторных параметров (например, координат, скорости, углов и времени до швартовки или приближения к берегу) с требуемыми характеристиками точности и надёжности, предъявляемыми к системе СУДС-П.

Таблица 1.4

Методы обработки локационной информации

Матрицы состояний			Методы обработки локационной информации
Λ_β	Λ_p	Λ_f	
1	0	0	Пеленгационные
0	1	0	Энергетические (мощностные)
0	0	1	Частотные
1	1	0	Пеленгационно-энергетические
1	0	1	Пеленгационно-частотные
0	1	1	Частотно-энергетические
1	1	1	Пеленгационно-энергетические-частотные

Обработка информации сводится к построению операторов преобразования, которые могут работать как с полной, так и с частичной измерительной информацией. Поэтому особое внимание необходимо уделять устойчивости алгоритмов к структуре и объёму исходных данных. В качестве

подходов могут быть использованы вероятностные методы оценки, такие как метод максимального правдоподобия и метод наименьших квадратов.

Предложенная модель (табл. 1.4) позволяет унифицировано описывать различные варианты обработки и обеспечивает основу для построения оптимальных алгоритмов в условиях априорной неопределённости и сложной (см. рис. 1.4) радионавигационной обстановки.

1.4.3. Выбор общих показателей качества системы связи

Для оценки систем связи обычно формируют набор показателей качества, который оценивает основные качества системы связи:

- эффективность – насколько система решает поставленные задачи;
- качество – характеристики надёжности, скорости передачи, достоверности и др.;
- технические параметры – конкретные технические характеристики.

Критерии – это правила, позволяющие на основе показателей определить соответствие системы ее цели. То есть эффективность определяется целями системы: для каждой решаемой задачи выбирают свои критерии (например, скорость, скрытность или устойчивость к помехам). Выбранные показатели качества должны отражать требования к системе.

Известны различные показатели, которые могут быть использованы для оценки эффективности.

1. Спектральная эффективность. Параметр, показывающий насколько эффективно используется выделенный частотный ресурс. Он определяется как отношение скорости передачи данных к ширине полосы частот [16, 59]. Чем выше спектральная эффективность, тем больше пользователей можно обслуживать в данной полосе частот. Повышение спектральной эффективности радиосистем наиболее оправданно с экономической точки зрения [60]. В [16] подчеркивается важность спектральной эффективности для оценки емкости системы, особенно в условиях ограниченного спектрального ресурса.

2. Помехоустойчивость. ШПСС с МДКР обладают большой помехоустойчивостью по сравнению с классическими методами разделения каналов (ВРК, ЧРК). Однако значительно снизить помехоустойчивость таких систем может проблема «ближний-дальний» [16], нарушение ортогональности сигналов, вызванное нарушением синхронизации [61] или нелинейными искажениями сигналов [62].
3. Энергетическая эффективность. Отношение объема переданной информации к затраченной энергии [30, 63]. Этот показатель становится все более важным с развитием автономных устройств, работающих от аккумуляторов.
4. Сложность реализации. Вычислительная сложность алгоритмов и сложность реализации «в железе» [16, 30, 63]. Этот параметр влияет на стоимость системы и возможность реализации, а в конечном итоге на скорость обработки и передачи данных. В [16] указывается на одну реализационную проблему: так, например, ключевой операцией алгоритма минимума средней квадратической ошибки (МСКО) является обращение корреляционной матрицы наблюдений R , для которой абоненту нужно знать каналные переносчики всех абонентов системы связи. Похожие сложности могут возникнуть и при декодировании сигналов с ПВК. Этот критерий можно сформулировать, как

$$i^* = \arg \min_i \mathcal{O}(t_i(n)),$$

т. е. выбор алгоритма с наименьшей асимптотической вычислительной сложностью за фиксированное время, $t_i(n)$ – функция времени выполнения при размере входных данных n .

5. Точность оценки параметров системы связи на этапе проектирования. В [64] показана необходимость точной оценки параметров сигнала, таких как ширина спектра и комплексные амплитуды, для эффективной работы радиосистем с прямым расширением спектра. А выработка адекватной модели группового сигнала существенно влияет [29] на поиск компромисса

между точностью синхронизации, эффективностью демодуляции и ее вычислительной сложностью.

Помимо перечисленных основных показателей эффективности, при выборе критерия могут учитываться также и показатели качества, например:

- устойчивость системы к замираниям, многолучевости и другим мешающим факторам;
- требования к качеству обслуживания;
- радиоэлектронная скрытность систем и т.д.

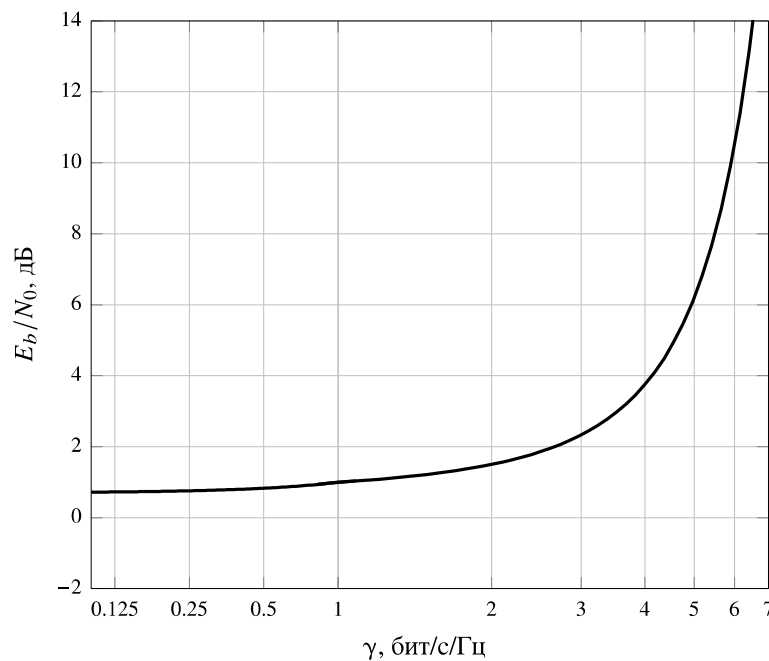


Рис. 1.10 Соотношение между спектральной и энергетической эффективностью

Показатели спектральной и энергетической эффективности взаимно связаны [30] (ф1.58) (рис. 1.10)

$$h_b^2 = \frac{2^\gamma - 1}{\gamma}, \quad (1.1)$$

т. е. увеличение энергетической эффективности h_b^2 приводит к снижению спектральной эффективности γ . Граница Шеннона на рисунке показывает максимально достижимую спектральную эффективность при заданной энергетической эффективности. А значения на границе Шеннона соответствуют идеальной системе передачи, где вероятность ошибки стремится к нулю. Реальные системы не могут достичь этой границы, но

стремятся приблизиться к ней (рис. 1.11). Другими словами, невозможно достичь максимальных значений обоих показателей (h_b^2 и γ) одновременно. При проектировании систем радиосвязи необходим компромисс, т. е. выбор оптимального соотношения между спектральной и энергетической эффективностью в зависимости от функциональных требований, предъявляемых к системе.

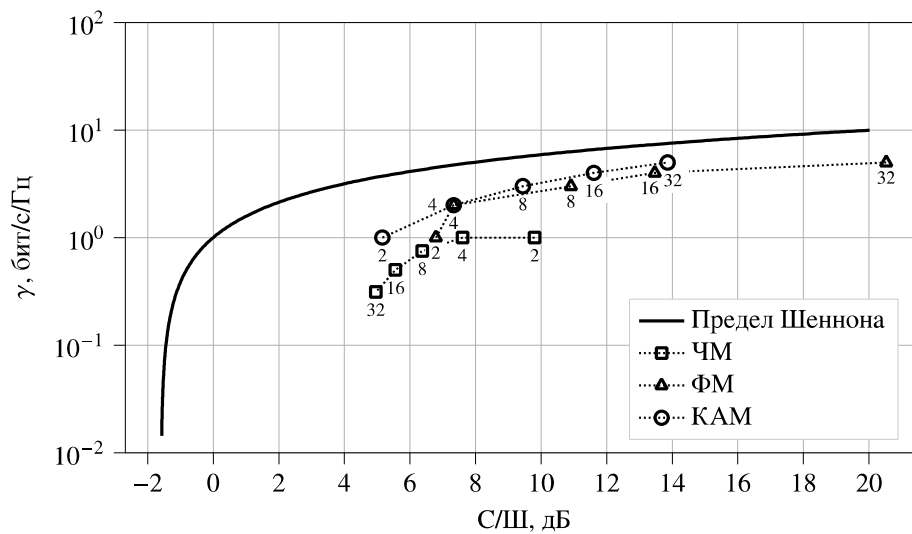


Рис. 1.11 Спектральная эффективность цифровых многопозиционных видов модуляции

На рис. 1.11 показана рассчитанная зависимость спектральной эффективности γ (в бит/с/Гц) от ОСШ (здесь – отношение энергии на бит к спектральной плотности шума E_b/N_0 в дБ) для трех видов цифровой многопозиционной модуляции: фазовой (ФМ), квадратурной амплитудной (КАМ) и частотной (ЧМ). В качестве ориентира также нанесён теоретический предел Шеннона для канала с аддитивным гауссовским шумом, определяемый из $\gamma = \log_2(1 + E_b/N_0)$. Рассчитанные экспериментальные точки соответствуют уровню битовой ошибки $P_E = 10^{-3}$ (график рассчитан без использования помехоустойчивого кодирования), рядом с полученными точками цифрами подписана позиционность модуляции (M). Из рисунка видно, что КАМ обеспечивает наилучшее соотношение между γ и требуемым ОСШ. ФМ имеет меньшее γ по сравнению с КАМ, но лучшую

помехоустойчивость при малом числе уровней M . ЧМ обладает высокой помехоустойчивостью, особенно при малом M , но имеют меньшую γ , что делает целесообразным применение ЧМ в условиях низкого ОСШ и при отсутствии жёстких ограничений по полосе.

Для всех трех видов модуляции (рис. 1.11) с увеличением M растет γ , однако требуется более высокий уровень E_b/N_0 , что и говорит о снижении энергетической эффективности, согласно (1.1). Все три вида модуляции находятся на значительном расстоянии от предела Шеннона – это расстояние составляет от 5 до 10 дБ в зависимости от вида модуляции и M , что указывает на возможность использования помехоустойчивого кодирования и других методов для повышения эффективности систем.

1.4.4. Показатели эффективности систем позиционирования

Перечислим основные критерии эффективности систем определения местоположения:

- для количественной оценки точности используются различные методы, включая вероятностный подход ($P_{\text{ош}}(r)$ – вероятности определения положения объекта с заданной точностью) или другая разновидность этого критерия СКО оценки положения или дальности до объекта σ_R ;
- геометрический фактор, вычисляемый на основе ковариационной матрицы ошибок, служит более общим критерием оценки точности местоположения. Он вычисляется по следующей формуле:

$$\mathbf{K}_\Gamma = \frac{\sigma}{\sigma_R} = \frac{\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_h^2}}{\sigma_R} = \frac{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{K}_S)}}{\sigma_R},$$

где $\text{tr}(\mathbf{K}_S)$ – след матрицы,

$$\mathbf{K}_S = \sigma_R^2 (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \text{ – ковариационная матрица ошибок определения}$$

вектора координат ИРИ.

- нижняя граница Рао-Крамера позволяет определить минимально достижимую погрешность местоопределения:

$$\mathbf{K}_S = (\mathbf{G}^T \mathbf{K}_{\Delta\alpha}^{-1} \mathbf{G})^{-1}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{\partial Z_1}{\partial X} & \frac{\partial Z_1}{\partial Y} & \frac{\partial Z_1}{\partial H} \\ \frac{\partial Z_2}{\partial X} & \frac{\partial Z_2}{\partial Y} & \frac{\partial Z_2}{\partial H} \\ \frac{\partial Z_3}{\partial X} & \frac{\partial Z_3}{\partial Y} & \frac{\partial Z_3}{\partial H} \end{bmatrix},$$

где матрица частных производных:

$$\mathbf{K}_{\Delta\alpha} = \begin{bmatrix} D_1 & K_{12} & K_{13} \\ K_{12} & D_2 & K_{23} \\ K_{13} & K_{23} & D_3 \end{bmatrix}$$

- время, затрачиваемое на измерение.

$$K(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_n) = \arg \min_{T \rightarrow \min} \mathbf{K}_S$$

Критерий эффективности для локации определяется так: выбор 1-го наилучшего способа измерения из n возможных, который обеспечивает минимальную погрешность местоопределения при минимальном времени, затрачиваемом на измерение. При технической реализации выбранного критерия эффективности должны быть решены следующие задачи:

- разработка алгоритма для определения координат исследуемого объекта разными методами;
- оценка исходных данных для анализа точности алгоритма;
- определение временного интервала допустимого для работы каждого алгоритма (скорость измерения, скорость объекта);
- оценка точности полученных результатов, после чего выбор наиболее подходящего метода;
- анализ возможности применения априорных данных о характере движения объекта для улучшения точности расчётов.

Таким образом, исследуются следующие показатели качества для систем связи: помехоустойчивость при наибольшей спектральной эффективности, минимальная погрешность измерения при минимальном времени измерения.

1.5. Выводы к главе 1

1. Представлен анализ современных методов и систем радиосвязи, показаны задачи решаемые СУДС, а также рассмотрены основные проблемы их применения в системах автономного судовождения (САС и СУДС).

2. Предложена концепция системы совместной навигации и связи для группы беспилотных судов (буксиров), обеспечивающая связь с как минимум двумя береговыми пунктами управления во всей акватории порта.

3. Рассмотрена инфраструктура береговых (портовых) автономных многопозиционных навигационных систем (АНС), которые включают в себя радиолокационные станции, видеокамеры, оптические, а также автоматизацию навигации.

4. Проанализированы способы и технологии, используемые при организации МОСС. Приведена классификация используемых и перспективных технологий связи и навигации для СУДС. Отмечена возможность применения систем с МДКР и НОРК для организации множественного доступа в сетях связи.

5. Рассмотрены и обоснованы ключевые показатели эффективности для сетей радиосвязи и систем позиционирования. В качестве показателей эффективности для сетей радиосвязи рассмотрены: спектральная эффективность, помехоустойчивость, энергетическая эффективность, сложность реализации и точность оценки параметров системы. В качестве показателей эффективности для систем позиционирования рассмотрены: точность определения местоположения объекта, СКО ошибки измерения координат, геометрический фактор, нижняя граница Крамера-Рао и время проведения измерения.

Проведенный анализ позволил выявить ключевые проблемы и направления дальнейших исследований, что является научной основой для последующих частей работы, направленных на разработку новых методов и принципов исследования в области совместной навигации и связи при разработке СУДС-П. Определена актуальность проблемы и область исследований, произведена постановка задачи. В частности, определена необходимость получения более точных моделей характеристик объектов и явлений, а также разработки алгоритмов, учитывающих особенности морской среды и требования к безопасности автономного судовождения.

ГЛАВА 2. Структура многопозиционной АНС и многоканальной МОСС и их сопряжение с наземными станциями

2.1. Разработка математической модели МОСС с МДКР

2.1.1. Базовые структурные схемы приемо-передающих трактов

В данной главе описывается МОСС на основе ПРС-МДКР и ее статистические характеристики. Система связи ПРС-МДКР упрощенно может быть представлена как разновидность системы с КАМ. Одним из наиболее распространенных способов ПРС в системах связи с МДКР является использование кодов Уолша в качестве канальных переносчиков, поэтому далее будем рассматривать именно этот способ.

Рассмотрим N -канальный мультиплексор ПРС-МДКР на основе функций Уолша (рис. 2.1). Выделение сигналов отдельных абонентов из группового сигнала, реализуется с использованием корреляционного детектора сигналов по критерию максимума апостериорной вероятности (МАВ; от англ. maximum a posteriori probability, MAP) [65].

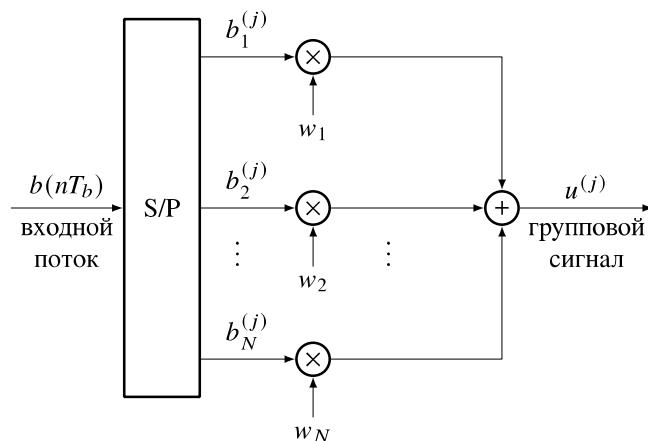


Рис. 2.1 Мультиплексор ПРС-МДКР с кодами Уолша

S/P – конвертор последовательного кода в параллельный

Будем считать, что на вход модулятора функций Уолша поступает поток информационных бит $+1$ с вероятностью q_+ и -1 с вероятностью $q_- = q_+ - 1$.

Базис Уолша равен N , где N – степень двойки. Каждый входной информационный символ умножается на соответствующий канальный переносчик, полученные последовательности складываются почипово (рис. 2.1).

2.1.2. Сигнально-кодовые конструкции, используемые в системах ПРС-МДКР

Структурная схема, поясняющая процесс мультиплексирования при базисе Уолша $N = 4$ показана на рис. 2.2. T_b – длительность бита, T_c – длительность чипа, $R_b = 1/T_b$ – частота следования информационных бит, $R_d = 1/T_d$ – частота следования бит после последовательно-параллельного преобразования, $R_c = 1/T_c$ – частота следования чипов (расширяющей последовательности Уолша). Тогда $T_s = T_c = T_b = T_d/N$ и выход последовательно-параллельного конвертера имеет частоту следования R_s равную частоте следования бит R_b .

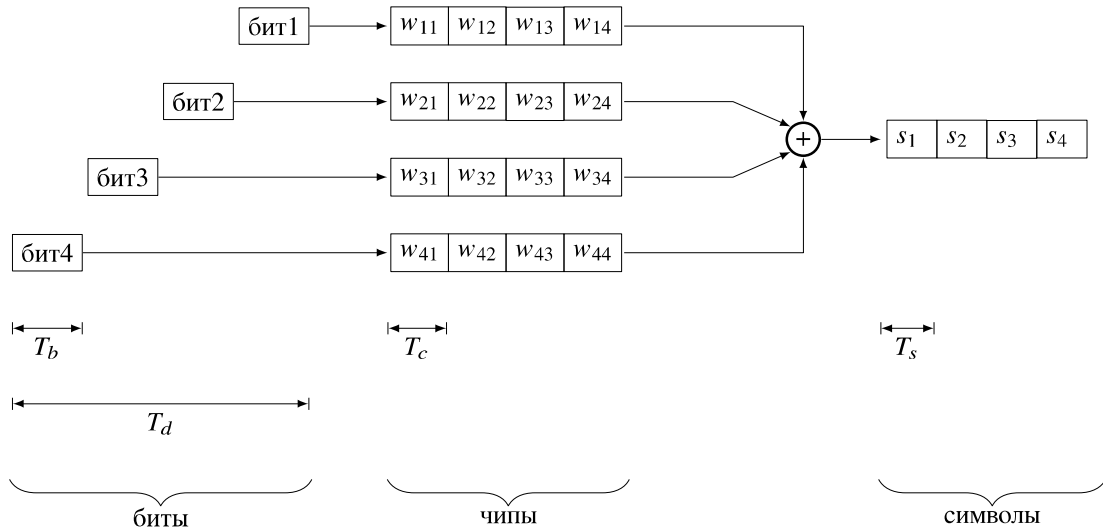


Рис. 2.2. Процесс мультиплексирования ПРС-МДКР с кодами Уолша

Мгновенные амплитуды символов на выходе мультиплексора (рис. 2.2), принимают значения:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i(t - kT_s - T_d) w_i(t - T_d) \quad t \geq T_d, \quad (2.1)$$

где $n = 0, 1, \dots, \infty$,

$$k = 0, 1, \dots, N - 1,$$

w_i – значения кодов из матрицы Уолша,

b_i – информационные «биты» (± 1) (рис. 2.2).

Если учесть, что значения амплитуд чипов группового сигнала меняются в фиксированные моменты времени, тогда (2.1) примет вид

$$s(nT_d + kT_c) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i(nT_d) w_i(nT_d + kT_c). \quad (2.2)$$

Коды Уолша (при базисе $N = 8$) показаны в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Матрица кодов Уолша

	$k = 0$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$	$k = 7$
$w_1(t + kT_c)$	1	1	1	1	1	1	1	1
$w_2(t + kT_c)$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
$w_3(t + kT_c)$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
$w_4(t + kT_c)$	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
$w_5(t + kT_c)$	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
$w_6(t + kT_c)$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1
$w_7(t + kT_c)$	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
$w_8(t + kT_c)$	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

На рис. 2.3 показано дискретное РВ мгновенных амплитуд чипов группового сигнала ПРС-МДКР с кодами Уолша (при $N = 4, 8, 16, 32, 64$) на выходе мультиплексора, а также соответствующие им ПРВ гауссовских приближений.

При базисе ортогональности $N = 64$ вероятность появления чипа $P(s_i = 63) = P(s_i = -63) = 5,4210 \cdot 10^{-20}$, а вероятность появления чипа с амплитудой равной ± 1 $P(s_i = 1) = P(s_i = -1) \approx 0,1$, т. е. вероятности появления амплитуд расположенных на хвостах распределения малы.

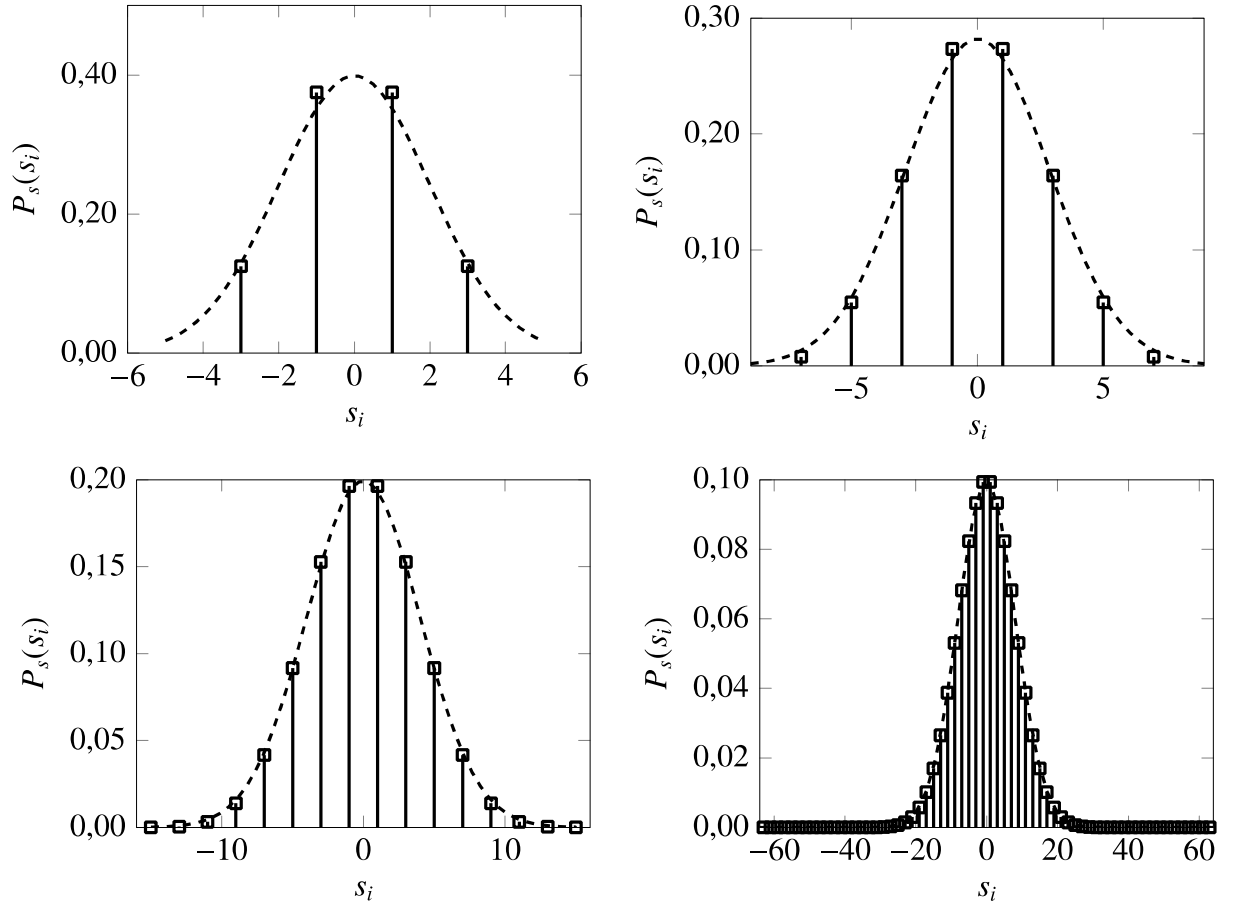


Рис. 2.3 РВ амплитуд чипов и ПРВ гауссовского приближения для $N = 4, 8, 16, \dots, 64$

2.1.3. Разработка математической модели группового сигнала ПРС-МДКР

Мгновенное значение амплитуды группового сигнала можно выразить следующим образом:

$$s(n, k) = \sum_{i=0}^{N-1} X_i[n] w_{i,k}, \quad (2.3)$$

где для удобства записи $s(n, k) = s(t)|_{t=nT_d+kT_s}$, $X_i[n]$ – случайная величина с принимающая значения ± 1 , $i = 0, 1, \dots, N-1$, $w_{i,k}$ – значение принимаемое i -й функцией Уолша в $t = nT_d + kT_s$.

Если значения $w_{i,k}$ являются постоянными, то сигнал на выходе мультиплексора можно представить просто как сумму случайных переменных $Y_i = \sum_{i=0}^{N-1} X_i[n]$. Если k постоянно, тогда $X_i[n]w_{i,k}$ также принимает значения ± 1 с вероятностями q и $1-q$ (т.к. $X_i[n]w_{i,k}$ и $X_i[n]$ имеют одинаковое распределение).

Вероятность того, что $s(n,k)$ примет значение, равное l

$$P\{s(n,k)=l\} = \begin{cases} \binom{N}{(N+l)/2} 2^{-N} (N+l)/2; & l \leq N \\ 0; & l > N \end{cases} \quad (2.4)$$

Как показано в [66] для некоторых значений l из (2.4) можно использовать гауссовское приближение:

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{x^2}{2}\right], \text{ и } P[s(n,k)=l] \simeq \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{N}} \phi\left(\frac{l}{\sqrt{N}}\right); & \text{при } (N+l)/2, l < N \\ 0 & \end{cases}$$

где $l \in \{-N, -N+2, \dots, N-2, N\}$.

2.1.4. Детектор по критерию максимального правдоподобия

В этом разделе описывается групповой тракт исследуемой системы радиопередачи. Групповой сигнал ПРС-МДКР на выходе канального мультиплексора – суть многоуровневый импульсный сигнал. В конце раздела приводятся результаты компьютерного моделирования для схемы с МП- и МАВ-детектором.

Рассмотрим групповой тракт системы радиопередачи информации, показанный на рис. 2.4.

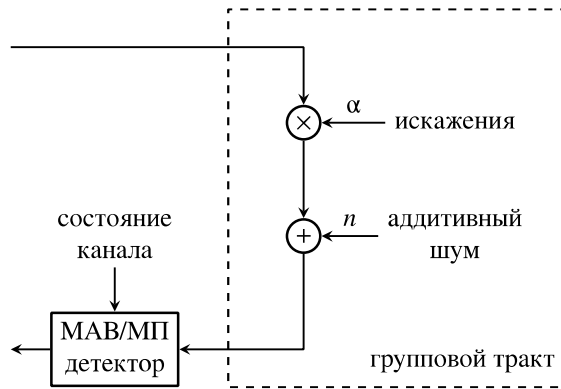


Рис. 2.4 Групповой тракт системы передачи информации

Пусть на выходе канального мультиплексора на основе функций Уолша формируется групповой сигнал с M различными амплитудами. Рассмотрим случай, когда $M=N+1$. Допустимые значения амплитуд группового сигнала

показаны на рис. 2.5, где передается чип с амплитудой 1 (т. е. передается и нулевая функция Уолша), а кодовое расстояние равно d .

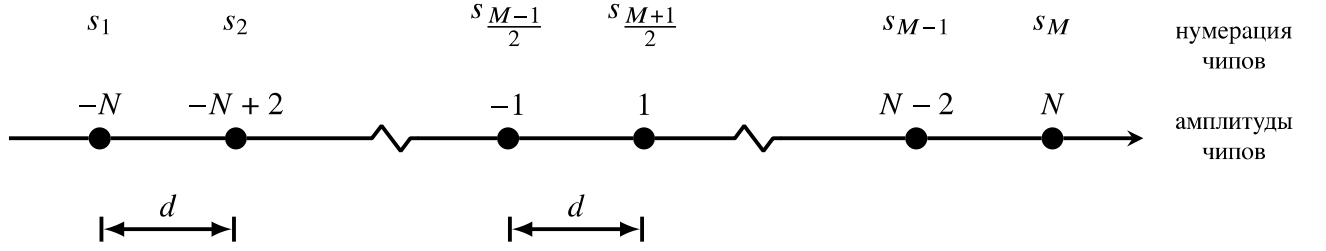


Рис. 2.5 Амплитуды группового сигнала ($M = N + 1$)

Если передается чип с амплитудой s_i и вероятностью $P[s_i]$ через канал с аддитивным шумом и нелинейными искажениями при когерентном детектировании на приеме, на входе решающего устройства (РУ) амплитуда чипа будет описываться выражением:

$$r_j = \alpha s_i + n, \quad (2.5)$$

где α – случайная величина, определяющая ослабление сигнала,

n – гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $N_0/2$.

На приемной стороне в РУ будет принято решение о приеме чипа амплитудой s_j на основе минимизации величины

$$m(s_j | r_j, \alpha) = |r_j - \alpha s_j| \quad (2.6)$$

или

$$m(x | r, \alpha) = \sum_{i=1}^n |r_i - \alpha x_i|^2 \quad \text{или} \quad m(x | r) = \sum_{i=1}^n |r_i - x_i|^2.$$

2.1.5. Чиповая вероятность ошибки

Обозначим $P_{\text{чип}}(s_j \neq s_i | s_i)$ как условную вероятность чиповой ошибки – вероятность прием чипа s_j при передаче s_i . Тогда согласно формуле полной вероятности несовместных событий [67]:

$$P_{\text{чип}} = \sum_{i=1}^M P_{\text{чип}}(s_j \neq s_i | s_i) P[s_i]. \quad (2.7)$$

Верхнюю границу условной вероятности чиповой ошибки можно выразить, как попарную вероятность $P(s_j | s_i)$ – прием s_j при передаче s_i :

$$P_{\text{чип}}(s_j \neq s_i | s_i) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M P_{\text{чип}}[s_j | s_i].$$

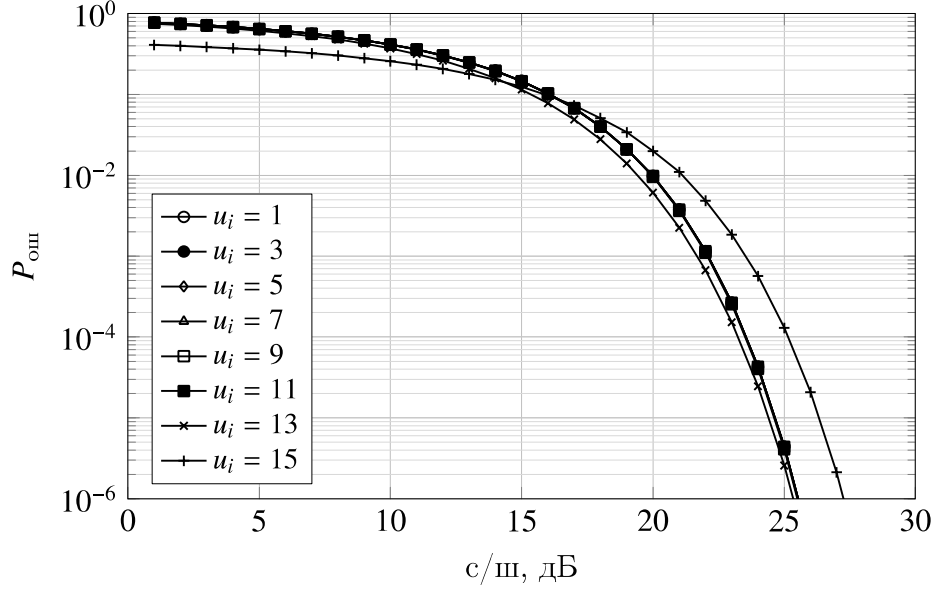


Рис. 2.6 Условные вероятности чиповой ошибки при $u = 1, 3, 5, 7, 9, 11$ в зависимости от ОСШ

Можно показать, что попарная вероятность чиповой ошибки $P(s_j | s_i)$ равна (прил. 1)

$$P(s_j | s_i) = \frac{1}{2} \left[\text{sign}(v_{ij}) \sqrt{\frac{\bar{\gamma} v_{ij}^2}{2k + \bar{\gamma} v_{ij}^2}} - \text{sign}(v_{ij}) \sqrt{\frac{\bar{\gamma} u_{ij}^2}{2k + \bar{\gamma} u_{ij}^2}} \right], \quad (2.8)$$

где $\bar{\gamma}$ – ОСШ (E_s/N_0), а средняя энергия одного чипа определяется из

$$E_s = \sum_{i=1}^M |s_i|^2 P[s_i], \quad (2.9)$$

где величины u_{ij} и v_{ij} имеют вид:

$$k = \sum_{i=1}^{\frac{M-1}{2}} (2i-1-M)^2 P[s_i],$$

$$u_{ij} = \begin{cases} 2(j-i)-1, & j \neq 1; \\ -\infty, & j = 1; \end{cases}$$

$$v_{ij} = \begin{cases} 2(j-i)+1, & j \neq M; \\ \infty, & j = M. \end{cases}$$

По формуле (2.8) был выполнен расчет средней вероятности чиповой ошибки при воздействии БГШ в зависимости от ОСШ на входе РУ, рассчитанные зависимости представлены на рис. 2.7.

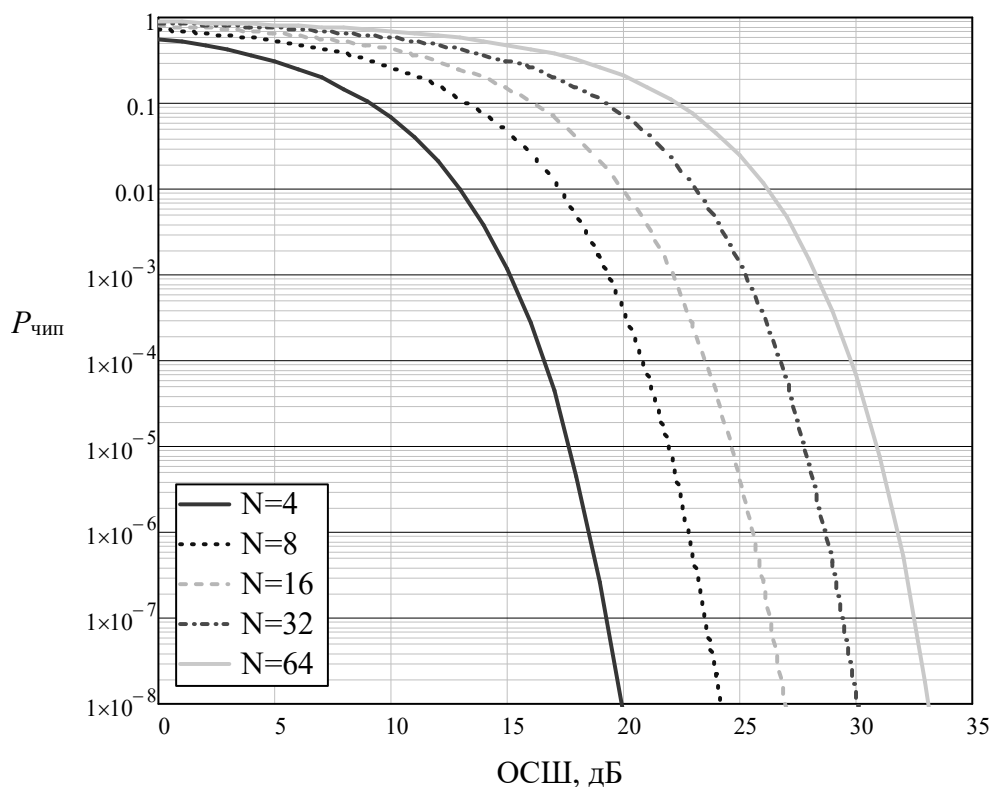


Рис. 2.7 Кривые помехоустойчивости при почиповом приеме

Вероятность чиповой ошибки (P_s) и вероятность битовой ошибки (P_b) при использовании детектора максимального правдоподобия (МП) [65], являются также и нижней границей для вероятности ошибки при использовании МАВ-детектора. Для вычисления P_s не требуется условная вероятность $P(s_j | s_i)$, но $P(s_j | s_i)$ удобна при оценке P_b .

2.1.6. Битовая вероятность ошибки

Важно отметить, что использование ШПС не дает выигрыша в помехоустойчивости при наличии в канале только тепловых шумов (напр. АБГШ); любое значение ОСШ, достаточное для узкополосной системы, остается таким же и для ШПСС.

Для установления зависимости между массой искажений, чиповой вероятностью ошибки (в режиме почипового приёма) и битовой вероятностью ошибки (P_b) необходимо определить взаимосвязь между ОСШ и вероятностью ошибки на символ для выбранной схемы модуляции. Кроме того, для вычисления битовой вероятности ошибки требуется установить, как амплитуда чипа группового сигнала соотносится с передаваемым информационным сигналом. [68].

Рассмотрим цифровую систему передачи информации с ПРС-МДКР, построенную на основе N ортогональных функций Уолша. Размер базиса Уолша примем равным количеству используемых функций N . Количество каналов также равно N , каждому каналу соответствует один канальный переносчик. Рассмотрим N информационных сигналов b_i ($0 \leq i \leq N-1$), расширяемых сигналами Уолша. Расширяющие последовательности Уолша обозначим как w_i . T_b – период информационного сигнала, T_c – период чипа. Возможные амплитуды чипов на выходе модулятора Уолша показаны на рис. 2.3. Амплитуда чипа передаваемого группового сигнала в момент времени $t = nT_d + kT_c$ равна

$$s(nT_d + kT_c) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i(nT_d) w_i(nT_d + kT_c).$$

Амплитуду чипа на входе РУ можно выразить, как

$$\tilde{s}(t) = s(t) + q(t),$$

где $q(t)$ – принимает значения $-2N, -2N-2, \dots, -2, 0, 2, \dots, 2N-2, 2N$ в моменты $t = nT_d + kT_c$ с вероятностями $P[q = -2N], P[q = -2N + 2] \dots P[q = 2N]$. Из выражения (2.8) для условной вероятности чиповой ошибки (SER), можно получить РВ величины $q(t)$ в моменты времени:

$$P[q(nT_d + kT_c) = 2j] = \begin{cases} \sum_{\substack{i=1 \\ 1 \leq i+j \leq N+1}}^{N+1} P[s_{i+j} | s_i] P[s_i], & 1 \leq |j| \leq N \\ 1 - \left(\sum_{k=1}^N P[q(t) = 2k] + P[q(t)] = -2k \right), & i = 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

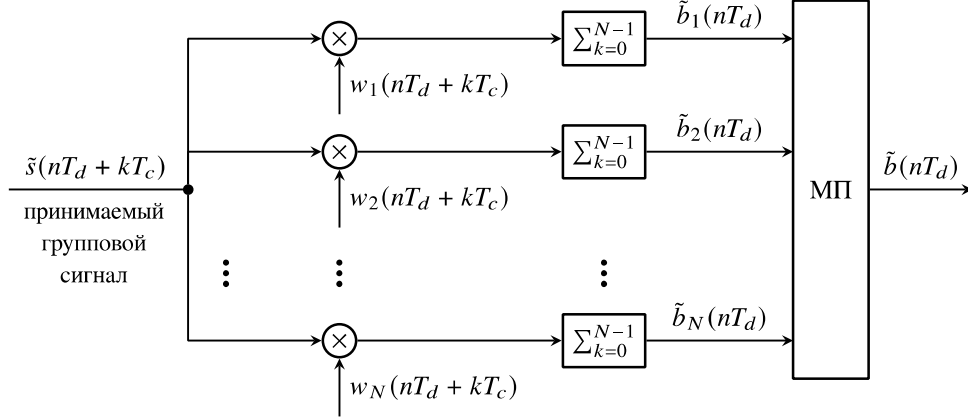


Рис. 2.8 Демодулятор на основе функций Уолша,
МП – мультиплексор

Пусть передаются N бит (информационных символов), сформированный на выходе мультиплексора (МП) многоуровневый групповой сигнал $s(t)$ далее передается по «групповому тракту» с КАМ или КФМ модуляцией, на приемной стороне после демодуляции из принятых амплитуд чипов группового сигнала при помощи МП или МАВ-детектора определяются значения переданных бит. При демодуляции сигналов Уолша, чтобы восстановить j -й информационный сигнал из последовательности амплитуд N чипов

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) \tilde{s}(nT_d + kT_c) &= \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) \left[\sum_{i=0}^{N-1} b_i(nT_d) w_i(nT_d + kT_c) + q(nT_d + kT_c) \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) b_i(nT_d) w_i(nT_d + kT_c) + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c) = \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} b_i(nT_d) \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) w_i(nT_d + kT_c) + \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c) \end{aligned}$$

Первое слагаемое будет равно $Nb_j(nT_d)$, так как

$$\sum_{i=0}^{N-1} b_i(nT_d) \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) w_i(nT_d + kT_c) =$$

$$\begin{aligned}
&= b_i(nT_d) \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) w_i(nT_b + kT_c)}_N + \underbrace{\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{N-1} b_i(nT_d) \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) w_i(nT_b + kT_c)}_0 \\
&= N b_j(nT_d).
\end{aligned}$$

Тогда

$$\sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) \tilde{s}(nT_d + kT_c) = N b_j(nT_d) + \sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c),$$

а битовая вероятность определяется выражением

$$\begin{aligned}
P_b &= P \left[\sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c) < -N \right] P["1"] \\
&+ P \left[\sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c) \geq N \right] P["-1"],
\end{aligned}$$

где

- $q(nT_d + kT_c)$ – случайная величина, чье РВ симметрично относительно нуля;
- расширяющая последовательность w_i принимает значения “–1” или “+1”.

Из этих двух замечаний следует, что $\sum_{k=0}^{N-1} w_j(nT_d + kT_c) q(nT_d + kT_c)$ представляет собой сумму из N независимых и имеющих одинаковое распределение СВ X_i , с функцией распределения $P[X]$.

Тогда битовая вероятность ошибки (P_b) определяется:

$$P_b = P \left[\sum_{k=0}^{N-1} X < -N \right] P["1"] + P \left[\sum_{k=0}^{N-1} X \geq N \right] P["-1"]$$

Если принять $P["1"] = P["-1"] = 1/2$, тогда с учетом симметрии функции распределения величины $\sum_{k=0}^{N-1} X$ получим выражение для нахождения битовой вероятности ошибки:

$$P_b = P \left[\sum_{k=0}^{N-1} X > N \right] + \frac{1}{2} P \left[\sum_{k=0}^{N-1} X = N \right], \quad (2.11)$$

где

$$P[X = 2i] = \begin{cases} \sum_{\substack{j=1 \\ i+j \leq N+1}}^{N+1} P[s_{i+j} | s_i] P[s_i] & 1 \leq |i| \leq N \\ 1 - 2 \sum_{k=1}^N P[X = 2k] & i = 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

Для нахождения вероятности битовой ошибки найдем выражение для функции распределения $Y = \sum_{k=0}^{N-1} X_k$, где $X_k = X$ $k = 0, 1, \dots, N-1$ суммы независимых случайных величин. Функция плотности суммы $N-1$ дискретных СВ представляет собой дискретную свертку функций распределения суммируемых величин:

$$P\left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k\right] = \underbrace{P[X] * P[X] \dots P[X]}_{N \text{ раз}}. \quad (2.13)$$

Окончательно P_b рассчитывается по (2.13), (2.11) и (2.8).

2.2. Анализ вариантов оценки местоположения, а также обработки измерений в многопользовательской системе радиосвязи

2.2.1. Применение метода наименьших квадратов для кооперативной обработки измерений в СУДС

В [25-33, 69, 70] рассмотрена применимость процедур калмановской фильтрации, сглаживания и прогнозирования для ряда априори заданных значений некоторых неизвестных в задаче определения координат подвижного объекта. Алгоритмы фильтра Калмана или одного из многочисленных его обобщений и модификаций [69, 70, 71] применяются при решении многих практических задач, включающих в себя управление движением в космическом пространстве, обработка траекторных измерений движения объектов, и др. фильтрация, так и прогнозирование и сглаживание случайных процессов.

В уравнении состояния, которое, как правило, линейно, ускорение играет роль входного управляющего воздействия. Имитация непредсказуемого характера ускорения цели может быть обеспечена

моделированием негауссовским коррелированным стационарным процессом. Вид функции плотности вероятностей определяется частотой появления того или иного значения ускорения; корреляционная функция зависит от предполагаемой длительности маневра цели. Калмановский фильтр не может быть непосредственно использован при такой модели, так как требует, чтобы возмущающие воздействия описывались гауссовским белым шумом. Более адекватным описанием ускорения является нестационарная модель, в которой математическое ожидание и дисперсия изменяются во времени, причем это изменение априорно непредсказуемо. Сказанное позволяет сделать вывод о целесообразности создания адаптивного фильтра, обеспечивающего работу с учетом неопределенностей модели ускорения цели. Фильтр Калмана предполагает линейную модель динамики (например, $x_k = F \cdot x_{k-1} + B \cdot u_k + w_k$), где ускорение рассматривается как управляющее воздействие или шум. Однако движение судов часто нелинейно из-за гидродинамических сил, инерции и внешних возмущений (волны, ветер и т.д.). Для таких систем лучше подходят модификации фильтра Калмана (Extended Kalman Filter, Unscented Kalman Filter, Particle Filter), а также суда медленно меняют состояние (скорость/ускорение) из-за чего фильтр Калмана может давать запаздывающие оценки из-за дискретного характера фильтрации.

Морские системы предотвращения столкновений должны обеспечивать заблаговременное предупреждение об опасности, так как время реакции, особенно для больших судов, таких как танкеры, очень велико [72]. Для навигации СУДС важна не только фильтрация первичных траекторных измерений, но и экстраполяция траектории судна. Экстраполяция – решает задачу предсказания состояния системы после того, как выполнено последнее возможное измерение. Экстраполяция позволяет «заполнить информационный пробел» о состоянии системы на интервале от момента последнего наблюдения z_N и вплоть до некоторого рассматриваемого момента времени z_k .

Существует несколько разновидностей фильтра Калмана (ФК): цифровой ФК, расширенный ФК, и др. [69, 71]. Одним из первых алгоритмов, который стал применяться для сопровождения объектов, был упрощенный вариант ФК, который называют альфа-бета фильтр (α - β - фильтр). α - β фильтр – это двухпараметрический рекурсивный цифровой фильтр (рис. 2.9), на выходе которого формируются значения сглаженных координат и скорости. в котором вычисляется ошибка между измеренными и экстраполированными координатами объекта. Параметры фильтра (весовые коэффициенты) α и β задают степень сглаживания. Такой фильтр применяется для экстраполяции и сглаживания измерений координат объекта. Экстраполированные координаты объекта рассчитываются по следующими уравнениям

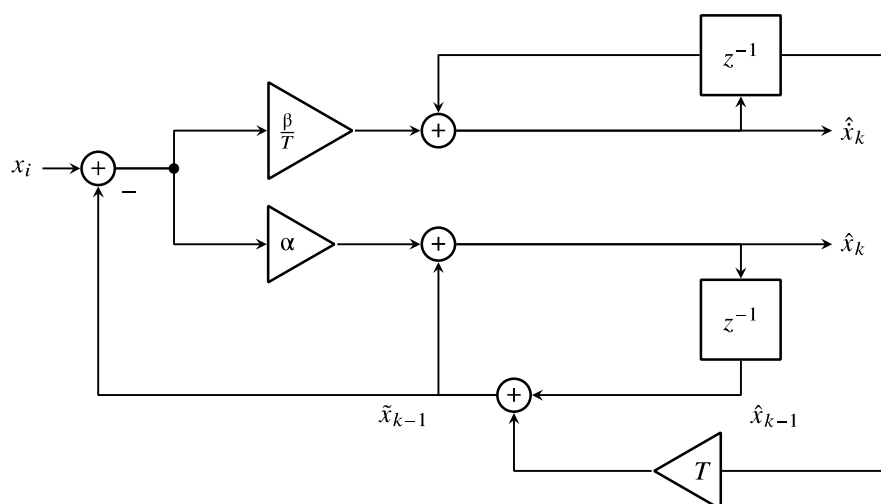
$$\begin{aligned}\tilde{x}_k &= \hat{x}_{k-1} + \hat{\dot{x}}_{k-1}T, \\ \tilde{\dot{x}}_k &= \hat{\dot{x}}_{k-1},\end{aligned}$$

а координаты на выходе фильтра (т.е. сглаженные):

$$\begin{aligned}\hat{x}_k &= \tilde{x}_k + \alpha[x_k - \tilde{x}_k], \\ \hat{\dot{x}}_k &= \tilde{\dot{x}}_k + (\beta / T)[x_k - \tilde{x}_k],\end{aligned}$$

где $\tilde{x}_k, \tilde{\dot{x}}_k$ – экстраполированная координата и скорость на k -м шаге; $\hat{x}, \hat{\dot{x}}$ – координата и скорость на выходе фильтра (сглаженная); $x_k, \dot{x}_k$ – измеренная координата и скорость; T – период дискретизации, α, β – весовые коэффициенты фильтра. Формулы записаны для координаты x , а для декартовых координат y и h формулы аналогичные. Весовые коэффициенты фильтра могут быть вычислены [72] следующим образом:

$$\alpha = \frac{2k(k-1)}{k(k+1)} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{6}{k(k+1)}.$$

Рис. 2.9 Структурная схема $\alpha\beta$ -фильтра

На рис. 2.10 приведена геометрия многопозиционной автономной радиотехнической навигационной системы для СУДС, ранее представленной в [73] (пространственное расположение ППП на рис. 2.10 носит иллюстративный характер и выбрано таким лишь для наглядной демонстрации введенных обозначений координат), с кооперативной обработкой дальномерных измерений, содержащей N приемо-передающих позиций (ППП), каждая позиция способна принимать сигналы от других ППП, и передавать собственные сигналы. Такая система представляет собой многопозиционный вариант реализации АНС с несколькими береговыми ППП. Причем ППП могут быть закреплены на матче или расположены под водой (т. е. ППП расположены на разной высоте). В общем случае в многопозиционных системах возможно использовать две группы измерений: N дальностей — $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_N$ и $N(N-1)$ суммарных расстояний — $\hat{R}_{\Sigma 12}, \hat{R}_{\Sigma 21}, \dots, \hat{R}_{\Sigma N(N-1)}$.

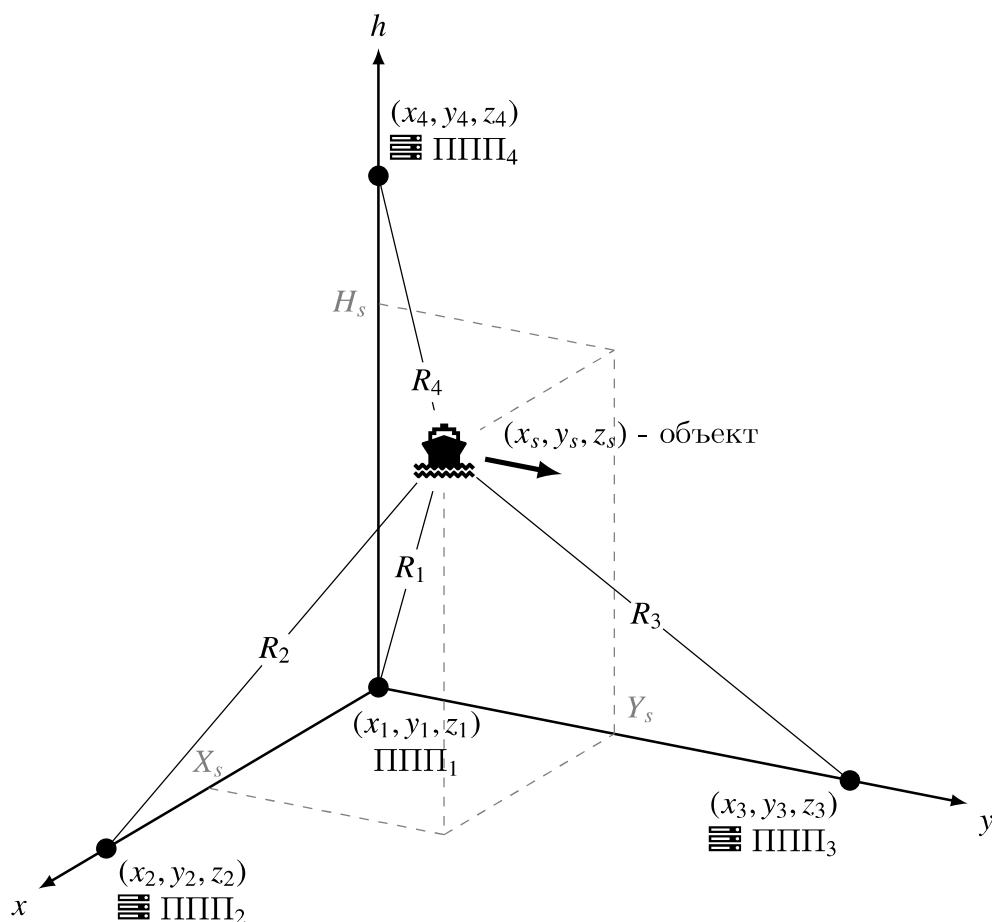


Рис. 2.10 Геометрия многопозиционной автономной радиотехнической системы навигации для определения местоположения судна (объекта)

Сформированные таким образом избыточные измерения целесообразно использовать для повышения точности оценивания искомых величин. Известно [74], что избыточность измерений по отношению к числу оцениваемых параметров (т. е. $N_{\text{измерений}} > N_{\text{параметров}}$) решает три взаимосвязанные задачи: обнаружение и устранение грубых погрешности за счёт взаимной проверки данных; повышение точности оценок за счёт статистического усреднения результатов; обеспечение количественной оценки погрешностей как первичных измерений, так и оценок параметров.

В теории избыточных измерений состояние системы в дискретном времени описывается при помощи методов цифровой обработки сигналов – системой линейных или нелинейных уравнений. Системы уравнений связывают входные и выходные величины с параметрами заранее известной

функции преобразования измерительного канала, формируя полную математическую модель его поведения. Такой подход позволяет не только автоматически уменьшать погрешности измерений даже при нелинейной и нестабильной характеристике сенсора или измерительного преобразователя, но и одновременно оценивать текущие значения параметров самой функции преобразования.

Представляет значительный интерес изучение способов повышения точности оценки неизвестных параметров при их одновременном измерении с использованием пространственно-разнесённых постов многопозиционной АНС. При наличии независимых друг от друга измерений, можно составить систему из линейных алгебраических уравнений относительно N неизвестных оценок дальностей, которая при $N \geq 3$ является существенно переопределенной [75]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{R}_1 = 1 \cdot R_1 + 0 \cdot R_2 + 0 \cdot R_3 + \dots + 0 \cdot R_N \\ \hat{R}_2 = 0 \cdot \tilde{R}_1 + 1 \cdot \tilde{R}_2 + 0 \cdot \tilde{R}_3 + \dots + 0 \cdot \tilde{R}_N \\ \vdots \\ \hat{R}_N = 0 \cdot R_1 + 0 \cdot R_2 + 0 \cdot R_3 + \dots + 1 \cdot R_N \\ \hat{R}_{\Sigma 12} = 1 \cdot R_1 + 1 \cdot R_2 + 0 \cdot R_3 + \dots + 0 \cdot R_N \\ \hat{R}_{\Sigma 21} = 1 \cdot R_1 + 1 \cdot R_2 + 0 \cdot R_3 + \dots + 0 \cdot R_N \\ \hat{R}_{\Sigma 13} = 1 \cdot R_1 + 0 \cdot R_2 + 1 \cdot R_3 + \dots + 0 \cdot R_N \\ \hat{R}_{\Sigma 31} = 1 \cdot R_1 + 0 \cdot R_2 + 1 \cdot R_3 + \dots + 0 \cdot R_N \\ \vdots \\ \hat{R}_{\Sigma N} = 0 \cdot R_1 + 0 \cdot R_2 + 0 \cdot R_3 + \dots + 1 \cdot R_N \end{array} \right. \quad (2.14)$$

Систему уравнений (2.14) можно представить в матричной форме:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{S}}, \quad (2.15)$$

где $\hat{\mathbf{H}}^T = \left\| \hat{R}_1 \hat{R}_2 \dots \hat{R}_N \hat{R}_{\Sigma 12} \hat{R}_{\Sigma 21} \hat{R}_{\Sigma 13} \dots \hat{R}_{\Sigma N} \right\|$ – матрица-строка размера $1 \times N^2$

исходные измерения дальностей и сумм расстояний;

$\mathbf{A}$ – матрица размера $N^2 \times N$, весовые коэффициенты матрицы $\mathbf{A}_{n,k} = 1$, если n -я неизвестная входит в k -е уравнение системы (2.14) и $\mathbf{A}_{n,k} = 0$, если не входит;

$\tilde{\mathbf{S}}^T = \left\| \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 \dots \tilde{R}_N \right\|$ матрица-строка размера $1 \times N$ искомые оценки дальностей.

Решив уравнение (2.15) методом наименьших квадратов, получим:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \left[\left(\mathbf{A}^T \mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^{-1} \right] \hat{\mathbf{H}}, \quad (2.16)$$

где

$$\mathbf{W} = \left\| \begin{array}{cccccc} \sigma_{R1}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \sigma_{R2}^2 & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & \sigma_{R\Sigma 12}^2 & & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \sigma_{R\Sigma N^2}^2 \end{array} \right\| \quad (2.17)$$

матрица размером $N^2 \times N^2$, на главной диагонали расположены дисперсии ошибок исходных измерений дальности и сумм расстояний, внедиагональные элементы характеризуют возможные корреляционные связи между соответствующими измерениями:

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_{11}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{N^2 N^2}), \quad \lambda_{nn} = \begin{cases} 1 & n\text{-е измерение активно} \\ 0 & \text{иначе} \end{cases} \quad (2.18)$$

диагональная вариационная матрица коэффициентов размера $N^2 \times N^2$, если соответствующее измерение n учитывается в кооперативной обработке $\lambda_{nn} = 1$, а если не учитывается $\lambda_{nn} = 0$.

Если для первичных измерений дальностей и сумм расстояний используются одинаковые сенсоры, можно предположить:

$$\sigma_{R1}^2 = \sigma_{R2}^2 = \dots = \sigma_{RN}^2 = \sigma_{R\Sigma 12}^2 = \sigma_{R\Sigma 21}^2 = \dots = \sigma_{R\Sigma N^2}^2 = \sigma_{R0}^2 \quad (2.19)$$

(для сокращения записи символ домика « $\wedge$ » над первичными измерениями дисперсий не показан). Тогда ковариационная матрица ошибок оценок неизвестных дальностей, будет иметь вид:

$$\mathbf{K}_{\hat{s}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \sigma_{R0}^2. \quad (2.20)$$

Для двух- и трехпозиционной системы матрицы $\mathbf{A}$, векторы $\hat{\mathbf{H}}^T$, $\tilde{\mathbf{S}}^T$ при $N=2$ и $N=3$ соответственно равны:

$$\mathbf{A}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \hat{R}_1 & \hat{R}_2 & \hat{R}_{\Sigma 12} & \hat{R}_{\Sigma 21} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \hat{R}_1 & \hat{R}_2 & \hat{R}_3 & \hat{R}_{\Sigma 12} & \hat{R}_{\Sigma 21} & \hat{R}_{\Sigma 13} & \hat{R}_{\Sigma 31} & \hat{R}_{\Sigma 23} & \hat{R}_{\Sigma 32} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

$$\tilde{\mathbf{S}}^T = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{R}_2 \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{S}}^T = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{R}_2 & \tilde{R}_3 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

2.2.2. Анализ влияния точности первичных дальномерных измерений на итоговую оценку дальности

Если в кооперативной обработке участвуют все измерения, то непосредственно из (2.16) с учетом (2.18), (2.21) и (2.23) можно получить [73] выражения для оценок дальностей относительно каждой из позиций для двухпозиционной системы ($N=2$), полагая в (2.20) дисперсии измерения координат как единичными:

$$\tilde{R}_1 = \frac{1}{5} (3\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}),$$

$$\tilde{R}_2 = \frac{1}{5} (3\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}), \quad (2.24)$$

так и отличными от единицы значениями дисперсий суммарных измерений, равными, например, 4 и 8 соответственно:

$$\begin{aligned}\tilde{R}_1 &= \frac{1}{8}(6\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}), \\ \tilde{R}_2 &= \frac{1}{8}(6\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}),\end{aligned}\quad (2.25)$$

$$\begin{aligned}\tilde{R}_1 &= \frac{1}{12}(10\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}), \\ \tilde{R}_2 &= \frac{1}{12}(10\hat{R}_2 - 2\hat{R}_1 + \hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21}).\end{aligned}\quad (2.26)$$

А также с учетом конкретных значений $\sigma_{R1}^2 = \sigma_{R2}^2 = \sigma_R^2$ и $\sigma_{R\Sigma 12}^2 = \sigma_{R\Sigma 21}^2 = \sigma_{R\Sigma}^2$

$$\begin{aligned}\tilde{R}_1 &= \hat{R}_1 + \frac{\sigma_R^2}{4\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2}(\hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21} - 2(\hat{R}_1 + \hat{R}_2)), \\ \tilde{R}_2 &= \hat{R}_2 + \frac{\sigma_R^2}{4\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2}(\hat{R}_{\Sigma 12} + \hat{R}_{\Sigma 21} - 2(\hat{R}_1 + \hat{R}_2)).\end{aligned}\quad (2.27)$$

Дисперсии измерения дальностей при кооперативной обработке для (2.23) с учетом (2.20) при различных дисперсиях измерений суммарной дальности примут вид:

$$\sigma_{RK}^2 = \text{diag}(\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{5} \begin{vmatrix} 3 & -2 \\ -2 & 3 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \quad (2.28)$$

$$\sigma_{RK}^2 = \text{diag}(\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{4} \begin{vmatrix} 3 & -1 \\ -1 & 3 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \quad (2.29)$$

$$\sigma_{RK}^2 = \text{diag}(\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{6} \begin{vmatrix} 5 & -1 \\ -1 & 5 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned}\sigma_{RK}^2 &= \text{diag}(\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{4\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2} \times \\ &\times \begin{vmatrix} 2\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2 & -2\sigma_R^4 \\ -2\sigma_R^4 & 2\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2 \end{vmatrix} \sigma_R^2\end{aligned}\quad (2.31)$$

Аналогично для случая $N = 3$ (трехпозиционная система) получим:

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_1 &= \frac{1}{27} \left(7\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 - 2\hat{R}_3 + 5\hat{R}_{\Sigma 12} + 5\hat{R}_{\Sigma 21} + 5\hat{R}_{\Sigma 13} + 5\hat{R}_{\Sigma 31} - 4\hat{R}_{\Sigma 23} - 4\hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_2 &= \frac{1}{27} \left(-2\hat{R}_1 + 7\hat{R}_2 - 2\hat{R}_3 + 5\hat{R}_{\Sigma 12} + 5\hat{R}_{\Sigma 21} - 4\hat{R}_{\Sigma 13} - 4\hat{R}_{\Sigma 31} + 5\hat{R}_{\Sigma 23} + 5\hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_3 &= \frac{1}{27} \left(-2\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 + 7\hat{R}_3 - 4\hat{R}_{\Sigma 12} - 4\hat{R}_{\Sigma 21} + 5\hat{R}_{\Sigma 13} + 5\hat{R}_{\Sigma 31} + 5\hat{R}_{\Sigma 23} + 5\hat{R}_{\Sigma 32} \right).
\end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_1 &= \frac{1}{18} \left(10\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 - 2\hat{R}_3 + 2\hat{R}_{\Sigma 12} + 2\hat{R}_{\Sigma 21} + 2\hat{R}_{\Sigma 13} + 2\hat{R}_{\Sigma 31} - \hat{R}_{\Sigma 23} - \hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_2 &= \frac{1}{18} \left(-2\hat{R}_1 + 10\hat{R}_2 - 2\hat{R}_3 + 2\hat{R}_{\Sigma 12} + 2\hat{R}_{\Sigma 21} - \hat{R}_{\Sigma 13} - \hat{R}_{\Sigma 31} + 2\hat{R}_{\Sigma 23} + 2\hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_3 &= \frac{1}{18} \left(-2\hat{R}_1 - 2\hat{R}_2 + 10\hat{R}_3 - \hat{R}_{\Sigma 12} - \hat{R}_{\Sigma 21} + 2\hat{R}_{\Sigma 13} + 2\hat{R}_{\Sigma 31} + 2\hat{R}_{\Sigma 23} + 2\hat{R}_{\Sigma 32} \right),
\end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_1 &= \frac{1}{40} \left(28\hat{R}_1 - 4\hat{R}_2 - 4\hat{R}_3 + 3\hat{R}_{\Sigma 12} + 3\hat{R}_{\Sigma 21} + 3\hat{R}_{\Sigma 13} + 3\hat{R}_{\Sigma 31} - \hat{R}_{\Sigma 23} - \hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_2 &= \frac{1}{40} \left(-4\hat{R}_1 + 28\hat{R}_2 - 4\hat{R}_3 + 3\hat{R}_{\Sigma 12} + 3\hat{R}_{\Sigma 21} - \hat{R}_{\Sigma 13} - \hat{R}_{\Sigma 31} + 3\hat{R}_{\Sigma 23} + 3\hat{R}_{\Sigma 32} \right), \\
\tilde{R}_3 &= \frac{1}{40} \left(-4\hat{R}_1 - 4\hat{R}_2 + 28\hat{R}_3 - \hat{R}_{\Sigma 12} - \hat{R}_{\Sigma 21} + 3\hat{R}_{\Sigma 13} + 3\hat{R}_{\Sigma 31} + 3\hat{R}_{\Sigma 23} + 3\hat{R}_{\Sigma 32} \right).
\end{aligned} \quad (2.34)$$

Учитывая реальные значения дисперсий измеренных координат, получим выражения для дальностей:

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_1 &= \frac{\hat{R}_1 (\sigma_{R\Sigma}^4 + 6\sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2)}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \frac{2\hat{R}_2 \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} \\
&- \frac{2\hat{R}_3 \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 12}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \\
&+ \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 21}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 13}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \\
&+ \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 31}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 23}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} \\
&- \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2 \sigma_{R\Sigma}^2) \hat{R}_{\Sigma 32}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)},
\end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_2 = & -\frac{2\hat{R}_1\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{\hat{R}_2(\sigma_{R\Sigma}^4 + 6\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \\
& -\frac{2\hat{R}_3\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 12}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \\
& + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 21}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \frac{4\sigma_R^4\hat{R}_{\Sigma 13}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \\
& - \frac{4\sigma_R^4\hat{R}_{\Sigma 31}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 23}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \\
& + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 32}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)}, \tag{2.36}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_3 = & -\frac{2\hat{R}_1\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \frac{2\hat{R}_2\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \\
& + \frac{\hat{R}_3(\sigma_{R\Sigma}^4 + 6\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \frac{4\sigma_R^4\hat{R}_{\Sigma 12}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \\
& - \frac{4\sigma_R^4\hat{R}_{\Sigma 21}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{\hat{R}_{\Sigma 13}(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} - \\
& + \frac{\hat{R}_{\Sigma 31}(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 23}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)} + \\
& + \frac{(4\sigma_R^4 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2)\hat{R}_{\Sigma 32}}{(2\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)(8\sigma_R^2 + \sigma_{R\Sigma}^2)}. \tag{2.37}
\end{aligned}$$

2.2.3. Точность измерений дальности при кооперативной обработке

Для трехпозиционной системы дисперсии дальностей при кооперативной обработке примут вид $\sigma_{RK}^2 = \text{diag}(\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1}$, тогда

$$\sigma_{RK}^2 = \frac{1}{27} \begin{vmatrix} 7 & -2 & -2 \\ -2 & 7 & -2 \\ -2 & -2 & 7 \end{vmatrix} \sigma_R^2, \tag{2.38}$$

$$\sigma_{RK}^2 = \frac{1}{9} \begin{vmatrix} 5 & -1 & -1 \\ -1 & 5 & -1 \\ -1 & -1 & 5 \end{vmatrix} \sigma_R^2, \quad (2.39)$$

$$\sigma_{RK}^2 = \frac{1}{10} \begin{vmatrix} 7 & -1 & -1 \\ -1 & 7 & -1 \\ -1 & -1 & 7 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{RK}^2 &= \frac{1}{16\sigma_R^4 + 10\sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^2 + \sigma_{R\Sigma}^4} \times \\ &\times \begin{vmatrix} 6\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^4 & -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 & -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 \\ -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 & 6\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^4 & -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 \\ -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 & -2\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 & 6\sigma_R^4\sigma_{R\Sigma}^2 + \sigma_R^2\sigma_{R\Sigma}^4 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Заменяя в (2.27) и (2.35) значения σ_R и $\sigma_{R\Sigma}$ их оценками, можно получить оптимальный алгоритм оценивания дальностей при неизвестных дисперсиях ошибок. При различных соотношениях дисперсий измерения дальностей и сумм расстояний можно показать [75], что

$$\lim_{\sigma_R \rightarrow \infty} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{8} \begin{vmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{vmatrix} \sigma_{R\Sigma}^2, \quad \lim_{\sigma_{R\Sigma} \rightarrow \infty} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \sigma_R^2, \quad (2.42)$$

$$\lim_{\sigma_R \rightarrow 0} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = 0, \quad \lim_{\sigma_{R\Sigma} \rightarrow 0} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} = 0, \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma_R \rightarrow \sigma_{R\Sigma}} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} &= \frac{1}{27} \begin{vmatrix} 7 & -2 & -2 \\ -2 & 7 & -2 \\ -2 & -2 & 7 \end{vmatrix} \sigma_{R\Sigma}^2, \\ \lim_{\sigma_{R\Sigma} \rightarrow \sigma_R} (\mathbf{A}^T \mathbf{W}^{-1} \mathbf{A})^{-1} &= \frac{1}{27} \begin{vmatrix} 7 & -2 & -2 \\ -2 & 7 & -2 \\ -2 & -2 & 7 \end{vmatrix} \sigma_R^2. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Выражения (2.42) – (2.44) показывают характерную особенность кооперативной обработки, что даже при увеличении дисперсий ошибок измерения дальности и сумм расстояний до предельных значений работоспособность соответствующих кооперативных обработки алгоритмов не нарушается. На рис. 2.11 приведены значения СКО определения координат

при наличии в (2.17) коррелированных измерений с коэффициентом корреляции $\rho = \pm 1$ (линия 1 относится к $N = 2$; линия 2 – к $N = 3$).

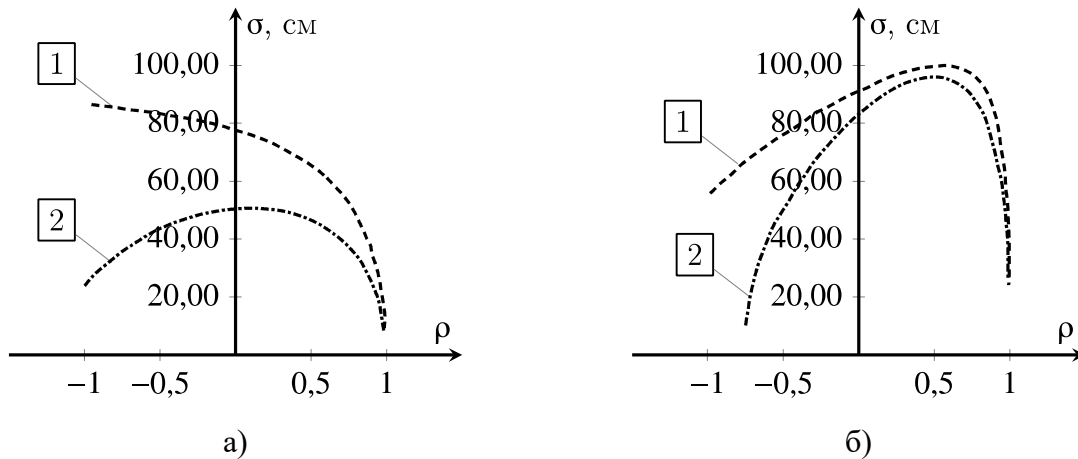


Рис. 2.11 Среднеквадратическая ошибка определения дальности

а – $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = \sigma_{RS12} = \sigma_{RS21} = 1$ м; б – $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = 1$ м; $\sigma_{RS12} = \sigma_{RS21} = 2,80$ м

2.2.4. Результаты моделирования

Моделирование проводилось с использованием визуального языка программирования Matlab, предназначенного для моделирования динамических систем. Геометрия многопозиционной автономной радиотехнической навигационной системы входящей в состав СУДС соответствовала приведенной на рис. 2.10. Расстояние между приёмо-передающими позициями – 500 м. Дальность до объекта от начала координат равна 2 км (что приблизительно соответствует длине причалов порта [76]), период обновления информации 1 сек. Ошибки измерения дальномерных параметров считались распределенными по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием.

На рис. 2.12 и рис. 2.13 приведены СКО определения координат, рассчитанные по выражениям (2.35).

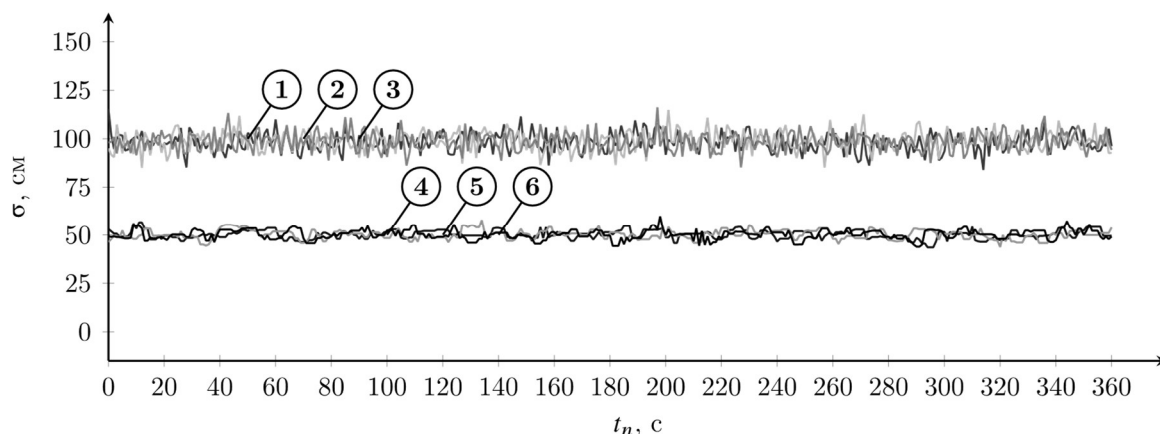


Рис. 2.12 СКО оценки дальности при кооперативной обработке
для равноточных измерений с СКО $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = \dots \sigma_{R\Sigma 12} = \sigma_{R\Sigma 21} = \dots \sigma_{R\Sigma 23} = \sigma_R = 1$ м.:
(1–3 – СКО измерения дальности; 4–6 – измерения дальности при кооперативной
обработке измерений)

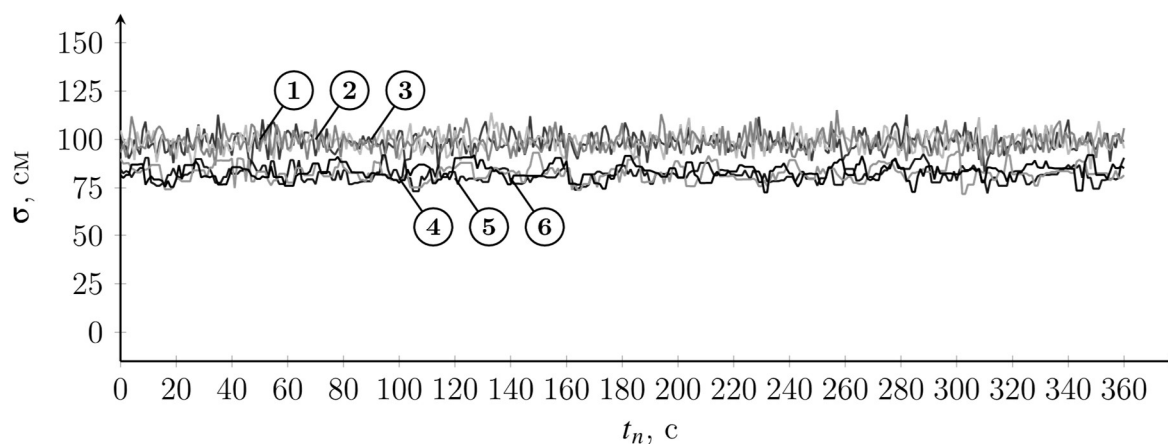


Рис. 2.13 СКО оценки дальности при кооперативной обработке
для неравноточных измерений с СКО $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = \sigma_{R3} = 1$ м, $\sigma_{R\Sigma 12} = \sigma_{R\Sigma 21} = \dots \sigma_{R\Sigma 23} = 2,8$ м
(1–3 – СКО измерения дальности, 4–6 – измерения дальности при кооперативной
обработке измерений)

Существенно повысить точность определения координат можно, используя M дополнительных каналов приема или осуществляя S последовательных измерений соответствующих параметров движения судна. В этом случае выражения (2.17), (2.21), (2.22) при накоплении S измерений в каждом канале для трехпозиционной системы примут вид:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^S \sigma_{R1}^2 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \sum_{i=1}^S \sigma_{RN}^2 & & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & \sum_{i=1}^S \sigma_{R\Sigma 12}^2 & & \vdots \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \sum_{i=1}^S \sigma_{R\Sigma N^2}^2 \end{pmatrix}, \quad (2.45)$$

$$\mathbf{A}^T = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^S 1 & 0 & 0 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sum_{i=1}^S 1 & 0 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & 0 & 0 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 \\ 0 & 0 & \sum_{i=1}^S 1 & 0 & 0 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 & \sum_{i=1}^S 1 \end{pmatrix}, \quad (2.46)$$

$$\mathbf{H}^T = \left\| \sum_{i=1}^S \hat{R}_1 \sum_{i=1}^S \hat{R}_2 \sum_{i=1}^S \hat{R}_3 \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 12} \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 21} \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 13} \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 31} \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 23} \sum_{i=1}^S \hat{R}_{\Sigma 32} \right\|. \quad (2.47)$$

На рис. 2.14 и рис. 2.17 приведены СКО определения дальностей с учетом (2.45) – (2.47).

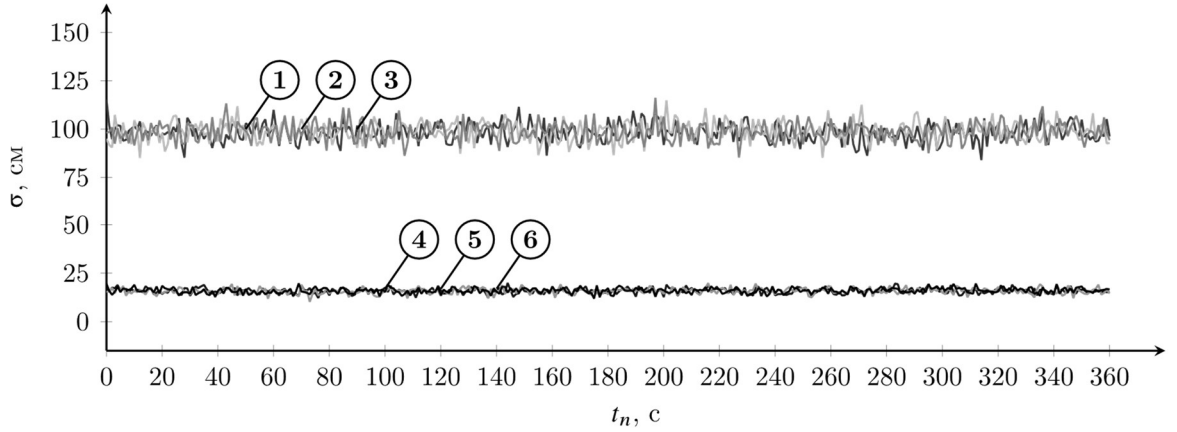


Рис. 2.14 СКО определения дальностей при кооперативной обработке для равноточных измерений СКО $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = \sigma_{R3} = \sigma_{R\Sigma 12} = \sigma_{R\Sigma 21} = \dots \sigma_{R\Sigma 23} = 1$ м, (1–3 – СКО измерения дальности; 4–6 – измерения дальности при кооперативной обработке измерений) при накоплении 10 отсчетов

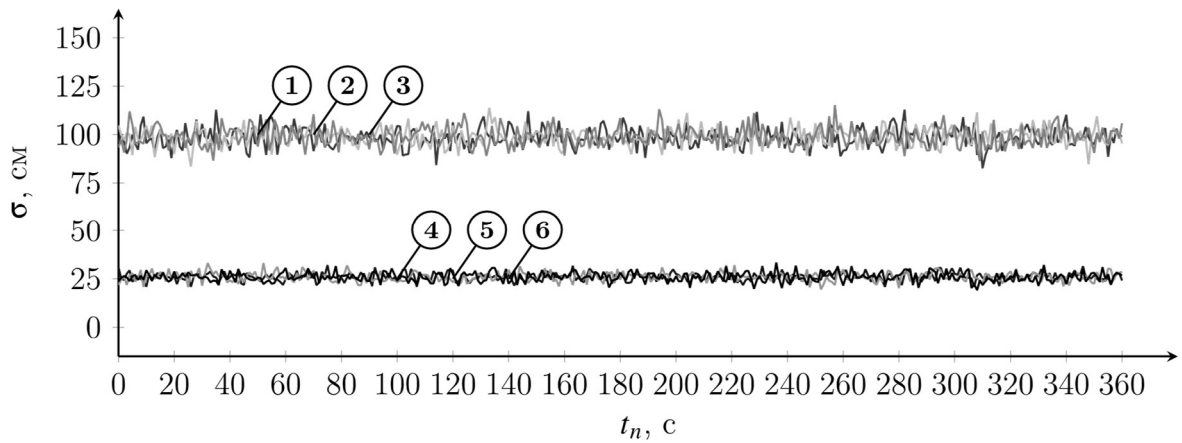


Рис. 2.15 СКО определения дальностей при кооперативной обработке для неравноточных измерений СКО $\sigma_{R1} = \sigma_{R2} = \sigma_{R3} = \sigma_{R\Sigma12} = \sigma_{R\Sigma21} = \dots = \sigma_{R\Sigma23} = 2,8$ м: (1–3 – СКО измерения дальности; 4–6 – измерения дальности при кооперативной обработке измерений) при накоплении 10 измерений

В работе [77] получено выражение для СКО определения дальности при наличии в измерительной системе из N датчиков M независимых каналов обработки при накоплении S измерений (отсчетов):

$$\sigma_{RK} = \sigma_R \sqrt{\frac{4N-5}{(2N-3)(4N-3)SM}}.$$

Так, при $M = 1, S = 1, N = 3$ в обработке может быть использовано 9 измерений, что даст $\sigma_{RK} = 0,509\sigma_R$, т. е. почти двухкратное повышение точности оценивания. Анализируя зависимость [77]

$$\sigma_{RK} = \sigma_R \sqrt{\frac{2(2S-1)}{S(S+1)}},$$

можно сделать вывод о том, что для достижения аналогичной точности в однопозиционной системе необходимо 14 отсчетов, при этом временной баланс трехпозиционной системы сокращается по сравнению с однопозиционной в 14 раз.

2.3. Анализ точности определения местоположения с использованием сигналов связи

2.3.1. Обзор способов определения местоположения систем связи

Современные СУДС требуют не только одновременного использования нескольких видов радиосвязи, включая подвижные, спутниковые и радиорелейные, фиксированные, но также необходимо и объединение всех систем в единый комплекс, решающий задачи локации, навигации и связи [29] для совместного выполнения специализированных задач. Такой подход позволяет эффективно решать комплексные задачи, где взаимодействие различных систем радиосвязи дополняет и расширяет их возможности. С другой стороны, это требует от исследователей и разработчиков систем связи учитывать весь перечень задач, решаемых радиокомплексами: организации связи, радионавигация радиолокация и обеспечение электромагнитной совместимости.

Для организации МОСС с использованием кодового разделения каналов также необходимо определение местоположения судов для формирования луча антенной решетки пункта управления по технологии направленной передачи (Beamforming) [78]. Для решения задачи распределения мощности абонентов в автономных и роботизированных системах [79, 80, 81] также требуется определения местоположения. Задача позиционирования в системах CDMA, несмотря на давнюю постановку [82, 83], предложенные ранее решения не всегда могут обеспечить необходимую точность определения местоположения судов. Поэтому рассмотрим вопрос определения местоположения абонентов исследуемой в диссертационной работе системы сети радиосвязи.

2.3.2. Корреляционные свойства последовательностей с МДКР и потенциальная точность определения местоположения судна с использованием канальных переносчиков систем связи

Точность определения местоположения объекта является важной характеристикой, определяющей качество СУДС по ее целевому предназначению [84]. Повышение точности измерения координат объектов является актуальной задачей. Рассмотрим систему позиционирования (СП), предназначенную для определения местоположения нескольких объектов, в которой используются сигналы ПРС-МДКР. Геометрическую интерпретацию задачи определения дальности и состав аппаратуры СП иллюстрирует рис. 2.16: приемник и передатчик СП физически расположены в одном устройстве (рис. 2.16). Оценка дальности происходит в решающем устройстве (РУ) (рис. 2.17). Ниже оценивается влияние искажений, вносимых нелинейным усилителем (НУ), на точность позиционирования.

Выбор кодовых последовательностей для дальномерных систем рассмотрен в работе [85], но в работе нет оценок точности определения дальностей до объекта навигации при использовании сигналов связи на основе ортогональных кодов Радемахера-Уолша.

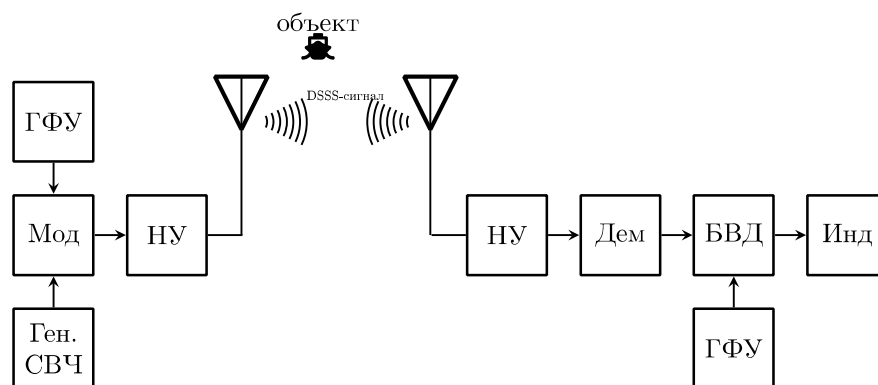


Рис. 2.16 Блок-схема радара на основе ПРС:
ГФУ – генератор кодов Уолша, Мод – модулятор,
Дем – демодулятор, НУ – нелинейный усилитель,
БВД – блок вычисления дальности, Инд – индикатор дальности

Приведем пример, пусть период ортогональности равен $T_d = 1$ мкс [86], а базис ортогональности равен $N = 2^8 = 256$, тогда длительность одного чипа $T_c = T_d / N \approx 4$ нс, а разрешающая способность такого радара составит $\Delta R = cT_c / 2 = 0,6$ м, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света, $\tau = KT_c$ с – задержка, выраженная через длительность чипа. Максимальная дальность зависит от интервала ортогональности и при указанных исходных данных составляет $R_{\max} = cNT_c / 2 = 1536$ м.

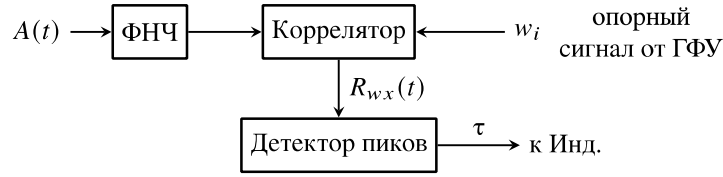


Рис. 2.17 Блок измерения расстояния

При наличии одного переизлученного объектом (т. е. радиосистемой, установленной на судне) полезного сигнала КФ равна

$$R_{wx}(t) = \int_0^T w(t)x(t + \tau_x) dt,$$

а для группы из нескольких сигналов (то есть при одновременном наблюдении за несколькими судами, с выделением одного канала каждому судну)

$$R_{wx}(t) = \int_0^T w(t) \left(x(t + \tau_x) + \sum_{m=1}^M y_m(t + \tau_m) \right) dt,$$

где y_m – m -й мешающий сигнал,

τ_m – задержка m -го мешающего сигнала,

$w(t)$ – функция Уолша, а АКФ кода Уолша.

$$R_{w_i, w_k}(t) = C_{k,i}(l - N)T_c + [C_{k,i}(l - N + 1) - C_{k,i}(l - N)](t - lT_c) \quad (2.48)$$

здесь l – целочисленная часть дроби c/T_c ,

$C_{k,i}$ – дискретная апериодическая ВКФ, определяемая выражением [87, 88, 88]

$$C_{k,i}(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} w_j^{(k)} w_{j+1}^{(i)}, & \text{если } 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1-l} w_{j-l}^{(k)} w_j^{(i)}, & \text{если } -N+1 \leq l < 0 \end{cases}$$

Измерение дальности сводится к определению максимума ВКФ между эталонным и принятым кодами (рис. 2.17). В качестве примера на рис. 2.17 показаны $R_{28}(\tau)$ – ВКФ опорного и принятого сигналов для 28-го кода Уолша; $t_{\text{пик}}$ – положение пика ВКФ, τ – задержка.

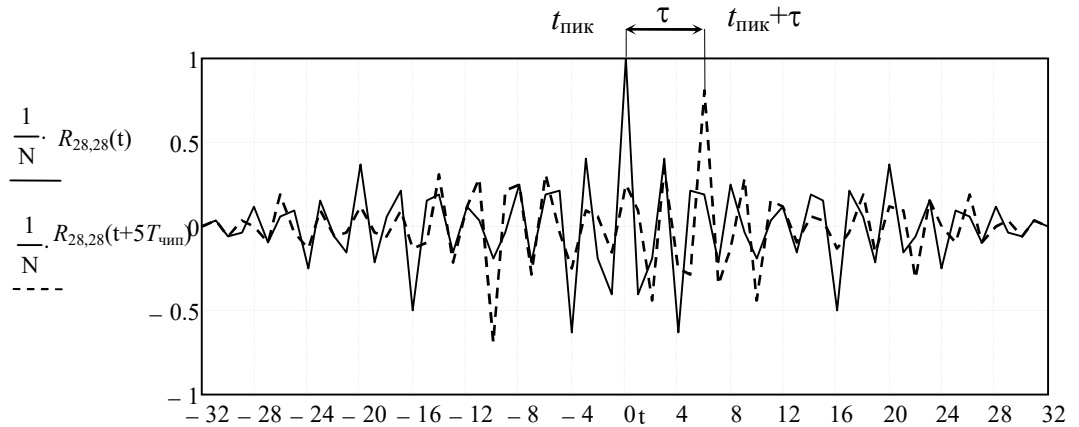


Рис. 2.18 Расчет задержки на основе ВКФ в детекторе пиков

Групповой сигнал на входе НУ рис. 2.16, а сигнал на выходе НУ:

$$A(t) = x(t + \tau_x) + \sum_{m=1}^M y_m(t + \tau_m),$$

а АХ НУ $G(x)$ (рис. 2.16) [89]

$$G(A) = kA \left[1 + (kA/s)^{2p} \right]^{-\frac{1}{2p}}, \quad (2.49)$$

где k – коэффициент усиления,

s – порог ограничения,

p – коэффициент, характеризующий крутизну АХ.

По формулам (2.48)-(2.49) построены АКФ (рис. 2.19) шести первых кодов Уолша при базисе ортогональности $K=8$. АКФ нормированы относительно $K=8$ для каждого кода кривые дублируются с учетом и без учета нелинейных искажений (НИ).

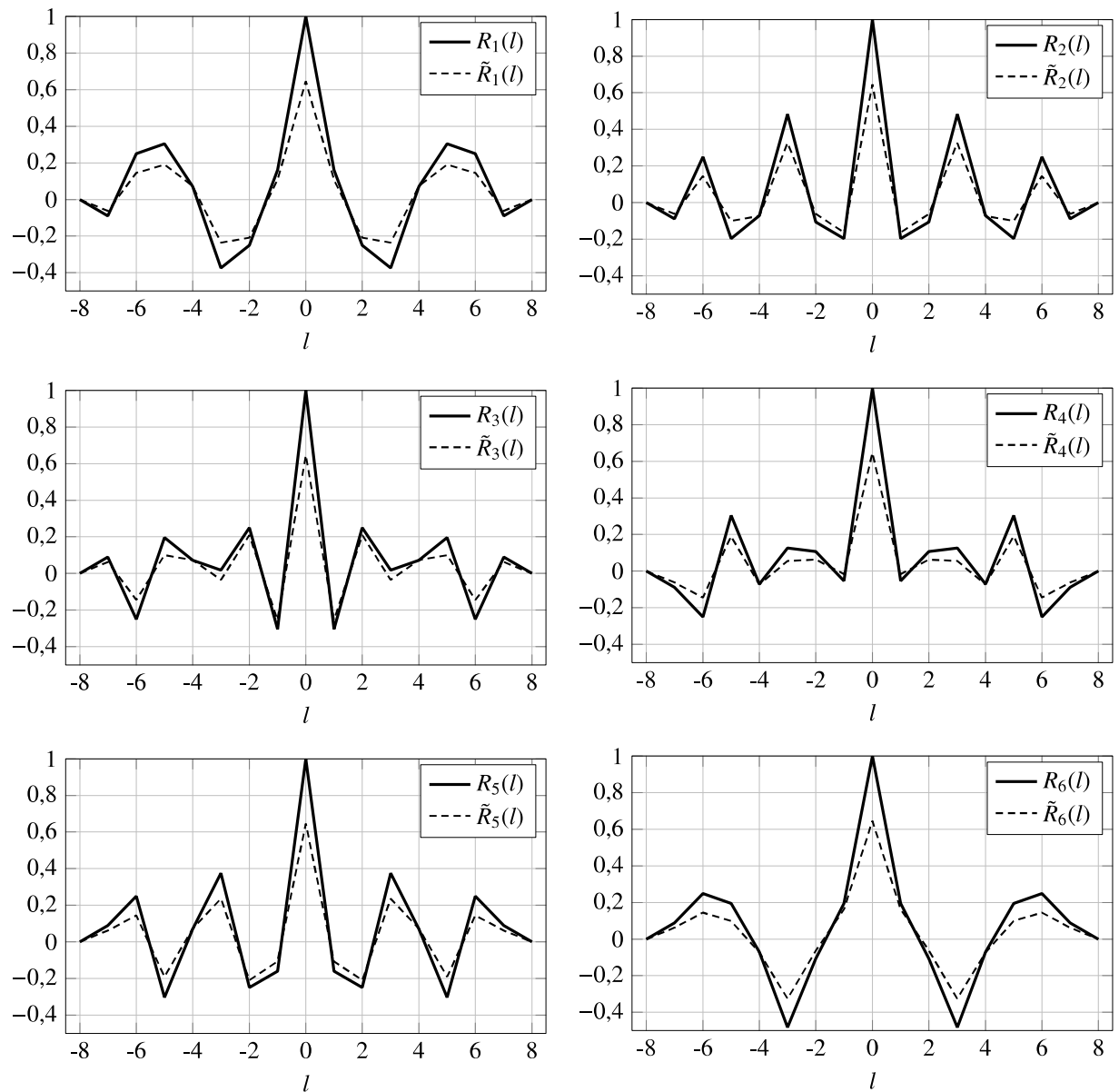


Рис. 2.19 ВКФ кодов w с 1-го по 6-й без учета НИ (---) и с учетом НИ (—)

Представленные зависимости и графики полезны при проектировании многопозиционных робастных систем позиционирования, использующих ШПС и/или ПРС-МДКР.

2.3.3. Моделирование метода определения местоположения на основе сигналов связи с МДКР

При использовании береговых систем связи измерения дальности до судна можно дополнить траекторным сопровождением объекта навигации (при наличии априорной информации о типе и параметрах излучения объекта) по методике траекторного сопровождения наземных, морских и воздушных

объектов по излучениям их собственных радиоэлектронных средств предложенной авторами в [90].

Повышение точности определения местоположения судов (объектов) является ключевой характеристикой АНС, входящей в состав СУДС. Применение алгоритмов фильтрации параметров траектории позволяет добиться требуемой точности определения координат, однако, подавляющее большинство таких алгоритмов имеют ограничения на выбор гипотезы движения объектов, требуют определенного времени для достижения заданной точности, что в ряде случаев неприемлемо [72, 73].

Согласно положению по классификации Российского морского регистра судоходства: системы определения местоположения судна должны обеспечивать с вероятностью 95% абсолютную точность определения местоположения:

- навигации в открытом море 100 м;
- выполнении маневра вблизи порта и в прибрежных водах 10 м;
- маневрировании в порту 1 м;
- автоматической швартовке 0,1 м.

Что требует применения высокоточных систем АНС, и высокой точность измерения дистанции до любого точечного объекта (порядка 0,5 м);

- высокая разрешающая способность по дальности (1–2 м, то есть примерно в 10 раз выше современных РЛС);
- малая слепая зона (1–5 м).

Необходимо обеспечить надежность организации автоматической проводки и швартовки судов, а также повышения точности навигации путем применения многопозиционных АНС и вспомогательных автоматических судов буксировщиков. Также зачастую при работе в порту требуется управление не одним судном, а группой судов одновременно, т. е. необходимость использования помехоустойчивых систем связи со множественным доступом.

Одним из способов повышения точности и надежности навигационных решений на основе ШПС сигналов может быть использование резервного канала для программного сопровождения (ПС) судна, при котором только на основе данных от сигналов связи и траекторных измерений осуществляется определение дальности до судна.

Выразим траекторию движения судна по формуле $X_{ин} = X_n + \dot{X}T_{ис}$, $Y_{ин} = Y_n + \dot{Y}T_{ис}$, где X_n , Y_n – координаты судна при переходе в режим ИС; $T_{ис}$ – интервал ИС, а $\dot{X}$ и $\dot{Y}$ – это проекции скорости судна в момент перехода в режим ИС.

Несложно определить дальность от пункта управления до судна из $R_{ин} = \sqrt{X_{ин}^2 + Y_{ин}^2}$, в [91] приведены формулы для расчета других параметров движения. На рис. 2.20 представлено геометрическое представление задачи ИС судна. До момента срыва сопровождения на пункте управления осуществляется вторичная обработка дальномерной информации, и путем траекторных измерений вычисляются значения прямоугольных координат и скоростей их изменения. В момент срыва сопровождения реализуется программное ИС.

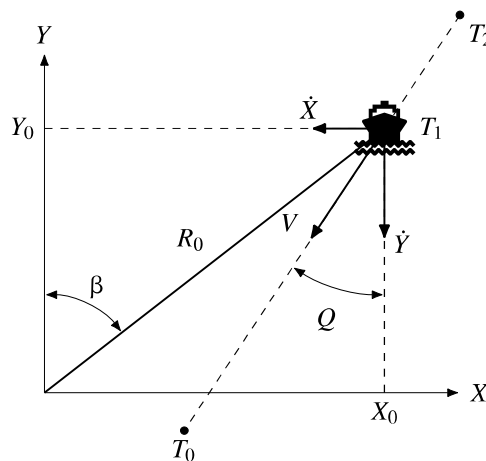


Рис. 2.20. Геометрия задачи программного сопровождения траектории судна

Пусть судно движется по прямой. Для получения оценок положения и скорости применим α - и β -фильтрацию фильтрации [92]. Обозначим через

$Z_n \Leftrightarrow (X, Y, H)$ – истинные координаты на n -м шаге;

$\dot{Z}_n \Leftrightarrow (\dot{X}, \dot{Y}, \dot{H})$ – истинные скорости,

Тогда на каждом шаге n сглаженные оценки координат и скоростей соответственно вычисляются по формулам

$$\hat{Z}_n = \hat{Z} + \alpha(\hat{Z} - \hat{Z}) \quad \text{и} \quad \hat{\dot{Z}}_n = \hat{\dot{Z}}_{n-1} + \beta(\hat{Z} - \hat{Z}_n).$$

где

$$\alpha = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)}, \quad \beta = \frac{6}{k(k+1)T},$$

k – число отсчетов в окне фильтра;

T – интервал между измерениями.

Значение СКО для сглаженных оценок дальности найдем из:

$$\sigma_z^2 = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)} \sigma_z^2, \quad \sigma_{\dot{z}}^2 = \frac{12}{k(k^2-1)^2} \sigma_z^2,$$

где σ_z^2 – дисперсия ошибок оценки координат. Ошибка определения координат при n -шаговой экстраполяции определяется как в [92]. Если судно движется с постоянным ускорением $\ddot{Z}$, то при n -шаговой экстраполяции смещение (динамическая ошибка) составит [92]:

$$\Delta Z = \frac{\ddot{Z}T^2}{\beta} [1 + (n-1)\alpha + 0.5n(n-1)\beta].$$

Кроме того, существуют алгоритмы позволяющие, по заданным начальному значению параметра и текущим измерениям скорости его изменения, вычислять текущее значение этого параметра (например, расстояние от ППП до судна) [72]. Текущее значение параметра (например дальность от ППП до судна)

$$R(t) = R_0 - \int_0^t R dt, \quad (2.50)$$

где $\dot{R}_0$ – начальное значение дальности;

$\dot{R}$ – измеренное значение скорости изменения ускорения.

Если судно движется с переменным ускорением, тогда для определения текущего местоположения следует пользоваться зависимостью [93]

$$R(t) = R_0 - \int_0^t \left(\dot{R}_0 + \int_0^t \ddot{R} dt \right) dt \quad (2.51)$$

где $\dot{R}_0$ – скорость движения объекта в начальный период времени;

$\ddot{R}$ – измеренное значение ускорения.

Продифференцировав во времени прямоугольные координаты объекта $X = R \sin(\beta) \cos(\varepsilon)$, $Y = R \cos(\beta) \cos(\varepsilon)$, $H = R \sin(\varepsilon)$ получим формулы для проекций вектора скорости на оси декартовой системы координат

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \dot{R} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + R(\dot{\beta} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) - \dot{\varepsilon} \sin(\beta) \sin(\varepsilon)) \\ \dot{Y} &= \dot{R} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) - R(\dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + \dot{\varepsilon} \cos(\beta) \sin(\varepsilon)) \\ \dot{H} &= \dot{R} \sin(\varepsilon) + R \dot{\varepsilon} \cos(\varepsilon) \end{aligned} \quad (2.52)$$

где R – дальность до объекта,

β – азимут объекта;

ε – угол места объекта;

$\dot{R}$, $\dot{\beta}$, $\dot{\varepsilon}$ – скорости изменения сферических координат.

Обозначим T_2 происходит срыв сопровождения судна. В этот момент в пункте управления сохраняются следующие траекторные параметры:

- текущее значение дальности до судна R_0 ;
- значения проекций скоростей $\dot{X}, \dot{Y}, \dot{H}$.

Воспользовавшись выражением (2.52), можно вывести зависимости для дальности и радиальной скорости движения судна. Используя выражение (2.50), можно получить расчетные оценки дальности на отрезке $T_2 T_3$. При этом для разных вариантов запомненных величин: следующих комбинаций запомненных величин $(\dot{X}, \dot{Y})$, $(\dot{X}, \dot{H})$, $(\dot{Y}, \dot{H})$ и $(\dot{X}, \dot{Y}, \dot{H})$ имеем:

$$R = \frac{\dot{X} \cos(\beta) - \dot{Y} \sin(\beta)}{\dot{\beta} \cos(\varepsilon)};$$

$$\dot{R} = 2 \frac{\dot{X}(\dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + \dot{\varepsilon} \cos(\beta) \sin(\varepsilon)) + \dot{Y}(\dot{\beta} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) - \dot{\varepsilon} \sin(\beta) \sin(\varepsilon))}{\dot{\beta}(1 + \cos(2\varepsilon))}. \quad (2.53)$$

$$R = -\frac{\dot{X} \sin(\varepsilon) - \dot{H} \cos(\varepsilon) \sin(\beta)}{\dot{\varepsilon} \sin(\beta) - \dot{\beta} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)},$$

$$\dot{R} = \frac{\dot{X} \dot{\varepsilon} \cos(\varepsilon) - \dot{H}(\dot{\beta} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) - \dot{\varepsilon} \sin(\beta) \sin(\varepsilon))}{\dot{\varepsilon} \sin(\beta) - \dot{\beta} \cos(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)}$$

и

$$R = -\frac{\dot{Y} \sin(\varepsilon) - \dot{H} \cos(\varepsilon) \cos(\beta)}{\dot{\varepsilon} \cos(\beta) + \dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)},$$

$$\dot{R} = \frac{\dot{Y} \dot{\varepsilon} \cos(\varepsilon) + \dot{H}(\dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + \dot{\varepsilon} \cos(\beta) \sin(\varepsilon))}{\dot{\varepsilon} \cos(\beta) + \dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)},$$

и

$$R = -\frac{\dot{Y} \sin(\varepsilon) - \dot{H} \cos(\varepsilon) \cos(\beta)}{\dot{\varepsilon} \cos(\beta) + \dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)},$$

$$\dot{R} = \frac{\dot{Y} \dot{\varepsilon} \cos(\varepsilon) + \dot{H}(\dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + \dot{\varepsilon} \cos(\beta) \sin(\varepsilon))}{\dot{\varepsilon} \cos(\beta) + \dot{\beta} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) \sin(\varepsilon)};$$

$$R = \frac{\dot{X} \cos(\beta) - \dot{Y} \sin(\beta)}{\dot{\beta} \cos(\varepsilon)}, \quad \dot{R} = \dot{H} \sin(\varepsilon) + \dot{X} \sin(\beta) \cos(\varepsilon) + \dot{Y} \cos(\beta) \cos(\varepsilon).$$

Полагая $H=0$, $\dot{H}=0$ Полагая $\varepsilon=0$, $\dot{H}=0$, получим:

$$R = \frac{\dot{X} \cos(\beta) - \dot{Y} \sin(\beta)}{\dot{\beta}} \quad \text{и} \quad \dot{R} = \dot{X} \sin(\beta) + \dot{Y} \cos(\beta). \quad (2.54)$$

Текущее значение дальности с учетом (2.50) запишем в виде

$$R(t) = R_o - \int_0^t (\dot{X} \sin(\beta) + \dot{Y} \cos(\beta)) dt. \quad (2.55)$$

На рисунке рис. 2.21 приведены результаты расчета точности определения дальности при инерциальном сопровождении, полученные по аналогии с [91] и при использовании (2.55). Начальные условия моделирование были выбраны: начальное значение координат $X_o = 5$ км

$Y_0 = 5$ км, скорости судна $V = 100$ м/с, курс судна $Q = 5^\circ$, СКО определения дальности $\sigma_R = 20$ м, СКО определения угловых координат $\sigma_{\beta L} = 1^\circ$, $\sigma_{\beta O} = 0,05$ (индекс «Л» относится к локационному каналу, а «О» – к оптическому), интервал между отсчетами равен 0,01 сек. На рис. 2.21: а, б – СКО определения дальности при использовании традиционных процедур инерциального сопровождения и по формуле (2.55).

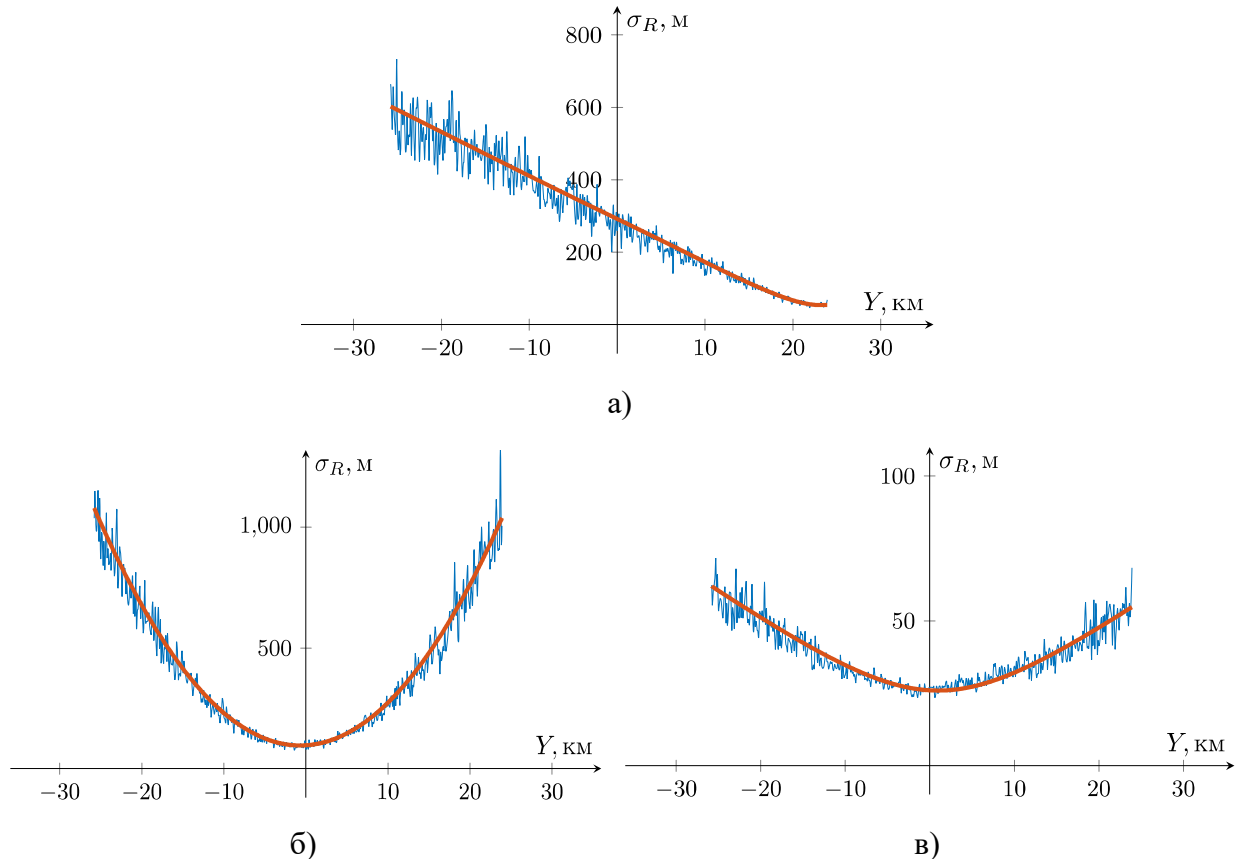


Рис. 2.21 Оценки СКО определения дальности до судна методом ИС
красным – методом линейаризации функции СВ;
синим – имитационно-статистическим моделированием:
а – способ [91]; б – формула (2.54); в – формула (2.55)

Достоинством алгоритма является то, что осуществляется длительно сопровождение судна с определением прямоугольных координат в течение значительного интервала времени, которое может быть использовано в том числе для адаптивной регулировки мощности.

2.3.4. Программа расчета и моделирования определения параметрических координат судна однопозиционным пунктом управления

В [94] был рассмотрен метод определения относительного положения и дальности до судна по нескольким последовательным измерениям угла. Показано, что для определения координат могут быть совместно использованы данные пеленгования, измерения уровня мощности и скорости движения судна, а также получены приближенные оценки точности определения координат, полученные путем имитационного моделирования.

В патенте на способ измерения параметров движения объекта [95] был предложен алгоритм определения параметрических координат водного объекта, который может быть реализован при помощи радиообмена между однопозиционным пунктом управления и судном. На рис. 2.22 представлены результаты оценки потенциальной точности оценки дальности при использовании предложенного алгоритма.

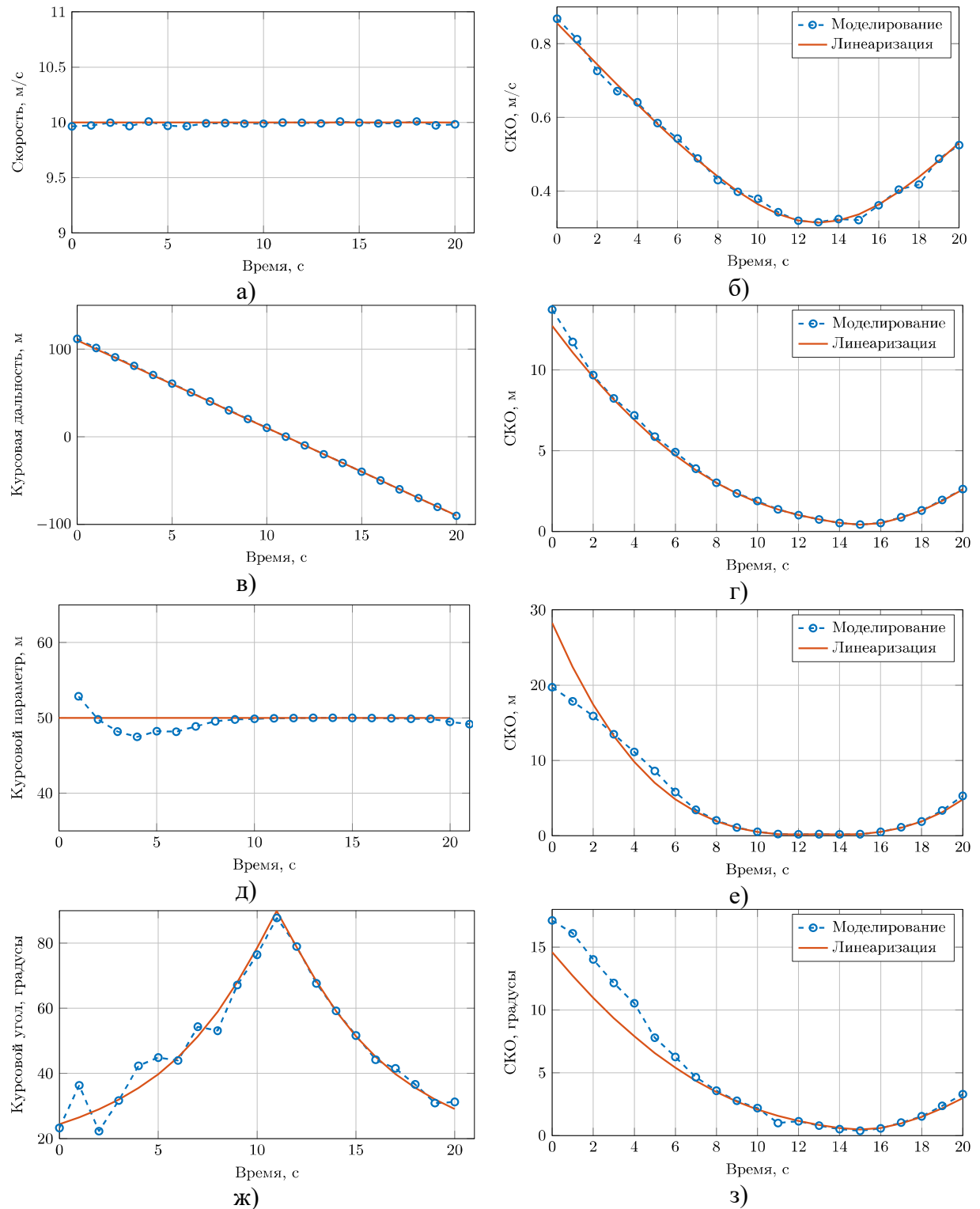


Рис. 2.22 СКО определяемых параметров, скорость движения объекта $V = 10$ м/с, курсовой параметр $P = 50$ м, начальное значение параметра $S_1 = 150$ м, период съема данных $T = 1$ сек, точность измерения дальности 0,25 м

Исходный код программы с реализацией программы расчета согласно представленному алгоритму для расчета (рис. 2.22) и моделирования приведен в прил. 3.

2.4. Исследование распределения мощности абонентов

2.4.1. Распределение мощности с учетом местоположения абонентов

Расчет вероятности ошибки PD-NOMA в зависимости от удаления наземной базовой станции (пункта управления) при разном количестве абонентов и разных назначенных мощностей сигналов представлен на рис. 2.23.

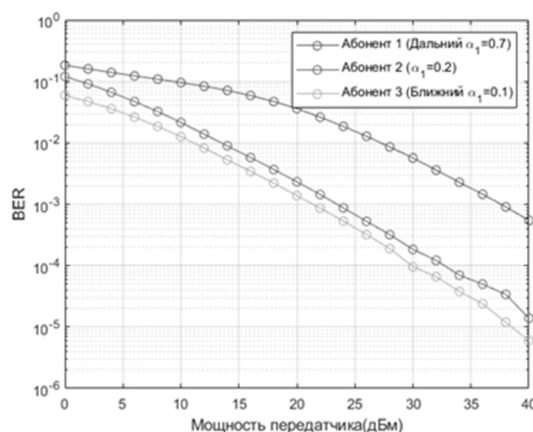


Рис. 2.23 Распределение мощности абонентов для систем PD-NOMA

Задаем дальности и положения прибрежных станций и кораблей, а затем строим такой график. Он демонстрирует ухудшение помехоустойчивости при неправильном распределении мощностей.

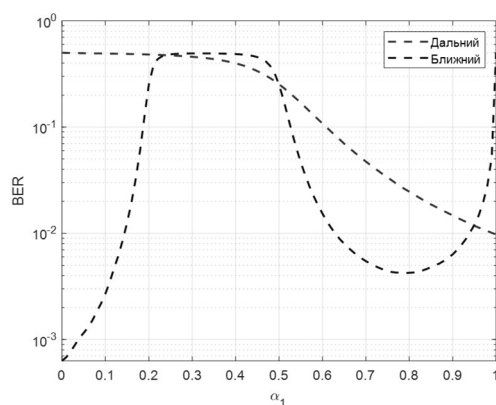


Рис. 2.24 Способы распределения мощности для двух абонентов на расстоянии Дальний = 1000м; Ближний = 500м с коэфф. разделения по мощности α_1 и $\alpha_2 = 1 - \alpha_1$

На рис. 2.24 показана зависимость вероятности ошибки от выбранных коэффициентов распределения мощностей для двух абонентов. Коэффициенты α можно выбирать фиксированными, а можно оптимальным

образом с разными правилами оптимизации. Покажем влияние выбора коэффициентов распределения мощности с точки зрения оценки. Этот график построен при априорно известных расстояниях ближний = 500 м и дальний = 1000 м.

Для сравнения также приведем зависимость вероятности ошибки при фиксированном назначении коэффициентов мощности абонентов [23] стр.12 в табл. 4.1 $\alpha_1 = 0,9412, \alpha_2 = 0,0588$ и при адаптивном распределении коэффициентов мощности.

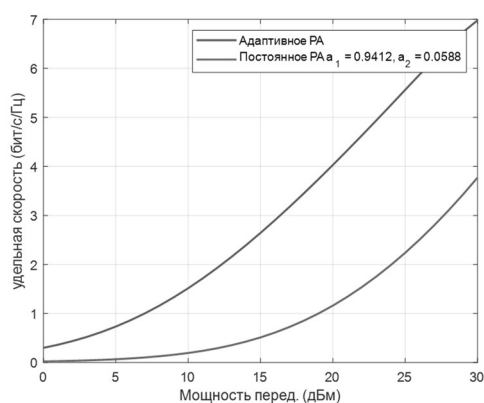


Рис. 2.25 Показатели спектральной эффективности при адаптивном и постоянном распределении мощностей для двух абонентов

При разработке МОСС и сетей связи для СУДС, особенно предназначенных для работы в порту, необходимо учитывать их возможное влияние на наземные (береговые) радиосистемы и снизить создаваемые помехи. Совместное использование сетей связи СУДС и береговых систем возможно при соблюдении норм частотно-территориального разнеса (ЧТР), которые обеспечивают электромагнитную совместимость. Расчёт норм ЧТР выполняется индивидуально для каждой пары взаимодействующих радиосистем и зависит от множества факторов. В диссертационной работе подробное рассмотрение методики расчёта ЧТР не приводится; пример расчёта необходимого территориального разнеса и требуемой частотной расстройки с учетом ориентации антенн для рассмотренных в работе систем с МДКР и наземными линиями связи выполнен в [96].

2.4.2. Распределение пользователей на группы и распределение мощности между ними

Одним из приоритетных направлений исследований систем НОМД является разработка простых, но при этом эффективных алгоритмов кластеризации пользователей [23] стр.140, обеспечивающих оптимальное или квазиоптимальное распределение ресурсов. При распределении мощностей абонентам используют различные критерии оптимизации, включая показатели, характеризующие «справедливость», позволяющие учитывать не только технические параметры сети связи [23, 97]. Такие критерии необходимы для обеспечения абонентам равного («справедливого») доступа к частотным, временным, кодовым и мощностным ресурсам сети.

Необходимо выбрать оптимальные канальные переносчики для НОМД-кластеров с учетом оценки межканальных помех, возникающих из-за нелинейности тракта. Для этого рассмотрим в начале влияние нелинейности группового тракта системы с МДКР. Пусть амплитудная характеристика тракта описывается полиномом:

$$y(x) = \sum_{i=1}^n a_i x^i = a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n, \quad (2.56)$$

при подаче на входе одного канального переносчика (одной функции Уолша $x_i(t) = \text{wal}(i, t)$ и, учитывая одно из известных и очевидных свойств функции Уолша $\text{wal}(i, t)^2 = \text{wal}(1, t) = 1$ [98, 99]:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n/2} a_{2i-1} \text{wal}(i, t) + \sum_{i=1}^{n/2} a_{2i} = \text{wal}(i, t) \underbrace{\sum_{i=1}^{n/2} a_{2i-1}}_{\text{постоянный коэффициент}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{n/2} a_{2i}}_{\text{постоянная составляющая}},$$

то есть сигнал $y(t)$ на выходе нелинейного устройства будет состоять из постоянной составляющей равной сумме коэффициентов при четных членах ряда (2.56), описывающего АХ НУ, и ослабленной копии входного кода с амплитудой равной сумме нечетных коэффициентов ряда (2.56).

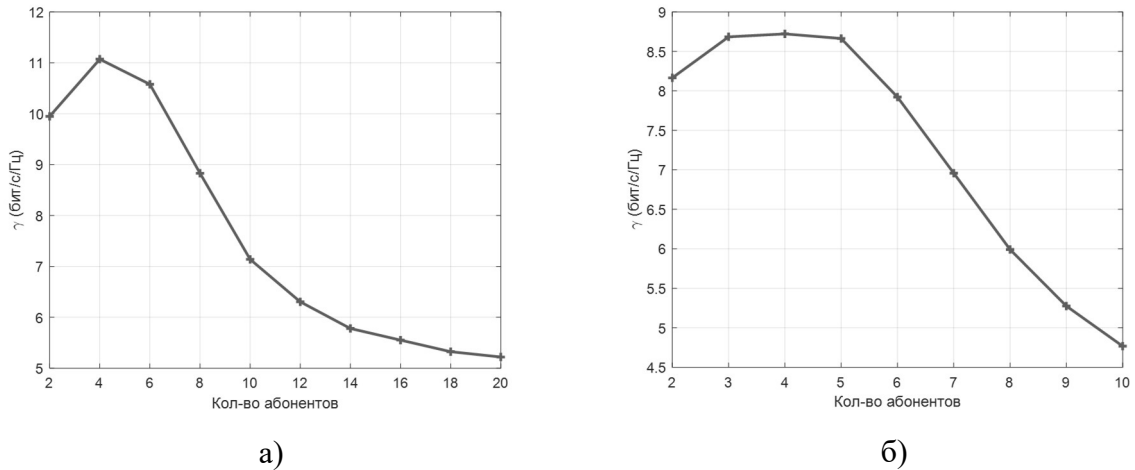


Рис. 2.26 Оптимальное кол-во абонентов в НОМД
с точки зрения спектральной эффективности:
а – для 10 дБм; б – для 5 дБм

Оптимальное количество абонентов НОМД показано на рис. 2.26. При ограниченной мощности с ростом количества абонентов свыше 4 начинает снижаться характеристика γ , называемая удельной скоростью передачи информации [30]. Поэтому для систем НОМД есть смысл рассматривать именно небольшое количество абонентов в одной группе.

Рассмотрим прохождение сигналов от трех абонентов через НУ

$$x(t) = \text{wal}(w_1, t) + \text{wal}(w_2, t) + \text{wal}(w_3, t), \quad (2.57)$$

где $w \in \{w_1, w_2, w_3\}$ – номера используемых функций Уолша. АХ аппроксимируется полиномом 3-й степени

$$y(x) = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3, \quad (2.58)$$

тогда подставим (2.57) в (2.58) и получим

$$y(t) = (a_1 + 7a_3)[w_1 + w_2 + w_3] + 3a_2 + 2a_2[w_1 w_2 + w_1 w_3 + w_2 w_3] + 6a_3[w_1 w_2 w_3]. \quad (2.59)$$

Известно [98], что функции $\text{wal}(i, t)$ обладают свойством мультипликативности

$$\text{wal}(m, t) \cdot \text{wal}(n, t) = \text{wal}(k, t), \quad (2.60)$$

где индекс $k = m \oplus n$ является суммой индексов по модулю два. То есть надо представить номера функций в двоичной форме и сложить по модулю два:

$$1 \oplus 0 = 0 \oplus 1 = 1,$$

$$0 \oplus 0 = 1 \oplus 1 = 0.$$

Из (2.60) также следует, что $\text{wal}(m, t)^r = \text{wal}(m, t)$ для нечетных степеней r и $\text{wal}(m, t)^r = 1$ для четных степеней r . Учитывая эти свойства выражение (2.59) упростится:

$$y = (a_1 + 7a_3) \underbrace{[w_1 + w_2 + w_3]}_{\text{полезный сигнал}} + 3a_2 + 2a_2 \underbrace{[w_{1\oplus 2} + w_{1\oplus 3} + w_{2\oplus 3}]}_{\text{1,2 и 3 интермодуляционный компонент}} + \underbrace{6a_3 w_{1\oplus 2\oplus 3}}_{\text{4-й интермодуляционный компонента}}.$$

Получается, что выходной сигнал НУ состоит из полезного сигнала, постоянной составляющей и четырех интермодуляционных компонент. При этом так как по определению функции Уолша из набора взаимно ортогональны, то интермодуляционные компоненты не приведут к возникновению межканальных помех если номера функций в интермодуляционных компонентах будут отличаться от используемых функций из множества $w \in \{w_1, w_2, w_3\}$.

Если функции w_1, w_2, w_3 модулированы информационными битами d_1, d_2, d_3 тогда выражение примет вид:

$$y = (a_1 + (3L - 2)a_3) + La_2 + a_2 \sum_{k \in (\kappa_1, \kappa_2)} d_k w_k + 6a_3 \sum_{k \in (\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3)} d_k w_k. \quad (2.61)$$

Пользуясь полученным выше выражением, при малом числе входных сигналов можно подобрать такую группу функций Уолша (либо при неполной загрузке), что интермодуляционные компоненты не будут совпадать с полезными сигналами. Однако платой за это преимущество является увеличение полосы частот, занимаемой системой [13]. Также представляет интерес поиск оптимального способа выбора номеров используемых функций Уолша при неполной загрузке: 1 – последовательный; 2 – разреженный; 3 – разнесенный (на рис. 2.28). Для примера на рис. 2.28 приведены три возможных способа выбора номеров для 4 используемых функций Уолша из 15-канального набора (первая функция обычно используется в качестве пилот сигнала).

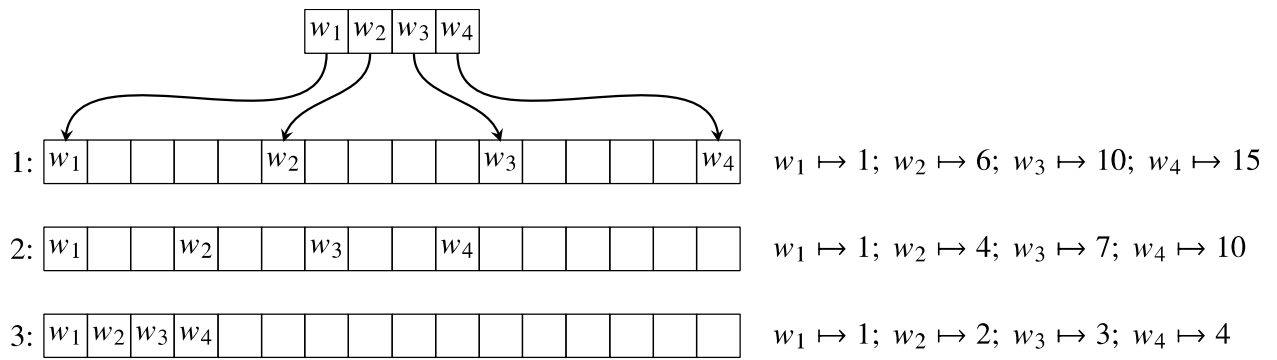


Рис. 2.27 Способы выбора группы из 4 функций Уолша

При заданном виде нелинейности и группе из трех кодов оптимальным для обеспечения наименьшего уровня межканальных помех будут следующие группы номеров функций Уолша: $\kappa = \{\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3\} = \{2, 4, 7\}, \{2, 5, 6\}, \{3, 4, 6\}, \{3, 5, 7\}$, именно эти группы целесообразно использовать в схеме НОМД-МДКР.

Таблица 2.2

К определению интермодуляционных компонент

	W_{κ_1}	W_{κ_1}	W_{κ_1}	W_{κ}
7 нулевых функций Уолша	1	2	3	0
	1	4	5	0
	1	6	7	0
	2	4	6	0
	2	5	7	0
	3	4	7	0
	3	5	6	0
4 мешающие компоненты	2	4	7	1
	2	5	6	1
	3	4	6	1
	3	5	7	1
	1	4	7	2
	1	5	6	2
	3	4	5	2
	3	6	7	2
	1	4	6	3
	1	5	7	3
	2	4	5	3

	W_{K_1}	W_{K_1}	W_{K_1}	W_K
	2	6	7	3
	1	2	7	4
	1	3	6	4
	2	3	5	4
	5	6	7	4
	1	2	6	5
	1	3	7	5
	2	3	4	5
	4	6	7	5
	1	2	5	6
	1	3	4	6
	2	3	7	6
	4	5	7	6
	1	2	4	7
	1	3	5	7
	2	3	6	7
	4	5	6	7

Зависимость вероятности ошибки для трех НОМД-групп при фиксированном распределении мощностей между группами показана на

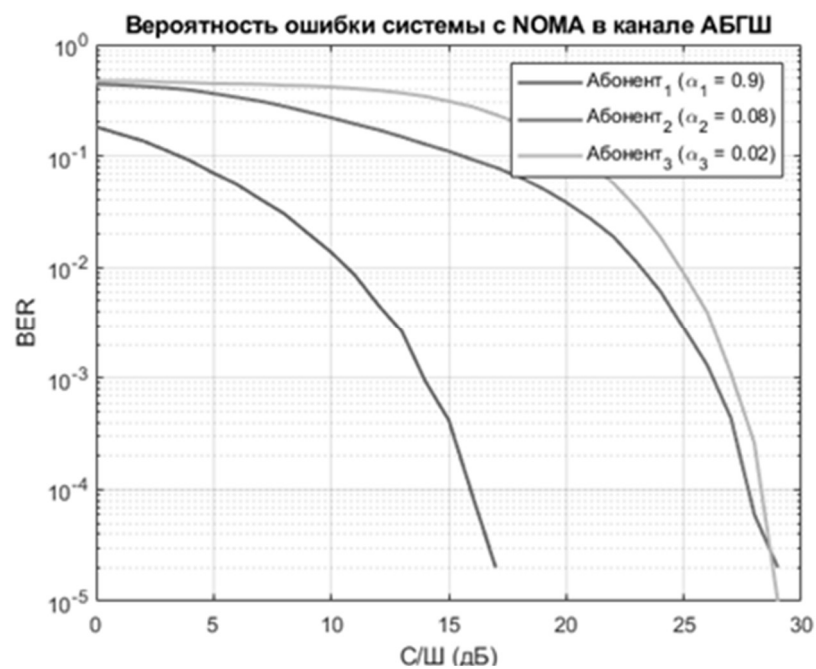


Рис. 2.28 Кривые помехоустойчивости для системы МР-НОМД из трех каналов

С учетом предложенных групп можно реализовать следующую МОСС, представляющую собой комбинацию НОМД и ПРС-МДКР. Такая схема может быть полезна, например, для повышения пропускной способности существующей системы МДКР. Эта технология направлена на решение проблем, возникающих в системах НОМД с несколькими пользователями, особенно когда пользователи расположены на одинаковом расстоянии от берегового пункта управления.

Основные характеристики гибридной КР-НОМД:

- пользователи группируются в мощностные группы (НОМД группы) на основе расстояния от абонента до базовой станции;
- мощность распределяется между пользователями в группе на основе их расстояния от пункта управления. Пользователи, расположенные дальше от пункта управления, получают больше мощности, чем пользователи, расположенные ближе;
- в пределах НОМД-группы разделяются с помощью ортогональных кодов ПРС-МДКР. Это помогает уменьшить межканальные помехи;
- абоненты из разных НОМД-групп разделяются с помощью приемника с ПВП. Пользователь с наилучшими условиями канала декодирует и удаляет сигналы других пользователей в группе, прежде чем декодировать свой собственный сигнал.

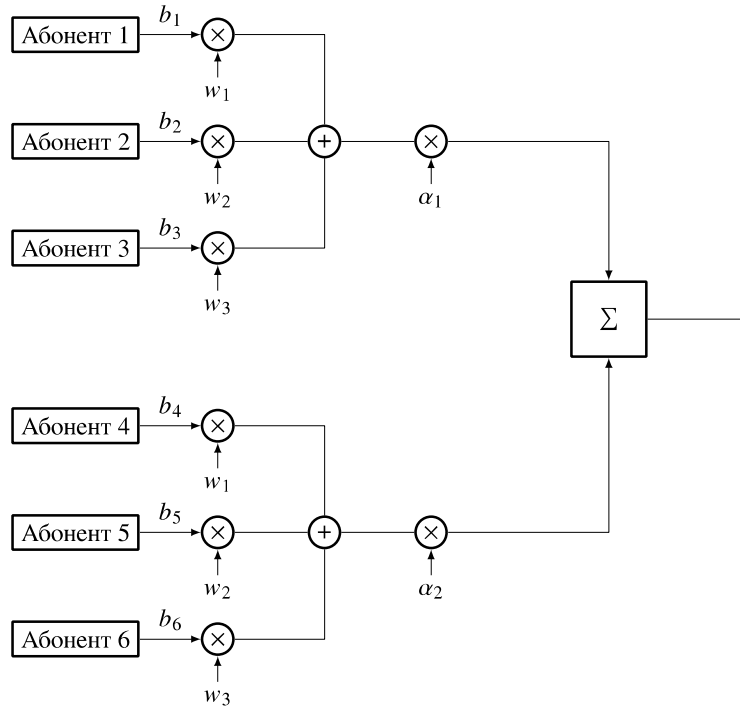


Рис. 2.29 Функциональная схема 6 канальной системы КР-НОМД

Каждой мощностной группе выделяется свой коэффициент α_n , причем

$$\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_N, \quad \text{и} \quad \sum_{n=1}^N \alpha_n = 1.$$

Переданный сигнал $x(t)$ НОМД и принятый $y(t)$ выражаются [23] как

$$x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{\alpha_n} s_n(t)$$

$$y(t) = h_n x(t) + n(t)$$

Применим ПВП алгоритм, при этом на приемной стороне детектированный сигнал k -го абонента $x_k(t)$ будет равен

$$\hat{x}_n(t) = y_n(t) - \sum_{i=0}^{N-1} x_i(t).$$

Затем происходит модулирование функциями Уолша согласно рис. 2.29. Внутри каждой «кодовой группы» абонентам присваивается общий код Уолша w_k , а внутри каждой «мощностной группы» общий коэффициент α_n для выделения мощности.

$$x(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t) = \sum_{m=1}^M c_m(t) w_m = \sum_{m=1}^M w_m \sum_{n=1}^N \sqrt{\alpha_n} s_n(t).$$

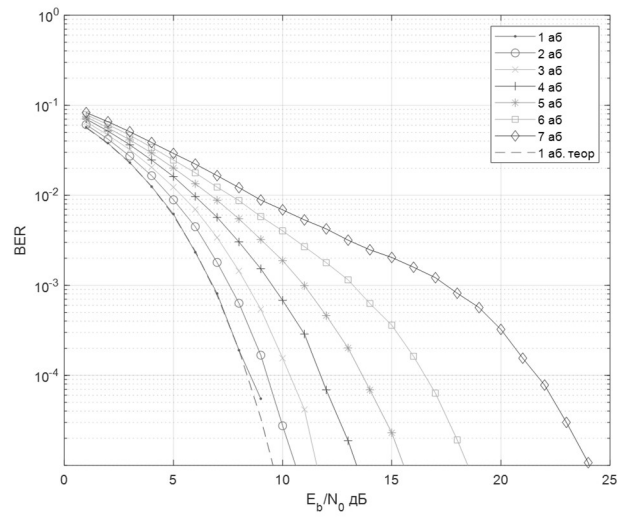
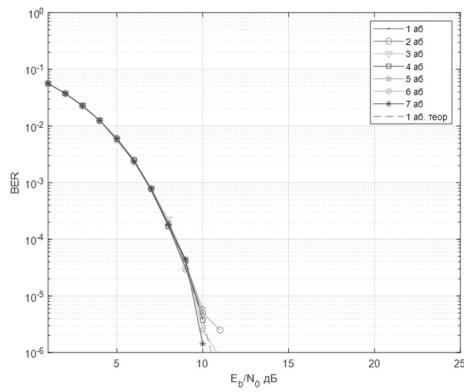
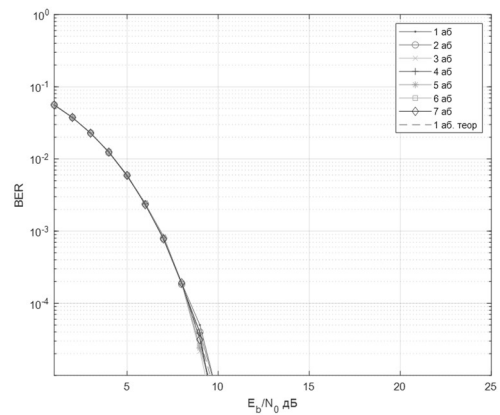


Рис. 2.30 Кривые помехоустойчивости для НОМД-МДКР
(на основе M -последовательностей)

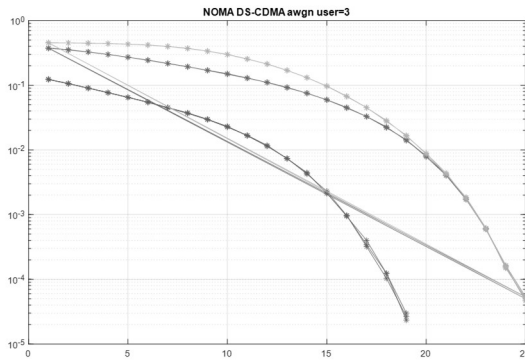


а)

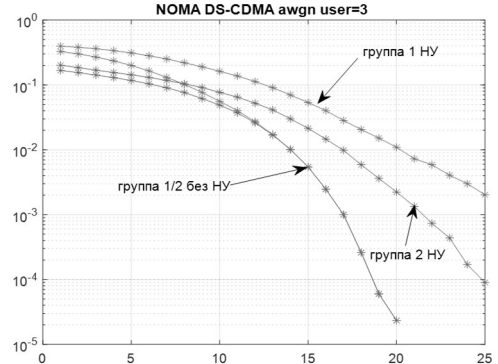


б)

Рис. 2.31 Кривые помехоустойчивости для ПРС-МДКР
а – на основе кодов Уолша; б – на основе кодов Голда



а)



б)

Рис. 2.32 Кривые помехоустойчивости для НОМД-МДКР при 2 и 3 группах разделения по мощности:
 а – для 3-х групп при отсутствии нелинейных искажений;
 б – для 2-х групп при наличии и отсутствии нелинейных искажений;
 (неполная загрузка каждой НОМД-группы)

Сравнивая полученные графики [100], можно подытожить, что при условии сохранения взаимной ортогональности кодов помехоустойчивость системы НОМД-МДКР на ($N \times K$ абонентов) будет равна помехоустойчивости системы НОМД из N абонентов, т. е. наибольшее влияние на помехоустойчивость системы оказывает именно разбиение пользователей на НОМД-группы. Таким образом, желательно использовать все доступные канальные переносчики (весь доступный ортогональный ресурс), а уже при полной загрузке «кодовых каналов» применять неортогональное разделение по мощности (PD-NOMA).

2.4.3. Квазиортогональный вариант кодов Радемахера-Уолша

Для примера рассмотрим набор кодов Уолша с базисом $N = 4$:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Эти коды ортогональны и соответственно для них выполняется:

$$\sum_i W_{i,n_1} \cdot W_{i,n_2} = 4, \quad n_1 = n_2;$$

$$\sum_i W_{i,n_1} \cdot W_{i,n_2} = 0 \quad n_1 \neq n_2.$$

Определим дополнительные M -коды $\mathbf{W} \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} = \mathbf{W} \cdot j = \mathbf{M}$, где $j = \sqrt{-1}$:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} -1i & -1i & -1i & -1i \\ -1i & -1i & +1i & +1i \\ -1i & +1i & +1i & -1i \\ -1i & +1i & -1i & +1i \end{pmatrix},$$

в матрице M коды также, ортогональные:

$$\begin{aligned} \sum_i M_{i,n_1} \cdot M_{i,n_2} &= 4, \quad n_1 = n_2 \\ \sum_i M_{i,n_1} \cdot M_{i,n_2} &= 0 \quad n_1 \neq n_2 \end{aligned}$$

объединяя W и M определим новый набор квазиортогональных кодов:

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} 1+0i & 1+0i & 1+0i & 1+0i \\ 1+0i & 1+0i & -1+0i & -1+0i \\ 1+0i & -1+0i & -1+0i & 1+0i \\ 1+0i & -1+0i & 1+0i & -1+0i \\ 0-1i & 0-1i & 0-1i & 0-1i \\ 0-1i & 0-1i & 0+1i & 0+1i \\ 0-1i & 0+1i & 0+1i & 0-1i \\ 0-1i & 0+1i & 0-1i & 0+1i \end{pmatrix}.$$

В этом наборе U уже не все пары взаимно ортогональны, но для этого набора квазиортогональных кодов выполняется условие:

$$\begin{aligned} \sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} &= 4, \quad n_1 = n_2; \\ \operatorname{Re} \left\{ \sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} \right\} &= 0 \quad n_1 \neq n_2, \end{aligned}$$

где

$$\begin{cases} \sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} = 4, & n_1 = n_2; \\ \sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} = 4i, & n_1 + N = n_2; \\ \sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} = 0, & n_1 \neq n_2. \end{cases}$$

Таким образом, в матрице $\mathbf{U}$ все пары сигналов $\{n_1, n_2\}$ кроме $\{1,5\}$, $\{2,6\}$, $\{3,7\}$ и $\{4,8\}$ будут взаимно ортогональны, а перечисленные пары сигналов будут взаимно противофазные и для них верна сумма $\sum_i U_{i,n_1} \cdot U_{i,n_2} = 4i$

Выводы к главе 2

Выполнено исследование входящей в состав СУДС-П автономной дальномерной АНС, в которой результирующие оценки дальностей формируются с использованием всех измерений дальностей и сумм расстояний.

1. Показано, что увеличение дисперсии измерений сумм расстояний снижает точность оценки дальностей, однако измерениям с большей ошибкой автоматически присваивается меньший вес. Для оптимального оценивания необходимо наличие алгоритма оценки дисперсий, так как используемые значения в ковариационной матрице ошибок должны быть близки к реальным.
2. Предложен алгоритм оценки дальности в многопозиционной АНС с использованием избыточных измерений, обеспечивающий кооперативную обработку данных. Накопление данных повышает точность оценок, но одновременно приводит к компромиссу между динамической и флуктуационной ошибками. При оценивании дисперсий присутствует запаздывание в формировании итоговых оценок, обусловленное временем вычисления дисперсий. Резкое возрастание ошибок измерений не приводит к сбою алгоритмов обработки, они сохраняют устойчивость.
3. Предложены новые подходы к траекторному сопровождению, направленные на повышение точности навигационных оценок. Разработаны аналитические выражения для инерциального сопровождения траектории судна при пропадании информации о дальности. На коротких интервалах времени (до 20–30 секунд) предложенный способ инерциального сопровождения обеспечивает незначительный выигрыш точности, на длительных интервалах точность возрастает в 2–60 раз. Эффективность инерциального сопровождения сильно зависит от гипотезы о движении судна и точности исходных данных.

4. Представлена обобщенная математическая модель группового сигнала многоканальной системы ПРС-МДКР и исследованы вероятностные характеристики тракта, включая чиповую и битовую вероятности ошибок.
5. Предложены методы распределения мощности абонентов в системах с неортогональным множественным доступом (НОМД), включая варианты комбинирования НОМД и МДКР. Рассмотрено влияние нелинейности тракта на межгрупповые помехи и предложены способы выбора ортогональных кодов для их минимизации в гибридных системах.

Проведенный анализ характеристик и принципов работы многопозиционных АНС и многоканальных МОСС (входящих в состав СУДС) показывает, что существует необходимость: повышения точности определения местоположения судов в порту; разработки алгоритмов эффективного распределения ресурсов в многопользовательских радиосетях.

ГЛАВА 3. Анализ нелинейных искажений в ПРС-МДКР сетях радиосвязи

3.1. Модели группового тракта систем связи для СУДС

В данном разделе исследуются различные способы аппроксимации амплитудной нелинейности и их влияние на точность расчета вероятности битовой ошибки при передаче сигналов с КАМ. Сравниваются амплитудные характеристики типа полиномов третьей степени, жесткого ограничителя, моделей Раппа и Салеха. Цена усилителей возрастает экспоненциально с ростом максимальной выходной мощности [101], поэтому правильный выбор усилителей мощности (УМ), использование которых позволяет обеспечить требуемые показатели качества, может значительно уменьшить общую стоимость радиосистемы передачи уже на этапе проектирования. Однако для правильного выбора аппаратурных компонентов необходимо иметь по возможности точные их модели. Equation Chapter 3 Section 1

Для сигналов характеризующихся высоким пик-фактором таких, например, как сигналы с частотным ортогональным мультиплексированием [102, 103, 104] и сигналы с ПРС-МДКР особенно актуальна задача анализа нелинейных. Сигналы с кодовым разделением также используются и в спутниковых системах связи [50, 105]. Была проведена большая работа по сокращению пиковой и средней мощности: разработка алгоритмов модуляции КАМ-«звезда» [35], методы линеаризации амплитудных характеристик усилителя, скремблирование и «гибридная» ФМ модуляция и др. Такой интерес к снижению пик-фактора вызван тем, что это позволит использовать более эффективные усилители мощности. [37]

3.1.1. Описание группового тракта

Известны разные способы аппроксимации амплитудных характеристик нелинейных устройств (НУ) [50, 106, 107]. Однако ни в одной из этих работ не

показано, как способ аппроксимации амплитудной характеристики влияет на точность оценки уровня помех множественного доступа (ПМД) на выходе НУ, а в конечном счете и на помехоустойчивость системы радиосвязи в целом.

В системах беспроводной связи стандартов IEEE 802.11a и IEEE 802.16d, а также в коммерческих радиосистемах с МДКР [34]. Использование КАМ в СУДС обусловлено необходимостью обеспечить высокую скорость передачи данных и достаточную помехоустойчивость в условиях морских портовых систем связи. Различные виды КАМ (например, КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64 и др.) применяются в зависимости от требований к пропускной способности и шумовой обстановке канала. При этом комбинация КАМ и помехоустойчивого кодирования позволяет балансировать между сложностью аппаратной реализации и достижением требуемых характеристик качества радиоканала [1]. Широко применяется КАМ, в частности КАМ-16 и КАМ-64, благодаря ее более высокой спектральной эффективности по сравнению с квадратурно-фазовой модуляцией КФМ (см. рис. 1.19). Однако сигналы с КАМ сильнее всего подвержены влиянию нелинейных искажений, поэтому исследовать данный тип сигналов особенно важно.

3.1.2. Способы представления нелинейности группового тракта

Сигнал $y(t)$ с выхода полосового фильтра (ПФ) передается в радиотракт. Пусть на вход безынерционного устройства с нелинейной амплитудной характеристикой (АХ) $y(x)$ поступает сигнал $x(t)$ (рис. 3.1), передаваемый далее в радиотракт.



Рис. 3.1 Модель нелинейного группового тракта

Известны различные способы представления амплитудной нелинейности $y(x)$. Обычно [50] при моделировании НУ безынерционную амплитудную нелинейность описывают при помощи простого кубического закона

$$y(x) = x + \frac{a_3}{s^2} x^3, \quad (3.1)$$

где $a_3 < 0$ для обеспечения загиба АХ выше точки насыщения $x_n = s \sqrt{\frac{-a_1}{3a_3}}$, s – порог ограничения.

В работе [108, 109, 110] предложена другое аналитическое приближение реальной АХ усилителя:

$$y(x) = \frac{x}{\left[1 + \left(\frac{x}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}, \quad (3.2)$$

где p – параметр, определяющий крутизну АХ.

В ряде других работ для исследования нелинейных искажений применяется модель усилителя типа «мягкого ограничителя»:

$$y(x) = \begin{cases} x, & |x| \leq s \\ s \cdot \text{sign}(x), & |x| > s \end{cases} \quad (3.3)$$

Нормированные амплитудные характеристики НУ (3.1), (3.2) и (3.3) при $s = 1$ представлены на рис. 3.2.

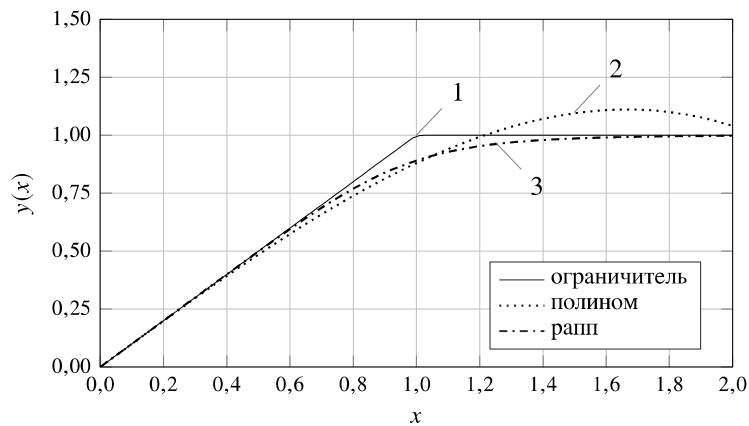


Рис. 3.2 Амплитудные характеристики НУ:

- 1 – жесткий ограничитель $s = 1$;
- 2 – полином 3-й степени $s = 1$, $a_1 = 1$, $a_3 = -0,12$;
- 3 – модель Раппа $p = 3$, $s = 1$;

Модели (3.1)-(3.3) объединяет наличие общего параметра s , определяющего уровень ограничения. Характеристика (3.3) типа «жесткий ограничитель» учитывает только искажения амплитуд сигналов выше зоны

ограничения и игнорирует искажения сигналов с более низкой амплитудой: при малой амплитуде входного сигнала, который не вызывает насыщения, $x < s$, система линейна. Как показано в [50, 107], амплитудная характеристика, описываемая полиномом, (рис. 3.2) вблизи области насыщения АХ (т. е. вблизи точки x_n (3.1)), имеет большой загиб, по сравнению с реальными АХ УМ. Следовательно, расчетное отношение сигнал/помеха полученное с использованием (3.1), оказывается ниже реального. Характеристики Раппа (3.2) и Салеха более точно описывают амплитудные характеристики реальных устройств. Покажем, что их использование позволяет более точно рассчитывать вероятность ошибки аналитически.

3.1.3. *Полиномиальные модели УМ и модели с памятью*

Для усилителей низкой мощности и/или узкополосных сигналов можно считать, что УМ является (квази) безынерционным. Однако мощные УМ такие как те, которые используются в беспроводных базовых станциях, проявляют эффекты памяти, в то же время ШПСС (например, WCDMA) также могут вызывать эффекты памяти в усилителе. В общем случае причиной эффектов памяти может быть электрическое или электротермическое воздействие [111]. Когда присутствуют эффекты долговременной памяти, преобразования АМ/АМ и АМ/ФМ недостаточны для характеристики усилителя, и могут быть использованы более сложные модели, такие как ряд Вольтерры, например [112]. Хотя ряд Вольтерра является общей нелинейной моделью с памятью [113, 114], ее применение в практических системах ограничено из-за резкого увеличения вычислительной сложности при включении нелинейностей более высокого порядка. В работах [115, 115, 116] было показано, что так называемая модель полинома с памятью является хорошим способом аппроксимации амплитудных характеристик усилителя для изучения нелинейных УМ с эффектами памяти, также она является хорошей моделью для предкоррекции.

Поведенческая модель НУ представляет собой «черный ящик», в котором связь между входными и выходными сигналами описывается математическими функциями или преобразованиями. Такие функции обычно строят на основе экспериментальных данных или более детализированных моделей (физико-технологических). Поведенческая модель формализует лишь внешнее поведение устройства, не учитывая его физическую реализацию. Вид функций выбирается исходя из требований к быстродействию и точности аппроксимации вход-выходных зависимостей, а не на основе анализа процессов, происходящих в полупроводниковом приборе на физическом уровне. В отечественной литературе такие модели часто называют «бесструктурными» [117].

Модели подразделяются [89] на бесструктурные (или поведенческие), топологические и физические [117]. В литературе [37, 40, 107, 118, 119] представлено несколько похожих классификаций нелинейных амплитудных характеристик с разной степенью детализации. Обобщая предложенные авторами способы разделения, классификацию моделей НУ представим в виде рис. 3.3.

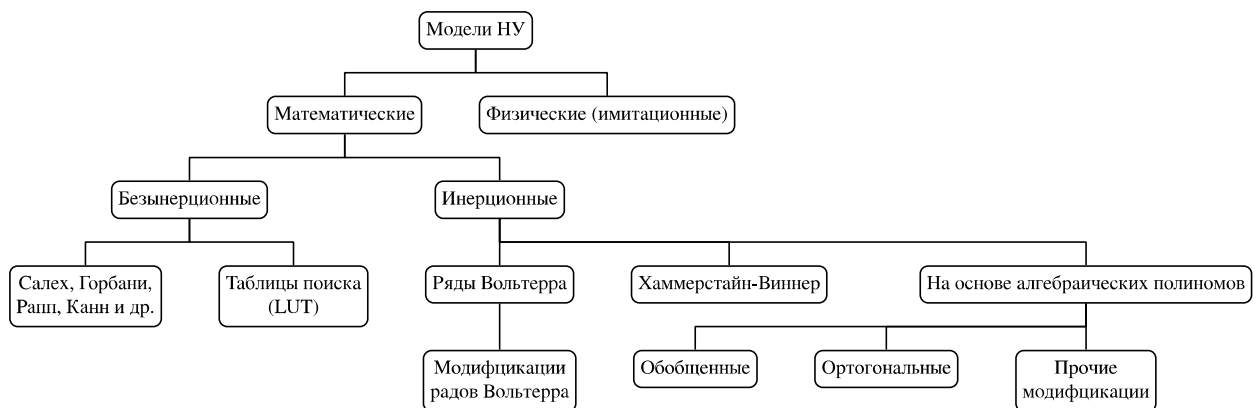


Рис. 3.3 Классификация моделей, применяемых для описания нелинейных усилителей

Амплитудно-фазовая конверсия представляет собой эффект, при котором изменение амплитуды входного сигнала в нелинейной системе, например, усилителе мощности, вызывает изменение фазы выходного сигнала. Это явление обусловлено тем, что фазоамплитудная характеристика (АМ/ФМ) таких устройств не является постоянной, особенно в условиях

работы в нелинейных режимах. Необходимость учета фазовых искажений разбирается, например, в [120]. В результате, при подаче на усилитель сигнала с изменяющейся огибающей, как это происходит в многоканальных системах связи, фаза каждой составляющей выходного сигнала также начинает изменяться.

АМ/ФМ преобразование можно трактовать как преобразование амплитудной модуляции (АМ) во временные фазовые искажения, что особенно ярко проявляется при наличии сильных амплитудных колебаний на входе. Такой эффект характерен для УМ с «памятью» [40, 117], где выходной сигнал зависит не только от текущего значения входного сигнала, но и от его предыдущих значений. В частности, в моделях с нелинейной памятью и в математических безынерционных моделях НУ (см. рис. 3.3.) поведение усилителя описывается с помощью пары характеристик типа АМ/АМ и АМ/ФМ.

3.1.4. Кусочно-линейная модель

Наиболее часто употребляется замена реальной амплитудной характеристики НУ известна давно [118, 121]. Один из вариантов кусочно-линейной аппроксимации – двусторонний ограничитель (рис. 3.4) вида

$$G(A) = \begin{cases} k \cdot |A|, & |A| < A_0 \\ A_0 \cdot \text{sign}(A), & |A| \geq A_0 \end{cases}, \quad (3.4)$$

$$\Phi(A) = 0, \quad (3.5)$$

где A – амплитуда на входе;

G – амплитуда на выходе;

A_0 – уровень ограничения;

k – коэффициент усиления.

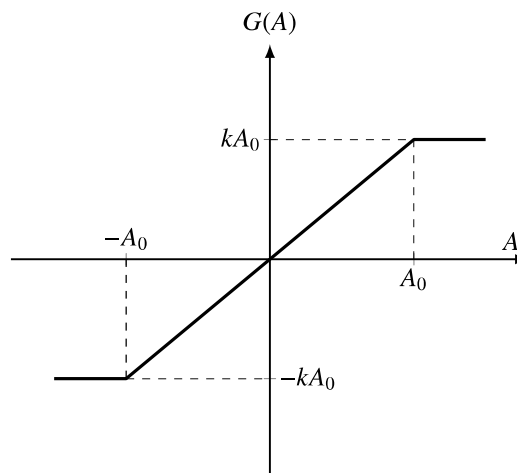


Рис. 3.4. Амплитудная (АМ/АМ) характеристика кусочно-линейной модели НУ

Кусочно-линейная аппроксимация точно воспроизводит поведение НУ в точках излома АХ; на остальных участках реальной характеристики же применение формул вида (3.4) может повысить вычислительную нагрузку и снизить адекватность вычислений с использованием такой модели.

3.1.5. Модель в виде полинома

Рассмотрим полином, аппроксимирующий амплитудную нелинейную характеристику. Полиномы, аппроксимирующие АХ и ФАХ, запишем в виде

$$G(A) = \sum_{p=0}^P a_p A^p = a_0 + a_1 A + a_2 A^2 + \dots + a_P A^P, \quad (3.6)$$

$$\Phi(A) = \sum_{q=0}^Q b_q A^q = b_0 + b_1 A + b_2 A^2 + \dots + b_Q A^Q, \quad (3.7)$$

где P, Q – степень полинома, p, q – целые числа равные номеру слагаемого. В [122] показана эффективность полиномиальной аппроксимации для решения задач идентификации в классе моделей Винера.

В пределах линейного участка (рис. 3.5) амплитудная характеристика может быть очень хорошо аппроксимирована полиномом, причем определение коэффициентов полиномов весьма просто. Полиномиальная характеристика весьма удобна для анализа, так как приводит к простым аналитическим выражениям при расчете помех на выходе НУ [50, 123]. Однако за пределами линейного участка полином плохо совпадает с реальной

кривой АХ, а потому надо следить за тем, чтобы не выйти из этого участка [50, 107, 118]. Выражения (3.6) и (3.7) следует применять при моделировании сигналов с невысоким динамическим диапазоном, когда возможна работа в пределах линейного участка АХ. Поэтому использование полинома нецелесообразно при исследованиях групповых сигналов систем ПРС-МДКР с высоким пик-фактором.

3.1.6. Модель Раппа

Рассмотрим модель Раппа, где АМ/АМ имеет форму:

$$G(A) = \frac{k \cdot A}{\left(1 + \left(\frac{k \cdot A}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad p \geq 0, \quad (3.8)$$

а АМ/ФМ описывается так:

$$\Phi(A) = 0, \quad (3.9)$$

где A_0 – уровень ограничения,

p – коэффициент, определяющий крутизну АХ,

k – коэффициент усиления.

В оригинальной работе [110] автором не был приведен метод нахождения коэффициентов модели p, k и A_0 , но эта проблема будет решена позже в разд. 3.1.10.

Широко цитируемая в литературе модель Раппа (3.8) и (3.9) [110], имеет более ранний аналог в работах Дж. Канна, опубликованных в известном журнале института инженеров электротехники и электроники на десятилетие раньше [124, 125]. Проведя элементарные математические преобразования исходного выражения из статьи Канна, можно получить:

$$\begin{aligned}
 G(A) &= g_0 \frac{A}{\left(1 + \left(\frac{A}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} = g_0 \frac{A}{\left[1 + \left(\frac{A}{A_0}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \times \frac{\left[\left(A_0/A\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}{\left[\left(A_0/A\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} = \\
 &= g_0 \frac{A_0}{\left(1 + \left(\frac{A_0}{A}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad (3.10)
 \end{aligned}$$

что полностью совпадает с моделью представленной в [124].

Усовершенствованная версия аппроксимационной модели Раппа была предложена Хонканеном и Хаггманом [109, 126]. Модель Хонканена лучше аппроксимирует амплитудные характеристики устройств, построенных на биполярных транзисторах. АХ устройств с такими транзисторами достаточно точно описывается за счет выделения трех участков: начальный восходящий участок при малых усилениях входного сигнала, описываемый экспоненциальной кривой и участок насыщения; квазилинейный участок амплитудной характеристики; и участок АХ в области ограничения (рис. 3.5).

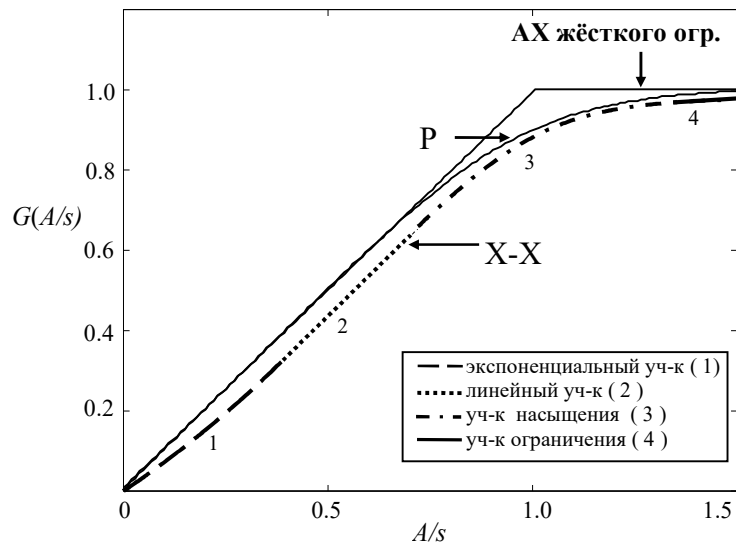


Рис. 3.5 Аппроксимация АХ типа «жесткий ограничитель», модели Раппа (Р) и АХ с разделением на три участка для модели Хонканена-Хаггмана (X-X).

Для описания АХ и ФАХ предлагаются аналитические выражения, сходные с (3.8), при этом АМ/АМ можно описать так:

$$G(A) = \frac{\text{sign}(A) G'(|A|)}{\left(1 + \left(\frac{G'(|A|)}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \tanh(|A|)^{\frac{1}{c}}, \quad (3.11)$$

а АМ/ФМ таким образом:

$$\Phi(A) = \frac{b}{1 + \exp(-c(A-a))} \cdot \frac{1}{p_1 \cdot A + p_2}$$

где

$$G'(|A|) = \begin{cases} e^{k \cdot V_{\text{смещ}} (e^{kA} - 1)} & A + V_{\text{смещ}} \leq V_{\text{перех}} \\ v \cdot (A + V_{\text{смещ}}) + b - e^{k \cdot V_{\text{смещ}}} + 1 & A + V_{\text{смещ}} > V_{\text{перех}} \end{cases},$$

а вспомогательное слагаемое b , задающее смещение, определяется из выражения

$$b = e^{k \cdot V_{\text{перех}}} - 1 - v \cdot V_{\text{перех}},$$

где $A_{\text{смещ}}$ – параметр, определяющий смещение;

$A_{\text{перех}}$ – точка перехода экспоненциального участка к линейному (3.11);

k – коэффициент определяющий крутизну экспоненциального участка;

v – коэффициент усиления на линейном участке;

A_0 – уровень насыщения.

На рис. 3.6 представлен график, поясняющий физический смысл коэффициентов аппроксимационной характеристики, входящих в формулу (3.11). По осям отмечены нормированные значения амплитуд входного и выходного сигнала НУ.

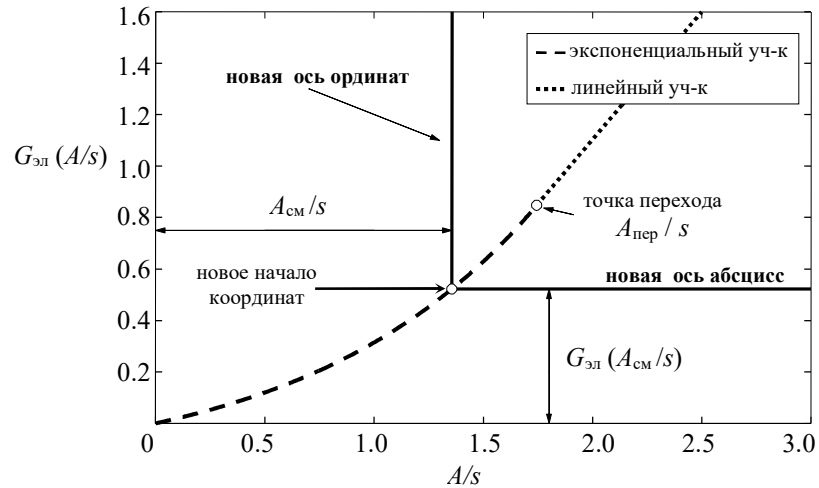


Рис. 3.6 Влияние смещения $A_{\text{смещ}}$, $A_{\text{пер}}$ – переходная точка

На рис. 3.7в представлена нелинейная АХ (3.8). По представленным в статье [109] результатам экспериментальных исследований и компьютерного моделирования для нелинейных устройств на основе биполярных транзисторов (от англ. Bipolar Junction Transistor, BJT), аналитическое выражение (3.11) по сравнению с (3.8) дает более точное совпадение расчетных и измеренных значений мощности продуктов нелинейности третьего (IM_3) и пятого (IM_5) порядка.

3.1.7. Модель Салеха

Для аппроксимации амплитудной характеристики УМ построенных на основе Ламп Бегущей Волны (ЛБВ, от англ. Travelling Wave Tube Amplifier, TWTA), рекомендуется модель, предложенная Аделем Салехом в 1981 году [127].

АМ/АМ имеет вид:

$$G(A) = \frac{a_0 A}{1 + a_1 A^2}, \quad (3.12)$$

тогда как АМ/ФМ:

$$\Phi(A) = \frac{b_0 A^2}{1 + b_1 A^2}, \quad (3.13)$$

где a_0, a_1 – амплитудные коэффициенты модели,

b_0, b_1 – фазовые коэффициенты модели.

В точке насыщения $A = 1$ имеем $G(A) = 1$ и $\Phi(A) = \pi/6$. Иногда может быть полезно квадратурное представление этой же модели

$$S_I(A) = \frac{a_0 A}{1 + a_1 A^2}, \quad (3.14)$$

$$S_Q(A) = \frac{a_2 A^3}{(1 + a_3 A)^2}. \quad (3.15)$$

Согласно [107], для идентификации параметров модели b_0, b_1, a_0, a_1 оптимальным подходом является применение метода наименьших квадратов к экспериментально снятым характеристикам НУ. В [127] рекомендуется такой же подход. Типичные значения коэффициентов модели (3.12) представлены табл. 3.1. Рабочей группой IEEE 802.16 беспроводного широкополосного доступа рекомендуется (от англ. Broadband Wireless Access, BWA) [128] аппроксимационная характеристика Салеха в качестве основной модели НУ. Лучше всего модель Салеха аппроксимирует АХ УМ на основе ЛБВ, а для твердотельных УМ (от англ. Solid State Power Amplifier SSPA) рекомендуется [128, 129, 130] выбрать другую модель.

Таблица 3.1

АМ/АМ и АМ/ФМ коэффициенты для модели Салеха

функция	a_0	a_1	b_0	b_1	СКО	источник
$G(A)$	1,9638	0,9945	–	–	0,012	[127]
$\Phi(A)$	–	–	2,5293	2,8168	0,478	Рис. 3.7а
$G(A)$	1,6623	0,0552	–	–	0,041	[127]
$\Phi(A)$	–	–	0,1533	0,3456	0,508	
$G(A)$	2,1587	1,1517	–	–	0,010	[107, 131]
$\Phi(A)$	–	–	4,0033	9,1040	0,469	

3.1.8. Модель Горбани

Для моделирования твердотельных УМ применяется модель Горбани [132]. Модельные представления нелинейности АМ/АМ и АМ/ФМ соответственно имеют вид:

$$G(A) = a_3 A + \frac{a_0 A^{a_1}}{1 + a_2 A^{a_1}}, \quad (3.16)$$

$$\Phi(A) = b_3 A + \frac{b_0 A^{b_1}}{1 + b_2 A^{b_1}}, \quad (3.17)$$

где a_0, a_1, a_2, a_3 – амплитудные коэффициенты модели,

b_0, b_1, b_2, b_3 – фазовые коэффициенты модели.

На рис. 3.7 показаны АМ/АМ и АМ/ФМ характеристики с коэффициентами из [132]. На примере сигнального созвездия КАМ-16 на рис. 3.8 показан характерный вид искажений описываемых (3.16) и (3.17), при этом радиальное рассеяние – амплитудные искажения, вращение точек – фазовые искажения. Модель наиболее эффективна описывает поведение входных каскадов на полевых транзисторах (Field Effect Transistor, FET) [133], а также при малых уровнях входного сигнала (близких к шумовому порогу). АМ/ФМ имеет явную нелинейность ниже уровня насыщения и практически постоянное значение при насыщении (рис. 3.7б.).

3.1.9. Модель Уайта

Для точного моделирования АХ НУ, работающих в миллиметровом диапазоне (Ka-диапазоне, 26-40 ГГц), Дж. Уайтом [131], была предложена модель, учитывающая особенности современных твердотельных УМ. АМ/АМ и АМ/ФМ характеристик имеют вид:

$$G(A) = a_0 \left(1 - e^{-a_1 A}\right) + a_2 A e^{-a_3 A^2}, \quad (3.18)$$

$$\Phi(A) = \begin{cases} b_0 \left(1 - e^{-b_1(A-b_2)}\right), & A \geq b_2 \\ 0, & A < b_2 \end{cases}, \quad (3.19)$$

где 4 коэффициента описывают АХ:

a_0 – коэффициент задающий уровень насыщения,

a_1 – коэффициент усиления на линейном участке АХ,

a_3 и a_4 – поправочные коэффициенты для более точной аппроксимации на нелинейном участке АХ.

АМ/ФМ характеристика НУ описывается следующими параметрами:

b_0 – определяет величину усиления,

b_1 – регулирует наклон АМ/ФМ характеристики,

b_2 – постоянное смещение фазы.

На рис. 3.7г показаны одновременно нелинейные амплитудные и амплитудно-фазовые характеристики (3.18) и (3.19).

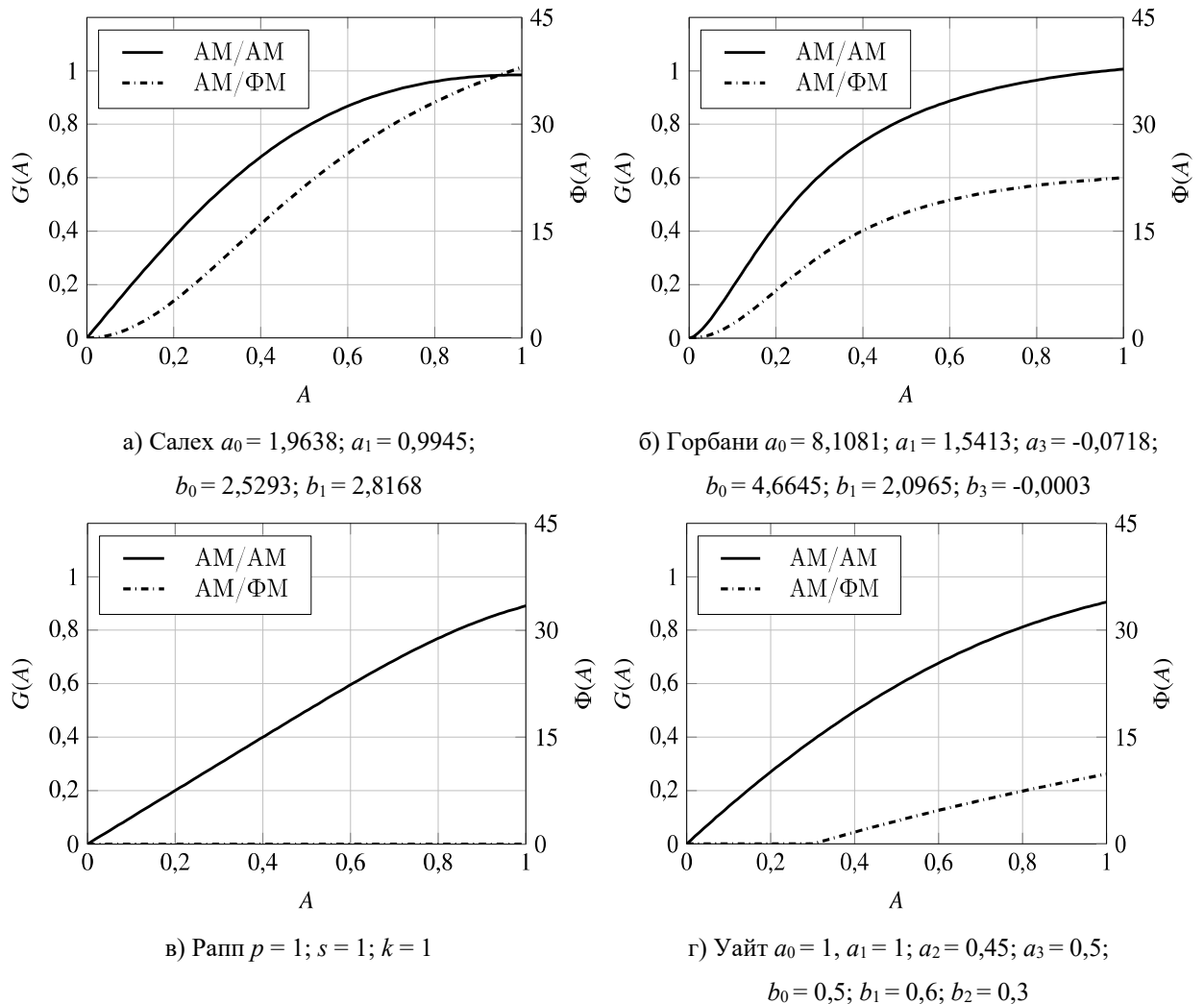
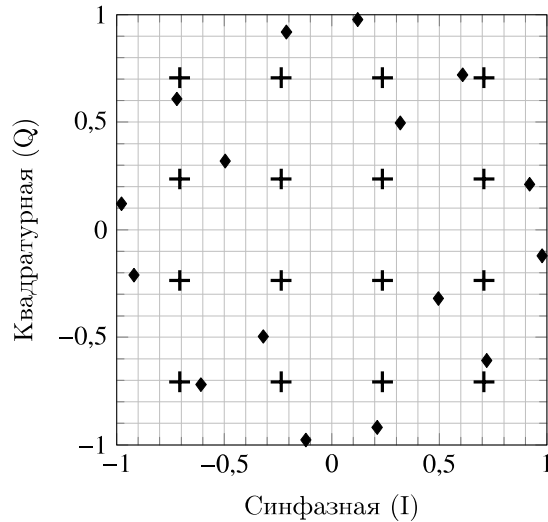
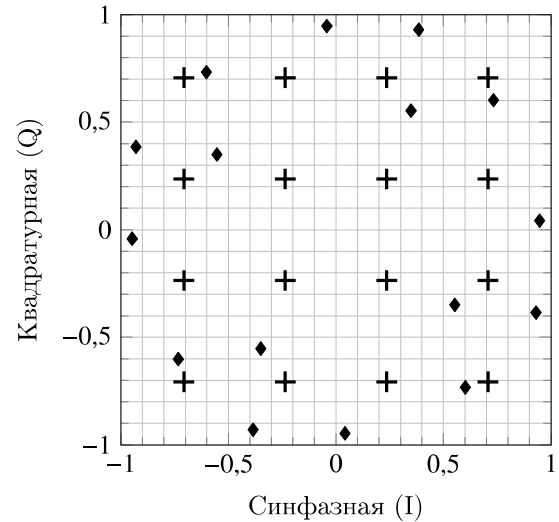


Рис. 3.7 Амплитудные (АМ/АМ) и амплитудно-фазовые (АМ/ФМ) характеристики безынерционных частотно инвариантных моделей НУ

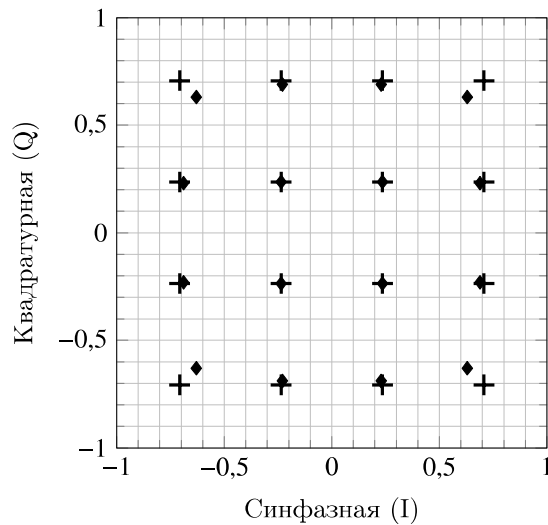
Чтобы наглядно проиллюстрировать выражения (3.11), (3.12), (3.16) и (3.18) на примере сигнала с КАМ-16, на рис. 3.8 показано сравнение сигнального созвездия исходного сигнала – на входе НУ («+») и сигнальное созвездие искажённого сигнала – на выходе НУ («♦»).



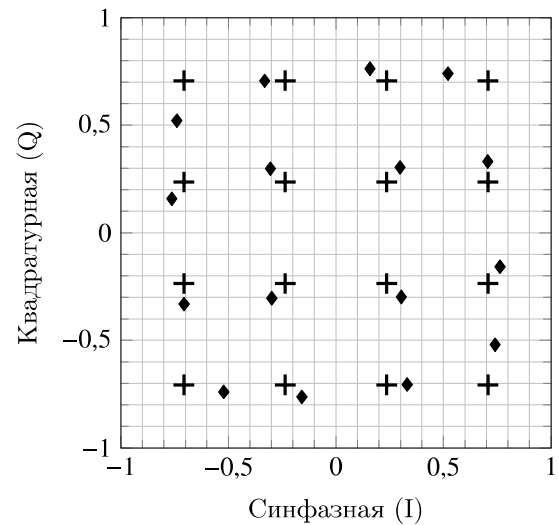
а) Салех $a_0=1,9638$; $a_1=0,9945$;
 $b_0=2,5293$; $b_1=2,8168$



б) Горбани $a_0=8,1081$; $a_1=1,5413$; $a_3=-0,0718$;
 $b_0=4,6645$; $b_1=2,0965$; $b_3=-0,0003$



в) Рапп $p=1$, $s=1$, $k=1$



б) Горбани $a_0=8,1081$; $a_1=1,5413$; $a_3=-0,0718$;
 $b_0=4,6645$; $b_1=2,0965$; $b_3=-0,0003$

Рис. 3.8 Векторные диаграммы КАМ-16
«+» – сигнал на входе НУ; «♦» – сигнал на выходе НУ

3.1.10. Алгоритм определения параметров модели Раппа

Рассмотрим измеренный набор данных, состоящий из m пар $x_i, y_i = y(x_i)$, $i = 1, 2 \dots m$ значений амплитуд сигнала на входе и выходе НУ. Для

определения параметров модели Раппа, обеспечивающих наилучшее среднеквадратическое приближение экспериментальных данных к функции (3.48), применим итерационный метод Ньютона-Гаусса [134]. Исходными данными для оптимизации служат начальные приближения параметров модели Раппа $k = k_0$, $s = s_0$, $p = p_0$.

Ошибка аппроксимации или величина отклонения экспериментальной кривой $\hat{G}(x)$ от аппроксимирующей функции $G(A)$ в точке x_i, y_i :

$$\delta_i = \delta(x_i, y_i) = G(x_i / k, p, s) - y_i,$$

минимизируемая сумма квадратов отклонений

$$W = \sum_{i=1}^m \delta_i^2 = \sum_{i=1}^m [G(x_i, k, p, s) - y_i]^2,$$

где согласно (3.8)

$$G(x_i / k, p, s) = k \cdot x_i \left[1 + \left(\frac{kx_i}{s} \right)^{2p} \right]^{-\frac{1}{2p}}.$$

Составим систему уравнений, для этого приравняем к нулю производные функционала ошибки W по всем трем параметрам k, p, s модели Раппа $G(x_i / k, p, s)$:

$$\begin{aligned} 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i / k, p, s) \frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial k} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i / k, p, s) \frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial p} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i / k, p, s) \frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial s} - y_i \right] &= 0. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Рассчитаем частные производные, входящие в (3.20):

$$\begin{aligned}
\frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial k} &= \frac{x_i}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\
\frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial p} &= kx_i \frac{(1 + z^{2p}) \ln[1 + z^{2p}] - z^{2p} \ln z^{2p}}{2p^2 [1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\
\frac{\partial G(x_i / k, p, s)}{\partial s} &= \frac{z^{2p+1}}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}.
\end{aligned} \tag{3.21}$$

Для компактности представления формул (3.21) введем $z = kx_i/s$. Решение системы нелинейных уравнений (3.20) с учетом (3.21) и введенного обозначения позволяет определить оптимальные, по выбранному критерию, параметры k, p, s , обеспечивающие аппроксимацию реальной АХ при помощи (3.21). Полученные соотношения позволяют оценить влияние нелинейности АХ реального НУ на помехоустойчивость сети радиосвязи СУДС (см. Глава 3).

В качестве численного примера рассмотрим подбор параметров модели (3.8) на основе экспериментально измеренной АХ x_i, y_i (табл. 3.2).

Таблица 3.2

Экспериментально измеренная АХ усилителя мощности для ПРС-МДКР

i	1	2	3	4	5
x_i	0,25	0,75	1,25	1,75	2,25
y_i	0,28	0,57	0,68	0,74	0,79

Применим метод наименьших квадратов (МНК) для аппроксимации экспериментальных данных, для чего обозначим

$$\nabla \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} k_0 \\ p_0 \\ s_0 \end{bmatrix}.$$

На рис. 3.11 представлен итерационный алгоритм нахождения параметров модели, работающий по следующему принципу:

- берется вектор параметров $\mathbf{d}$ (начальное приближение или результат последней итерации);
- определяются вектора невязок $\nabla \mathbf{F}$ и $\mathbf{Y}$, на основе которых строится поправочный вектор $\Delta \mathbf{d}$.
- выполняется коррекция параметров к вектору $\mathbf{d}$ добавляется вектор $\Delta \mathbf{d}$.
- проверяется критерий остановки, если отклонение реальной АХ от модели больше заданного порога сходимости λ , производится переход к следующей итерации.

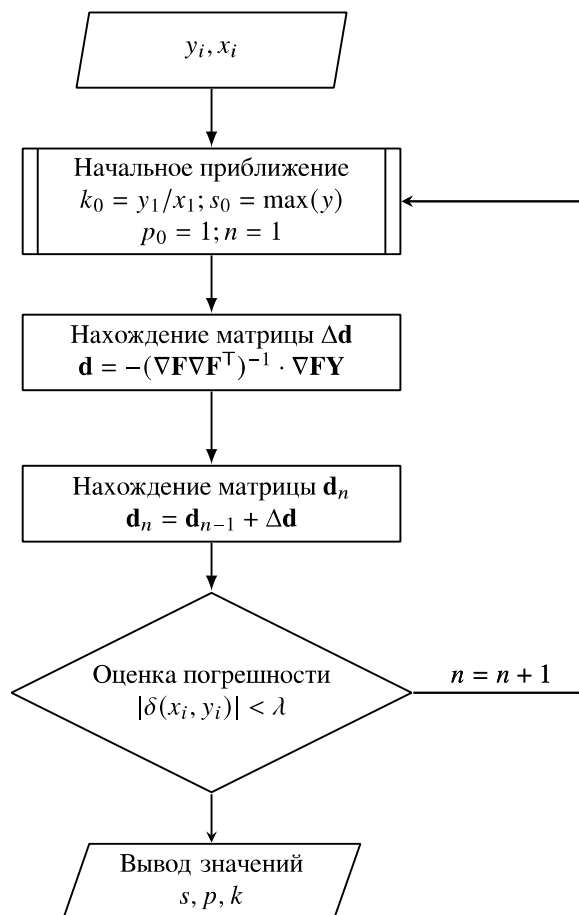


Рис. 3.9. Блок-схема алгоритма определения параметров модели

Численные результаты демонстрируют быструю сходимость алгоритма: при $n = 2$ итерации $k = 1,19$, $s = 0,976$, $p = 1,367$, а после $n \geq 10$ итерации $k = 1,37$, $s = 0,904$, $p = 0,65$, и параметры стабилизируются и оценки k и p

почти не меняются. Полученные таким образом оценки (рис. 3.10) параметров демонстрируют высокую степень соответствия экспериментальным данным:

$$\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{|G(x_i, k, s, p) - y_i|}{|G(x_i, k, s, p)|} \cdot 100\% = 0,107\%.$$

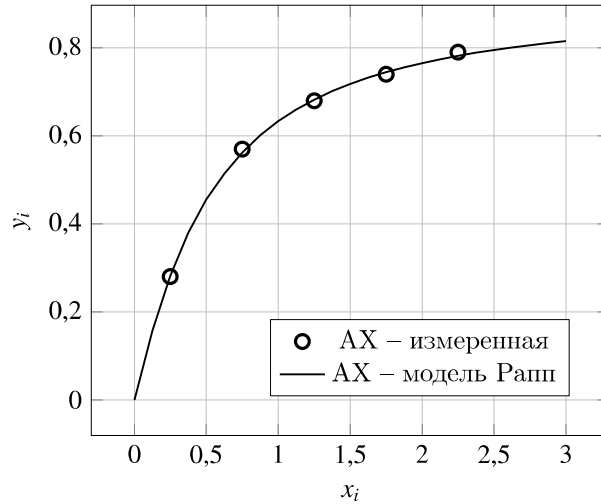


Рис. 3.10 Оценка параметров модели формулам (3.21)

Аналогичный алгоритм расчёта применим и для других коэффициентов аппроксимации, когда известна структура функции вида (3.21).

3.1.11. Сравнение амплитудных характеристик по уровню ИМИ

Для определения коэффициентов полинома обычно используется способ двухчастотного тестирования [135]. При его помощи определяют также уровень комбинационных составляющих на выходе НУ. Если комбинационные составляющие находятся в полосе частот полезных сигналов соседних каналов, то складываясь с шумами, они могут ухудшать показатели качества – пропускную способность и помехоустойчивость. Поэтому важна точная оценка уровня интермодуляционных искажений.

Подадим на вход НУ, описываемого амплитудными характеристиками вида (3.1)-(3.3), двухчастотный сигнал

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 \sin(2\pi f_0 t) + U_1 \sin(2\pi(f_0 + F)t) = A(t) \sin[2\pi f_0 t + \Theta(t)], \quad (3.22)$$

где $A(t)$ – амплитуда,

$\Theta(t)$ – фаза суммарного сигнала.

Сравним уровень интермодуляционных искажений на выходе устройства с АХ, описываемой полиномом, и АХ, описываемой моделью Раппа. Это позволит получить комбинационный спектр выходного сигнала и дать количественную оценку нелинейным свойствам анализируемого устройства. Выходной сигнал НУ

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \sin[(\omega - n\Omega)t + \varphi_{An}] + \sum_{n=0}^{\infty} B_n \cos[(\omega + n\Omega)t + \varphi_{Bn}], \quad (3.23)$$

где $\omega = 2\pi f$, $\Omega = 2\pi F$, n – порядок комбинационных составляющих,

A_n, B_n – амплитуды спектральных составляющих,

$\varphi_{An}, \varphi_{Bn}$ – мгновенные фазы спектральных составляющих.

В качестве примера приведем расчет уровня ИМИ для рассмотренной ранее модели НУ в частотном диапазоне 2,0-2,3 ГГц с разносом частот $F = 3,5$ МГц (ширина полосы одного канала в системе CDMA). На рис. 3.11 и 3.12 показан комбинационный спектр, рассчитанный согласно (3.23). Значения амплитуд спектральных составляющих (т. е. уровни ИМИ) показаны в дБ относительно амплитуды сигнала с частотой f_0 .

$$\text{ИМИ}_n = 20 \log \frac{A_0}{A_n} \text{ при } n \geq 1.$$

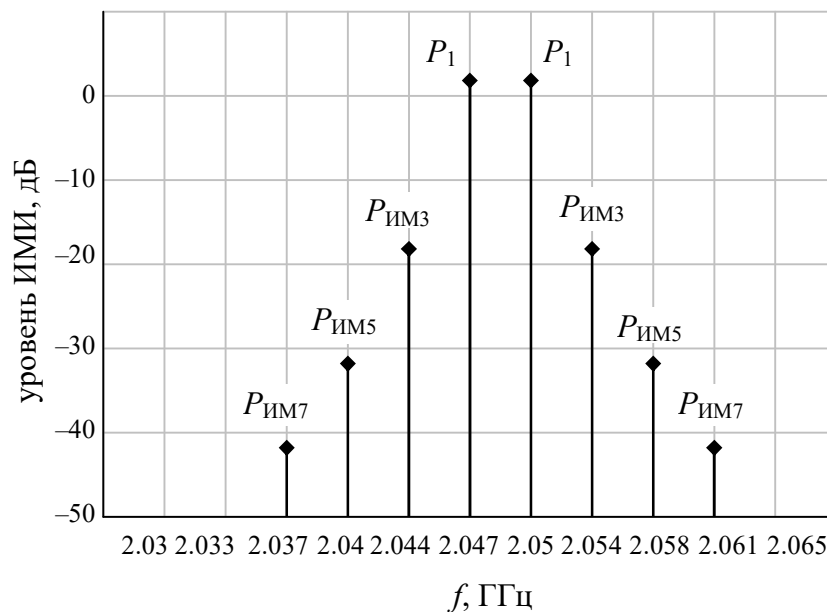


Рис. 3.11 Уровень ИМИ на выходе НУ, описываемого моделью Раппа с $p = 1$.

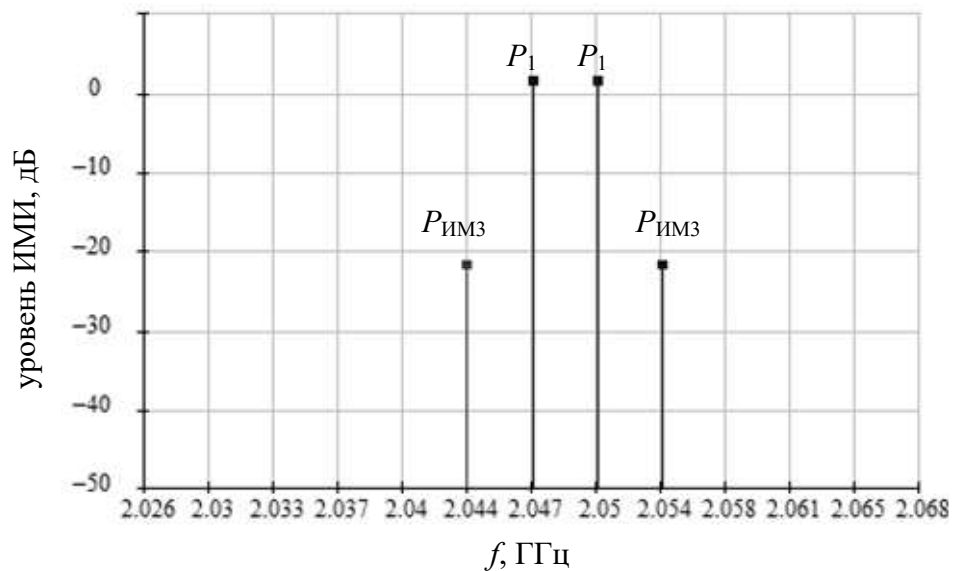


Рис. 3.12 Уровень ИМИ на выходе НУ, описываемого полиномом 3-й степени с $a_1 = -1$, $a_3 = -0,12$

Представленные графики показывают, что уровень ИМИ пятого порядка ниже уровня ИМИ третьего порядка всего на 9-11 дБ. Особенно сильно ИМИ пятого порядка проявляются при сильных искажениях. При равенстве амплитуд сигналов $U_1 = U_2$ (3.22) спектры выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$, показанные на рис. 3.11 и рис. 3.12, симметричны, а при $U_1 > U_2$ спектр становится несимметричным, происходит подавление «слабого» сигнала «сильным» сигналом, а также возникают изменения в фазовом спектре.

В случае, когда уровень ИМИ пятого порядка ниже уровня составляющих ИМИ третьего порядка менее, чем на 20 дБ, ИМИ пятого порядка необходимо учитывать в расчетах, то есть использовать модель Рапа. Если выходная мощность усилителя ниже мощности насыщения на 10 дБ и более, ИМИ пятого порядка можно пренебречь.

Можно сделать вывод о том, что аппроксимация амплитудной характеристики реального НУ при помощи кубического полинома дает при расчете наихудшую вероятность отношения сигнал/помеха. Использовать в качестве модели нелинейности кубический полином допустимо лишь в том случае, когда средняя мощность сигнала значительно ниже уровня ограничения. Так, например, модель АХ на основе полинома можно

применять для учета нелинейных эффектов при неполной загрузке канала [87]. При сильном ограничении реальное отношение сигнал/помеха будет выше рассчитанного из-за загиба амплитудной характеристики. Модель АХ на основе жесткого ограничителя представляется слишком грубой и пригодна лишь для анализа нелинейных искажений при полной загрузке тракта и большом уровне ограничения.

Получена оценка влияния выбора модели на уровень ИМИ и вероятность битовой ошибки. При одинаковом уровне ограничения s , но различных моделях нелинейности расчетные оценки значения вероятности ошибки могут сильно различаться между собой. Так, например, при ОСШ = 20 дБ для идеального ограничителя $P_{\text{ош}} = 10^{-5}$, для АХ, описываемой полиномом третьей степени, $P_{\text{ош}} = 6 \cdot 10^{-2}$, а для модели Раппа $P_{\text{ош}} = 10^{-3}$.

В разд. 3.2.-3.3. будет проведен анализ нелинейных искажений на выходе НУ при использовании рассмотренных способов аппроксимации амплитудных характеристик. Цифровые методы линеаризации на основе численных методов, когда нелинейные искажения компенсируются при помощи внесения предварительных искажений в групповой сигнал, требуют высокоточной оценки амплитудных искажений групповых сигналов. Полученные в работе зависимости могут быть полезны при разработке таких методов линеаризации тракта.

3.2. Анализ нелинейных искажений группового видеосигнала

Групповой сигнал радиосетей ПРС-МДКР представляет собой многоуровневую дискретную последовательность прямоугольных импульсов (чипов). Чипы представляют собой сумму информационных сигналов абонентов, промодулированных канальными переносчиками (например, кодами Уолша) [16]. В процессе передачи групповой сигнал многократно подвергается усилению: в УМ передатчика, демультимплексоре приемника, последетекторном усилителе и других блоках.

Результирующая нелинейность АХ $y(x)$ группового тракта оказывается одним из весомых факторов, снижающих реальную помехоустойчивость сети радиосвязи. В этом разделе анализируется прохождение группового сигнала ПРС-МДКР через нелинейное устройство (НУ).

3.2.1. Модель группового тракта

Сигнал на входе НУ представим в виде смеси $x = u + \varepsilon$, состоящей из группового многоуровневого сигнала u и шума ε (рис. 3.13).

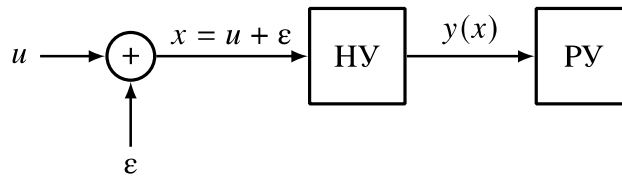


Рис. 3.13 Упрощенная модель, имитирующая групповой тракт:
РУ – решающее устройство; НУ – нелинейное устройство;

Пренебрегая собственными шумами и частотными искажениями, представим ПРВ сигнала (рис. 3.14) на входе НУ в виде

$$W_u(u) = \sum_i P\{u = u_i\} \delta(u - u_i) = \sum_i C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}} \delta(u - u_i) \quad (3.24)$$

где $\delta(\cdot)$ – единичный импульс (функция Дирака);

L – количество каналов (равно базису Уолша, т. е. количеству кодов);

$P\{u = u_i\}$ – вероятность передачи чипа u с амплитудой u_i ;

$u_i = -L, -L + 2, \dots, L - 1$ – диапазон возможных значения амплитуд чипа;

q – вероятность появления информационного «бита» 1 (одинакова для всех L каналов).

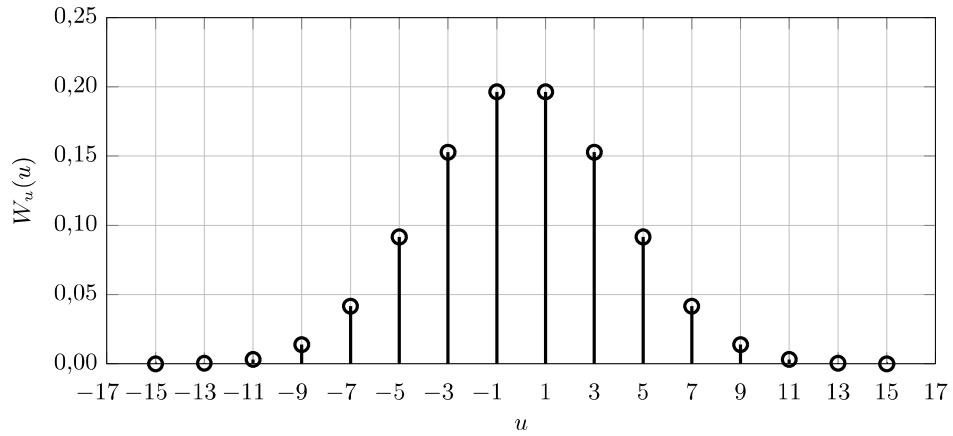


Рис. 3.14 ПРВ амплитуд чипов при $L = 15$, $q = 0,5$

3.2.2. Модель нелинейности

Возьмем рассмотренную (см. в разд. 3.1.6. и 3.1.10.) модель АХ вида:

$$y(x) = \frac{x}{\left[1 + \left(\frac{x}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}},$$

где s – уровень ограничения,

$p \geq 1$ – параметр, задающий степень нелинейности АХ.

Функция, обратная АХ (вывод формулы в Приложении А),

$$x(y) = \frac{y}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}. \quad (3.25)$$

На передающей стороне (где собственный шум НУ отсутствует или пренебрежимо мал $\varepsilon(t) \equiv 0$) получим (рис. 3.13) $x = u$, $y(u) = y(x)$, $u(y) = x(y)$.

На рис. 3.15а и рис. 3.15б показаны семейства прямых и обратных АХ при $\varepsilon(t) \equiv 0$, $s = 15$, $p = 1; 2; 10; 100$.

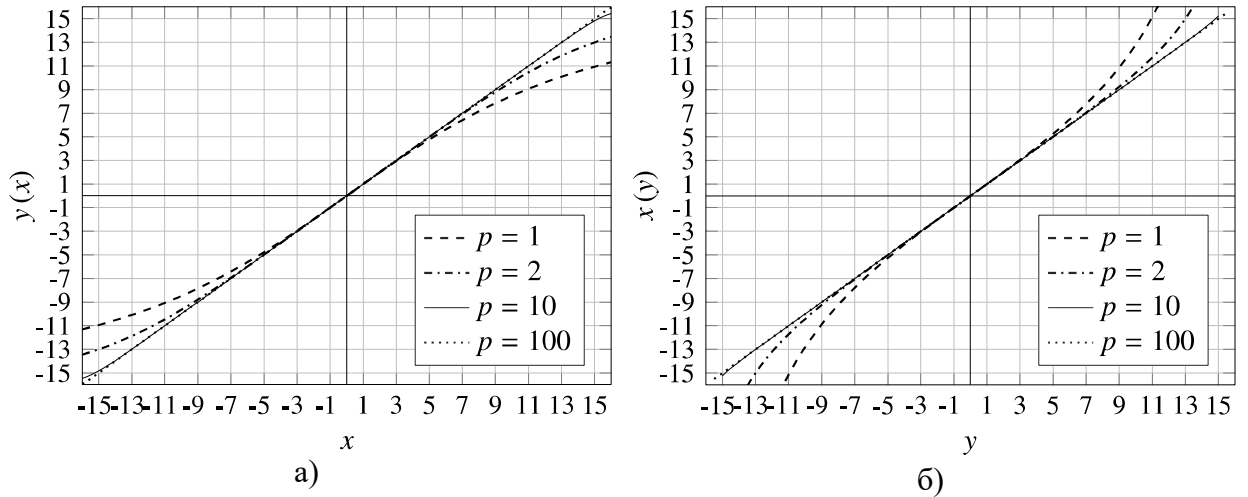


Рис. 3.15 AM/AM характеристики НУ
 а – прямая характеристика $y(x)$; б – обратная характеристика $x(y)$

3.2.3. Анализ нелинейных искажений

Рассмотрим модель, в которой к СВ u на входе НУ добавляется БГШ с нулевым средним и дисперсией σ^2 , чья ПРВ задается выражением

$$W_\varepsilon(\varepsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{\varepsilon^2}{2\sigma^2}\right). \quad (3.26)$$

При дискретной амплитуде чипа на входе НУ смесь $x = \varepsilon + u_i$, а условная ПРВ (при передаче чипа с амплитудой u_i)

$$W_x(x|u_i) = W_\varepsilon(x - u_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x - u_i)^2}{2\sigma^2}\right],$$

а условную ПРВ смеси y на выходе НУ найдем из [67]

$$W_y(y|u_i) = W_\varepsilon[x(y)|u_i] \left| \frac{dx(y)}{dy} \right|, \quad (3.27)$$

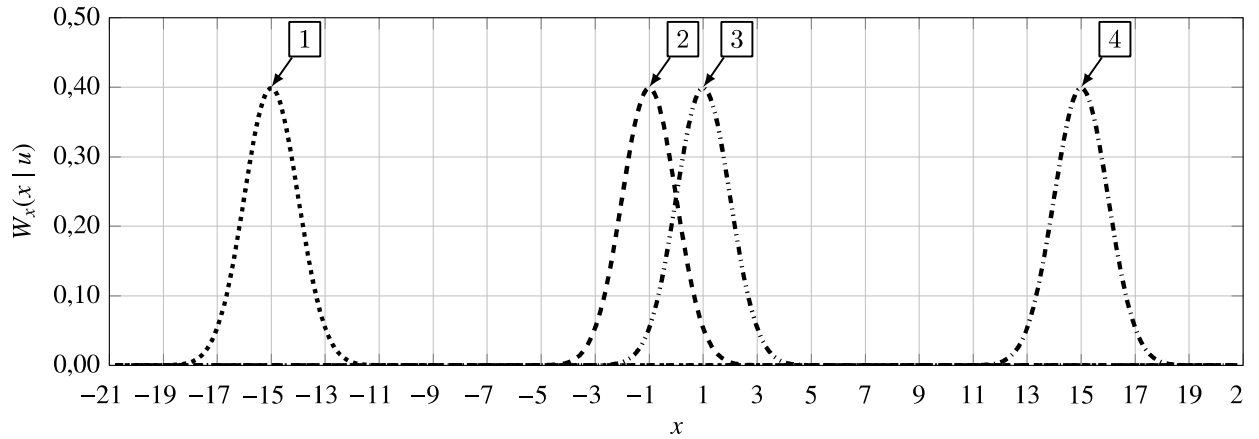
где обратная функция $x(y)$ равна (3.25), а ее производная (Приложение Б)

$$\frac{dx(y)}{dy} = \frac{1}{\sqrt[2p]{z(y)z(y)}}, \quad z(y) = 1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}. \quad (3.28)$$

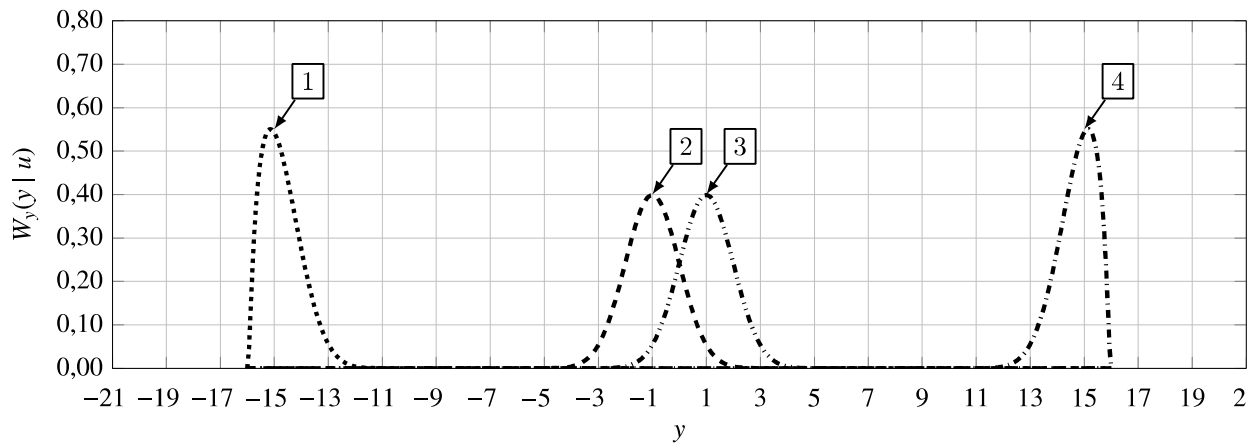
Подставив (3.28) и (3.26) в (3.27) получим условную ФРВ:

$$W_y(y|u_i) = \frac{\exp\left\{\frac{-1}{2\sigma^2}\left[\frac{y}{\sqrt[2p]{z(y)z(y)}} - u_i\right]^2\right\}}{\sqrt{2\pi\sigma \cdot \sqrt[2p]{z(y)z(y)}}}.$$

Графики ПРВ $W_x(x|u_i)$ при $u_i = -15; -1; 1; 15$, $\sigma = 1$ показаны на рис. 3.16а, а графики ПРВ $W_y(y|u_i)$ при $p = 10$, $s = 15$ – на рис. 3.16б.



а)



б)

Рис. 3.16 Условные ПРВ (а) и выходе (б) НУ
при 1 – $u = -15$; 2 – $u = -1$; 3 – $u = 1$; 4 – $u = 15$
а – ПРВ вход НУ; б – ПРВ выход НУ

Для отыскания безусловной ПРВ (т. е. средней по всем возможным амплитудам чипов входного группового сигнала) смеси сигнала с шумом на выходе НУ найдем сначала безусловную ПРВ смеси x на входе НУ. Для этого найдем свертку функций (3.24) и (3.26) :

$$W_x(x) = \int_{-\infty}^{\infty} W_u(u) W_\varepsilon(x-u) du = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(x-u)^2}{2\sigma^2}\right\}.$$

График ПРВ $W_x(x)$ показан на рис. 3.17.

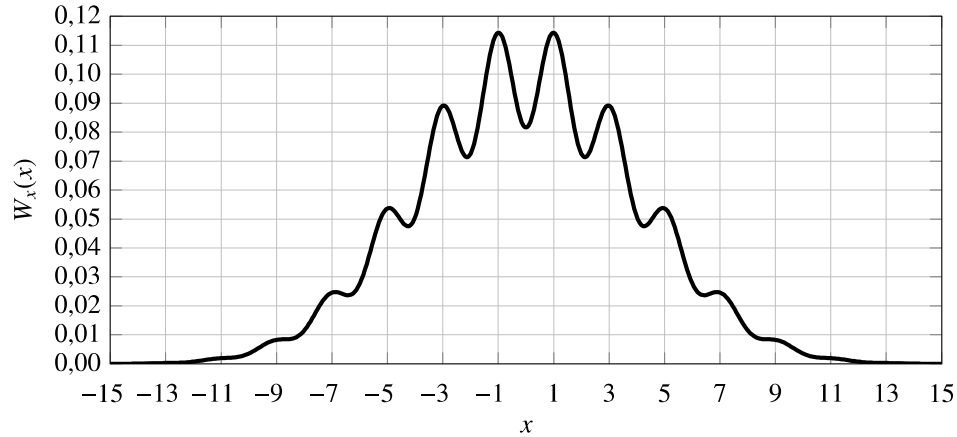


Рис. 3.17 ПРВ смеси сигнала с шумом на входе НУ

Подставив (3.26) и (3.28) в (3.27), найдем безусловную ПРВ:

$$W_y(y) = \sum_i \frac{\delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{2^p \sqrt[p]{z(y)} z(y) \sqrt{2\pi}\sigma} \times \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{y}{2^p \sqrt[p]{z(y)}} - u \right]^2\right\}, \quad (3.29)$$

графики $W_y(y)$, построенные при $p=1;10$, представлены на рис. 3.18.

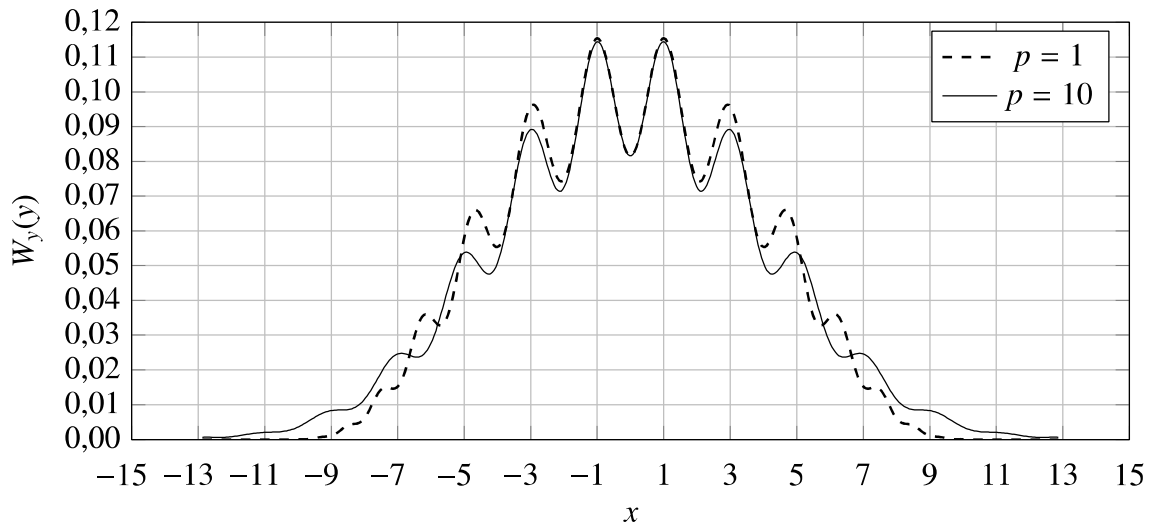


Рис. 3.18 Безусловная ПРВ смеси сигнала и шума на выходе НУ

ФРВ на выходе НУ можно найти, используя ПРВ (3.29):

$$F(y) = \int_{-\infty}^y W(y) dy =$$

$$\sum_i \frac{\delta(u - u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi\sigma}} \times \int_{-\infty}^y \frac{\exp\left\{\frac{-1}{2y^2} \left[\frac{y}{\sqrt[2p]{z(y)}} - u\right]^2\right\}}{\sqrt[2p]{z(y)} z(y)} dy.$$

Для отыскания интеграла применим искусственный прием. Обозначим

$$\frac{y}{\sqrt[2p]{z(y)}} = t, \text{ а } \frac{dt}{dy} = \frac{1}{\sqrt[2p]{z(y)} z(y)}.$$

Заменяя переменную y на t , получим

$$F(y) = \sum_i \frac{\delta(u - u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L-u}{2}}}{\sqrt{2\pi\sigma}} \times \int_{-\infty}^{\sqrt[2p]{z(y)}} \exp\left\{-\frac{(t-u)^2}{2\sigma^2}\right\} dt.$$

Показанная на рис. 3.19 ФРВ смеси сигнала и шума $F(y)$ при $\sigma=1$, $p=10$, $L=15$ на выходе НУ. Далее в разд. 3.2.4. будет показано, что ФРВ может быть выражена через табулированный интеграл $Q(y)$.

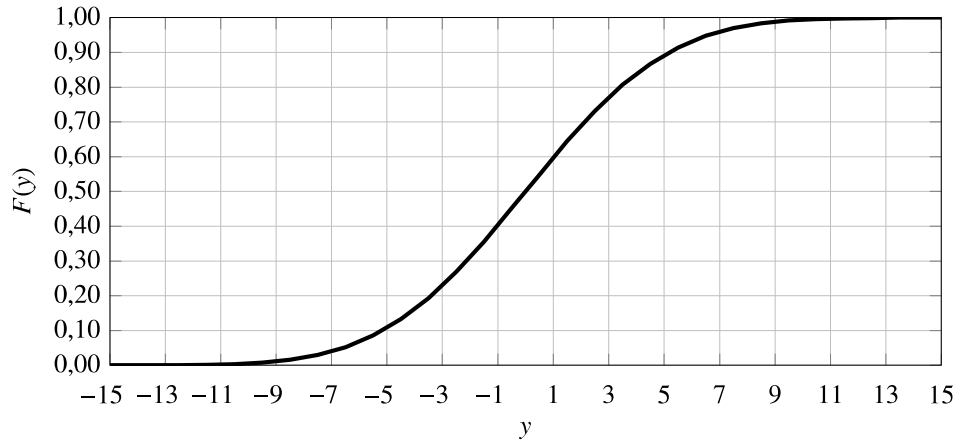


Рис. 3.19 ФРВ смеси сигнала с шумом на выходе НУ

Проведения численных расчетов по ФРВ $F(y)$ требует аккуратного учета пределов функции. Пределы $-s + a \leq y \leq s - a$ (где $a > 0$ — пренебрежимо малая величина, не влияющая на точность расчета) исключают разрывы на границах функции в точках $1/\sqrt[2p]{z(y)}$ и $1/z(y)$ при $y = \pm s$.

3.2.4. Анализ чиповой вероятности ошибки в видеотракте

Исследуем помехоустойчивость МОСС с учетом влияния нелинейности группового тракта с АХ типа (3.8). С учетом найденных в разд. 3.2.3. условных ПРВ, вероятность чиповой ошибки для чипа u_i определяется выражением

$$P_{\text{ош}}(u_i) = \int_{-\infty}^{u_i+1} W_y(y|u_i) dy + \int_{u_i+1}^{+\infty} W_y(y|u_i) dy \quad (3.30)$$

где y – мгновенное значение амплитуды чипа на выходе НУ,

$u_i = -L, -L+2, \dots, L$ – набор возможных амплитуд чипов,

L – число активных каналов,

$W_y(y|u_i)$ – условная ПРВ y .

На рис. 3.20 штриховкой показаны условные вероятности ошибки при передаче чипа с амплитудой $u_i = -15; 1; 15$.

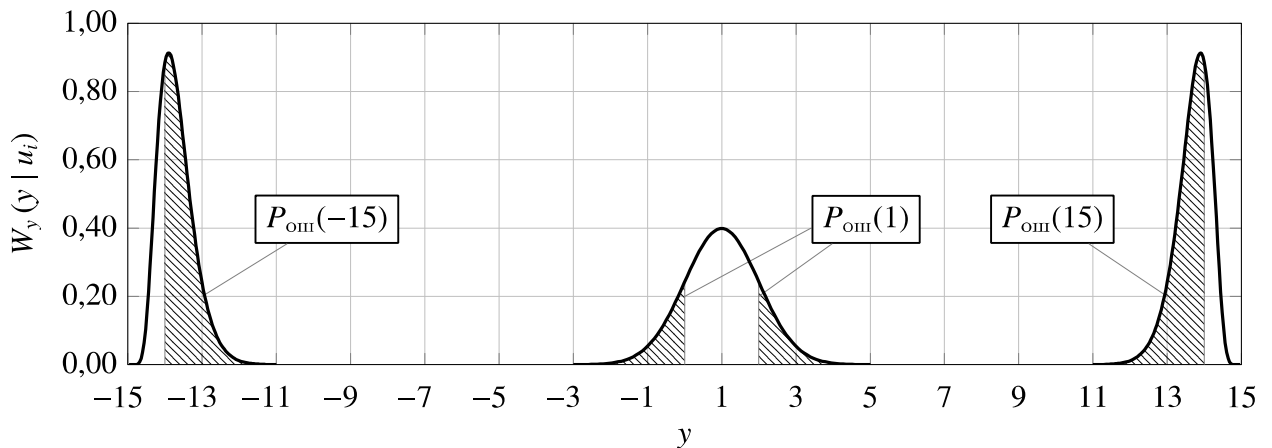


Рис. 3.20 Условные ПРВ группового видеосигнала

А чтобы полную вероятность чиповой ошибки, усредним по всем u_i

$$P_{\text{ош.чип}} = \sum_{i=1}^L P_{\text{ош}}(u_i) W_u(u_i),$$

где $W_u(u_i)$ – РВ сигнала на входе НУ.

Оценка чиповой ошибки может быть найдена численно через условную ФРВ смеси сигнала и помехи, найденную ранее в разд. 3.2.3.:

$$F_y(y|u_i) = \int_{-\infty}^{\sqrt[2p]{z(y)}} \exp\left\{-\frac{(t-u_i)^2}{2\sigma^2}\right\} dt, \quad \text{где } z(y) = 1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}, \quad y = u_i \pm 1. \quad (3.31)$$

Для численных расчетов F_y можно выразить через Q -функцию нормального распределения

$$F_y(y|u_i) = \frac{1}{2} - Q\left(\frac{\frac{u_i}{\sigma} - \frac{y}{\sigma \left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}}{\sigma}\right), \quad (3.32)$$

$$\text{где } Q(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_v^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Объединив (3.30) и (3.31) вероятность ошибки выразим

$$P_{\text{ош}}(u_i) = F_y(-s|u_i) - F_y(u_i - 1|u_i).$$

Рассчитанные зависимости вероятности чиповой ошибки $P_{\text{ош}}$ от $\text{ОСШ} = 10\log(E_c / E_{\text{ш}})$, где $E_c = \sum_{i=1}^L u_i^2 W_u(u_i)$, $E_{\text{ш}}$, при $p=1; 2; 10$ показаны на рис. 3.21.

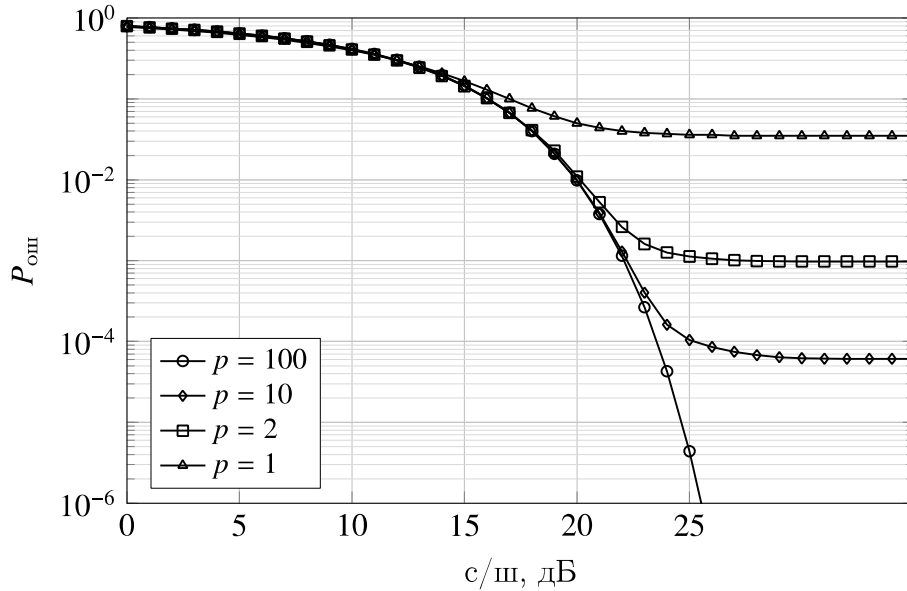


Рис. 3.21 Кривые помехоустойчивости при почиповом приеме

Заметим, что уже при $p \geq 10$, АМ/АМ характеристика НУ практически совпадает с АМ/АМ кусочно-линейной модели (3.4).

3.2.1. Анализ вероятности ошибки через массу искажений

Начнем с того, что введем понятие массы искажений (МИ) [136, 137, 138] – изменение площади (или амплитуды при $T_c = \text{const}$) чипа вследствие любых искажений сигнала. МИ – это количественная мера, позволяющей оценить эффективность модулятора или демодулятора, с учетом совокупного влияния всех типов искажений дискретного сигнала: нелинейные искажения, фазовый шум, IQ-дисбаланс и т. д., во многом МИ похожа на вектор ошибки (от англ. Error Vector Magnitude, EVM).

Используя МИ выполним оценку вероятности битовой ошибки. Пусть исходный чип – прямоугольный видео импульс, а частотные искажения в усилителе пренебрежимо малы. Тогда относительное изменение площади чипа будет равно относительному изменению его амплитуды. Следовательно, РВ МИ и РВ амплитуд u чипов группового сигнала (рис. 3.21) совпадают.

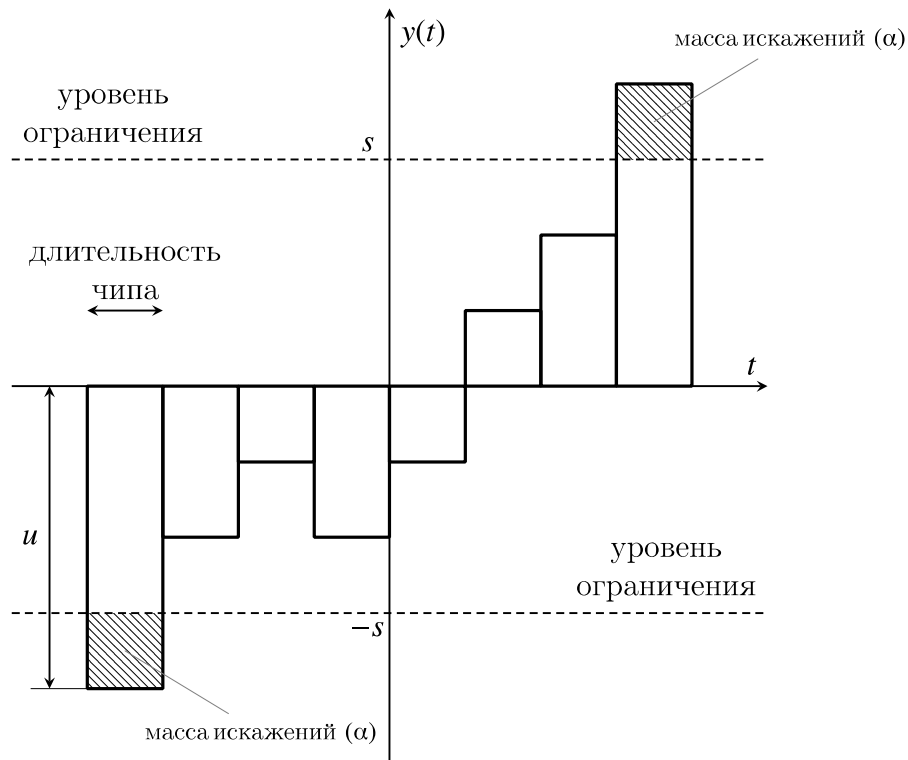


Рис. 3.22 Пояснение понятия массы искажения

Если происходит изменение амплитуды чипа на величину $\alpha = u - y(x|u)$, то РВ МИ в отдельном чипе, учитывая (3.31)

$$W_{\alpha}(\alpha) = W_y(u-a) = \frac{\sum_i \delta(u-u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}}}{2^p \sqrt{z(u-\alpha)} z(u-\alpha) \sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left\{ - \left[\frac{\frac{u-\alpha}{2^p \sqrt{z(u-\alpha)} z(u-\alpha) \sqrt{2\pi\sigma}} - u}{2\sigma^2} \right]^2 \right\}.$$

На рис. 3.23 показана ПРВ МИ в пределах одного чипа при $p=1$.

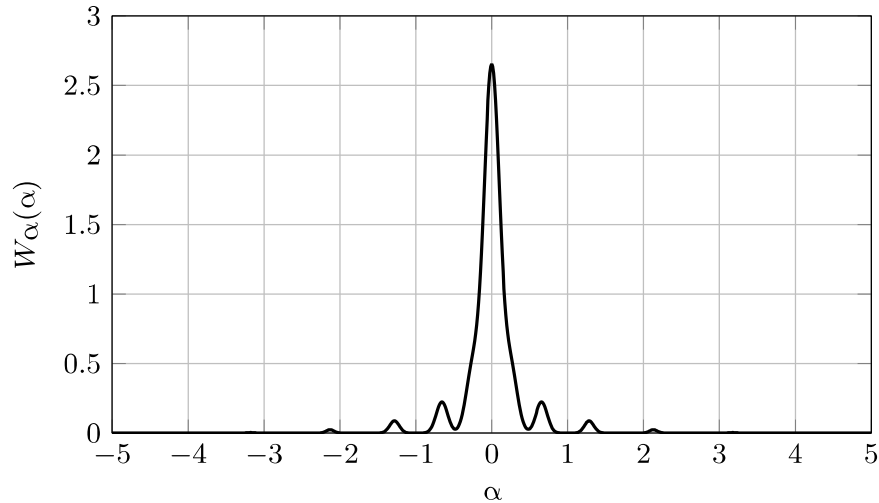


Рис. 3.23 ПРВ массы искажений

МИ отдельных чипов в интервале ортогональности (длительностью N чипов) можно считать независимыми. Тогда полная (или накопленная) МИ на входе РУ $\alpha_{\Sigma} = \sum_{n=0}^N \alpha_N$, и по формуле о распределения суммы случайных величин [67] имеет РВ равное N -кратной свертке ПРВ $W_{\alpha}(\alpha)$ в пределах отдельного чипа. Численно дискретизируем α с шагом 2 $\alpha = -2L, -2L+2 \dots 2L-2, 2L$ и выполним свертку и получим ПРВ суммы из $N = L+1$ чипов (при $N=16$ на рис. 3.24).

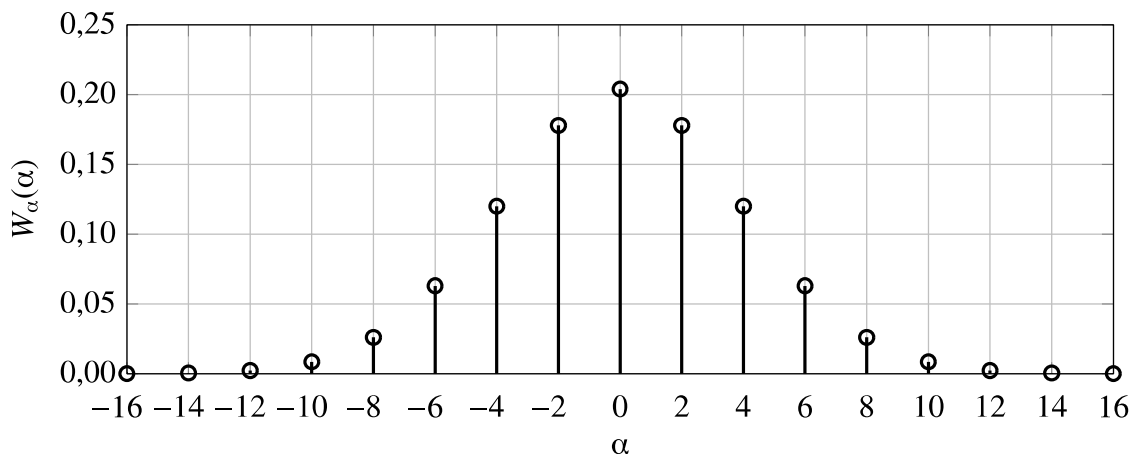


Рис. 3.24 РВ МИ суммы чипов (при $N=16$)

При известном РВ МИ найти $P_{\text{ош.бит}}$ на выходе РУ не составит труда:

$$P_{\text{ош.бит}} = P\{\alpha_{\Sigma} < -N\}q + P\{\alpha_{\Sigma} \geq N\}(1-q),$$

где q – вероятность появления информационного бита «–1», (если эта вероятность одинакова для каждого из L каналов, $q \approx 0,5$, то ПРВ $W_{\alpha}(\alpha)$ будет симметричной, и примет вид

$$\begin{aligned} P_{\text{ош.бит}} &= P\left\{\sum_{k=0}^N \alpha_k < -N\right\}q + P\{\alpha_{\Sigma} > N\}(1-q) + P\{\alpha_{\Sigma} = N\}(1-q) \\ &= P\{\alpha_{\Sigma} > N\} + P\{\alpha_{\Sigma} = N\}(1-q) \end{aligned}$$

На рис. 3.25 приведены графики $P_{\text{ош.бит}}$ при $s = 1, p = 1; 2; 10, N = 16$, показывающие, как нелинейность АХ влияет на вероятностные характеристики ошибки

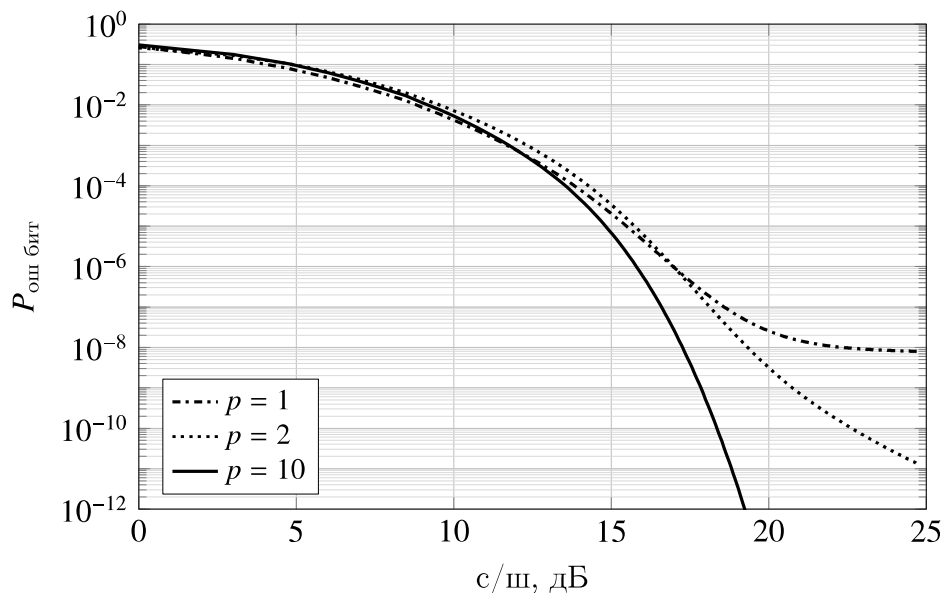


Рис. 3.25 Кривые помехоустойчивости для ПРС-МДКР при разных значениях параметра нелинейности

3.2.2. Анализ битовой вероятности ошибки для МАВ – детектора

Пусть передаются информационные биты d_i $i=0,1...L$ в L каналах. Сформированный групповой сигнал передается по радиотракту при помощи КАМ или КФМ модуляции. На приемной стороне из принятых амплитуд чипов группового сигнала МП- или МАВ-детектором определяются переданные биты. Требуется определить связь функции распределения группового видеосигнала и вероятности битовой ошибки при восстановлении

информационного сигнала j -го канала из последовательности амплитуд N чипов. На рис. 3.26 показана структурная схема демультиплексора (ДМп) системы ПРС-МДКР.

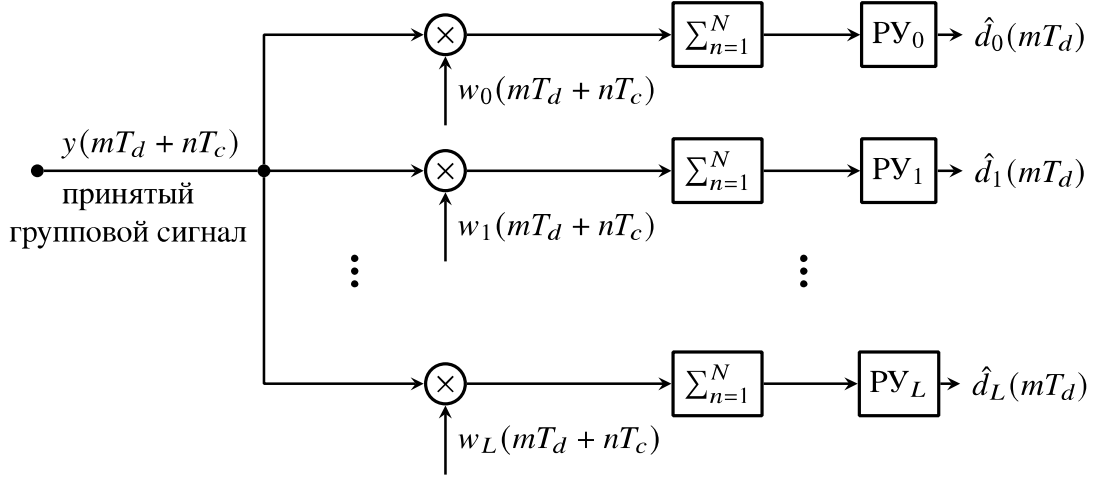


Рис. 3.26 Структурная схема демультиплексора системы ПРС-МДКР:
РУ – решающее устройства

ПРВ смеси y сигнала с шумом на входе ДМп можно выразить через условную ПРВ:

$$W_y(y|u_k) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi} \left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1+2p}{2p}}} \exp \left\{ - \frac{\left[\frac{y}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} - u_k \right]^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (3.33)$$

при $-s < y < s$.

Условную ПРВ *искажения* чипа выразим, как разность амплитуд $\Delta = u_k - y$ переданного чипа и принятой смеси y сигнала и шума. Функциональным преобразованием вида (3.33) $W_\Delta(\Delta|u_k) = W_y(\Delta + u_k|u_k)$ [139], получим

$$W_\Delta(\Delta|u_k) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi} \left[1 - \left(\frac{\Delta + u_k}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1+2p}{2p}}} \exp \left\{ - \frac{\left[\frac{\Delta + u_k}{\left(1 - \left(\frac{\Delta + u_k}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} - u_k \right]^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (3.34)$$

Эта функция определена на отрезке $-s - u_k < y < s - u_k$.

Средне по всем чипам РВ искажения отдельного чипа

$$W_{\Delta}(\Delta) = \sum_{k=0}^L W_{\Delta}(\Delta | u_k) P(u_k), \quad (3.35)$$

где $P(u_k)$ – вероятность того, что амплитуда чипа примет значение u_k .

Для отыскания зависимости между ПРВ искажений чипа (3.35), вероятностью ошибки на чип (при почиповом приеме) и вероятностью ошибки на бит ($P_{\text{ош}}$) в большинстве случаев достаточно определить, как связаны друг с другом ОСШ и вероятность ошибки на символ/бит для данной схемы модуляции [140]. Средняя по всем чипам вероятность ошибки на чип:

$$P_{\text{ош чип}} = 1 - \sum_{-0,5 d_{\text{мин}}}^{0,5 d_{\text{мин}}} W_{\Delta}(\Delta) d\Delta, \text{ где } d_{\text{мин}} = 2 \text{ – минимальное расстояние}$$

между парой чипов группового сигнала.

Однако наибольший практический интерес представляет вероятность P_b ошибки на бит. Рассмотрим систему, построенную на основе N ортогональных функций Уолша. Размер базиса Уолша примем равным количеству используемых функций N . Количество каналов равно $L = N - 1$, каждому каналу соответствует один канальный переносчик. Рассмотрим N информационных сигналов d_i ($i = 0, 1 \dots L$), расширяемых сигналами Уолша. Расширяющие последовательности Уолша обозначим как w_j . T_d – длительность информационного сигнала и/или период ортогональности, T_c – период чипа. Амплитуда чипа передаваемого группового сигнала в момент времени $t = mT_d + nT_c$ равна

$$u(mT_d + nT_c) = \sum_{i=1}^N d_i(mT_d) w_i(mT_d + nT_c),$$

где n – номер интервала ортогональности в передаваемом групповом сигнале, k – номер подынтервал (чипа) в пределах n -го интервала ортогональности.

Полная система функций Уолша $\{\text{wal}(i, \theta)\}$ $i = 0, 1 \dots L$ обычно задается на интервале $\theta \in [0; 1]$ [98]. Если интервал определения функции равен

$0 < \theta < T_d$, то чтобы упростить дальнейшие вычисления необходимо ввести новые обозначения. Разделим интервал определения функции на N подынтервалов равной длины T_c (длительность чипа группового сигнала) и обозначим номерами $n=1,2,...N$ (рис. 3.27), под n -м интервалом будем понимать интервал удовлетворяющий условию

$$(n-1)T_c \leq \theta < nT_c.$$

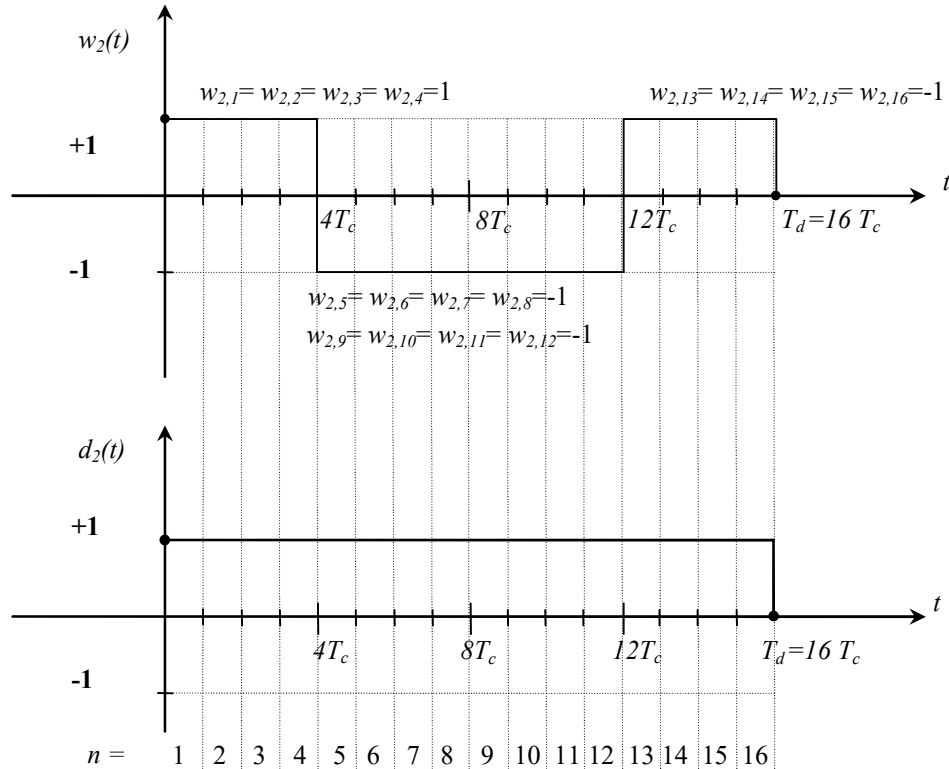


Рис. 3.27 Временные диаграммы:

$w_2(t)$ – вторая функция Уолша из 16-канального набора;

$d_2(t)$ – информационный символ 2-го канала; n – номер подынтервала;

T_c – длительность подынтервала (чипа); T_d – интервал ортогональности.

Для сокращения записи значение j -й функции Уолша на n -ом подынтервале для всех m будем обозначать $w_{j,n} = w_j(mT_d + nT_c)$, условие ортогональности этих функций на интервале от 0 до T_d

$$\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} w_{j,n} w_{i,n} d\theta = \begin{cases} 0 & \text{при } j \neq i \\ 1 & \text{при } j = i \end{cases},$$

а для дискретных отсчетов условие ортогональности записывается в форме

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} w_{i,n} = \begin{cases} 0 & \text{при } j \neq i \\ 1 & \text{при } j = i \end{cases}.$$

Процедура выделения канального информационного сигнала $\hat{b}_j$ сводится к умножению принятого группового сигнала $\tilde{y}$ (рис. 3.28) на канальный переносчик w_j и последующее почиповое суммирование.

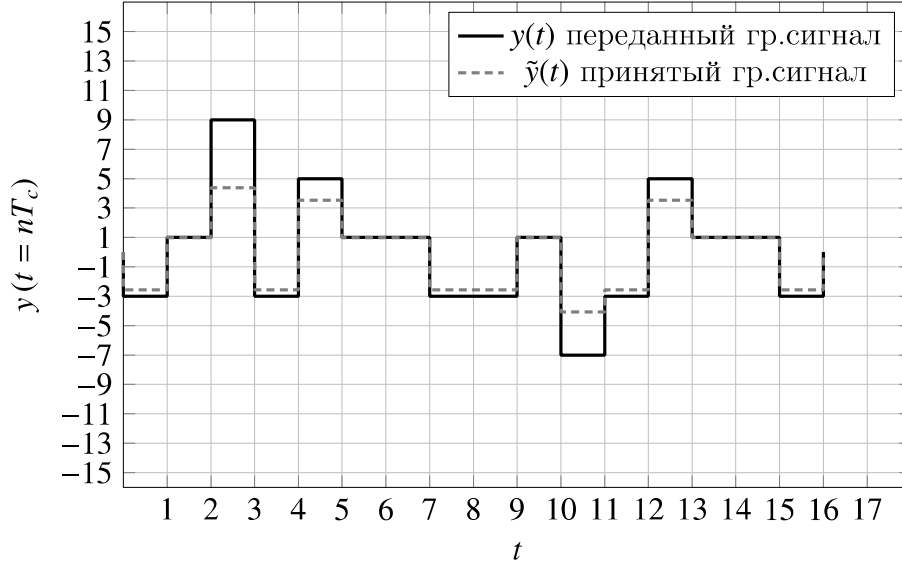


Рис. 3.28 Реализация группового сигнала $\tilde{y}(t)$ и $y(t)$

Запишем эти формулы для дискретных интервалов времени

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} y_n = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \left[\sum_{i=1}^N d_i w_{i,n} + \Delta_n \right] = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N w_{j,n} d_i w_{i,n} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N w_{j,n} \Delta_n. \end{aligned}$$

Рассмотрим отдельно первое слагаемое. Значение информационного символа d_i постоянно на протяжении интервала ортогональности, поэтому можно вынести d_i за знак суммы

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^N w_{j,n} d_i w_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_i \sum_{n=1}^N w_{j,n} w_{i,n} = \frac{1}{N} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^N d_i \underbrace{\sum_{n=1}^N w_{j,n} w_{i,n}}_0 + \frac{1}{N} d_j \underbrace{\sum_{n=1}^N w_{j,n} w_{i,n}}_N = d_j$$

Выразим принятый информационный символ j -го канала

$$\hat{d}_j = d_j + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \cdot \Delta_n \quad (3.36)$$

Из выражения (3.36) видно, что ошибка возникает тогда, когда искажения на выходе РУ $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \cdot \Delta_n$ больше 1 при передаче $b_j = -1$ или $\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \cdot \Delta_n$ меньше -1 при передаче $b_j = 1$. В таком случае битовая вероятность определяется выражением

$$P_{\text{ошбит}} = P\left[\frac{1}{T} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \Delta_n < -1\right] P["+1"] + P\left[\sum_{n=1}^N w_{j,n} \Delta_n \geq N\right] P["-1"] \quad (3.37)$$

где $P[1]$, $P[-1]$ – вероятность передачи символов $+1$ и -1 .

Если учесть, что

1. Δ_k – случайная величина, чья ПРВ симметрична относительно нуля;
2. количество подынтервалов, на которых функция $w_{j,n}$ принимает значение $+1$ равно количеству подынтервалов, на которых функция принимает значение -1 . Например, вторая функция Уолша из 16-мерного базиса (рис. 3.27) на 8 подынтервалах принимает значение $+1$ и на 8 подынтервалах -1 ;
3. соседние чипы считаются некоррелированными.

Искажение на выходе РУ определяется как $\chi = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N w_{j,n} \Delta_n$, где каждая пара множителей представляет собой одну из N независимых СВ $\chi_n = w_{j,n} \Delta_n$, поскольку все χ_n имеют одинаковый закон РВ, то ПРВ $W_\chi(\chi)$ суммы искажений $\chi = \sum_{n=1}^N \chi_n$ представляет собой распределение суммы N независимых СВ. Тогда для вычисления вероятности битовой ошибки остается отыскать ФПР этой суммы. Таким образом, если известна ПРВ одиночного искажения (3.35), то ПРВ искажения – это свертка N одинаковых ПРВ

$$P\left[\sum_{n=1}^N \chi_n\right] = \underbrace{P[\chi_1] * P[\chi_2] \dots P[\chi_n]}_{N \text{ сверток}}. \quad (3.38)$$

Используя (3.37) и свертку (3.38) получим окончательное выражение для ПРВ битовой ошибки на.

3.3. Анализ нелинейных искажений группового радиосигнала

3.3.1. Постановка задачи

Для надежной работы сетей связи СУДС требуется помехоустойчивая связь и активная регулировка мощности сигналов ПРС-МДКР в МОСС при поддержании высокой выходной мощности сигнала. При этом наиболее эффективные выходные усилители мощности обычно работают в нелинейной области вблизи точки насыщения АХ, где возникают наибольшие искажения. Как было показано ранее в разд. 3.1.1. в СУДС применяются методы ПРС-МДКР в том числе с КАМ. Одна из важных задач проектирования таких систем – обоснованная формулировка требований к линейности групповых трактов. Слишком строгие требования удорожают систему, а чрезмерное ослабление требований приведет к снижению качества связи из-за нелинейных искажений, вызывающих ПМД и дополнительные ошибки.

В разд. 3.2. было проанализировано влияние нелинейных искажений на групповой видеотракт системы ПРС-МДКР; тем не менее, аналогичные эффекты, возникающие в радиотракте, также способны привести к возникновению ошибок. Необходимо исследовать и эту причину ухудшения реальной помехоустойчивости.

3.3.2. Модель группового радиосигнала

В ПРС-МДКР с КАМ цифровой поток каждого абонента умножается на свой двоичный ортогональный код (канальный переносчик) длины N , (например, код Радемахера-Уолша). Каждый интервал ортогональности

состоит из N чипов. Синфазная I и квадратурная Q составляющие (рис. 3.29) сигнала:

$$a(t) = \sum_{m=0}^L D_I^{(m)}(t) w^{(m)}(t), \quad b(t) = \sum_{n=0}^L D_Q^{(n)}(t) w^{(n)}(t),$$

где $L \leq N$ – количество активных каналов;

$D_I^{(m)} \in \{\pm 1\}$ и $D_Q^{(n)} \in \{\pm 1\}$ – информационные символы ± 1 (условно говоря, «биты») от m -го и n -го абонентов в соответствующей I , Q составляющей;
 $w^{(\bullet)}(t) \in \{\pm 1\}$ – двоичные коды Радемахера-Уолша m -го и n -го абонентов.

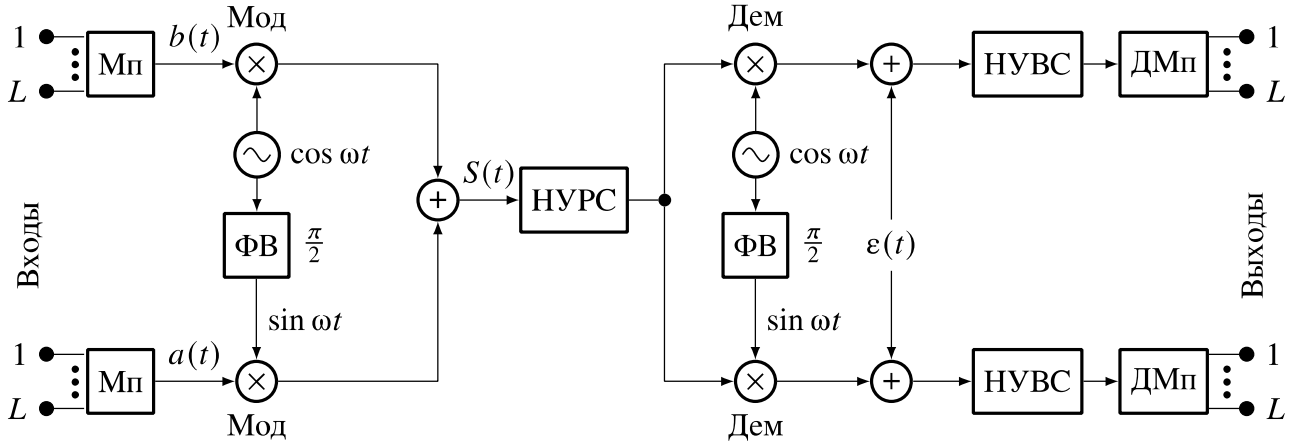


Рис. 3.29 Структурная схема многоканальной радиосети ПРС-МДКР с КАМ:
 НУРС и НУВС – НУ радио- и видеотракта соответственно;
 Мод – модулятор; Дем – демодулятор; ФВ – фазовращатель;
 Мп – мультиплексор; ДМп – демультиплексор.

Групповой радиосигнал представим в виде:

$$S(t) = A(t) \cos(\omega t + \varphi(t)) = \sqrt{a^2 + b^2} \cos\left(\omega t + \arctg \frac{a(t)}{b(t)}\right),$$

где $A(t)$ – амплитуда; $\varphi(t)$ – начальная фаза. Можно считать, что в пределах одного чипа группового сигнала амплитуда и фаза постоянны. Обозначим номер чипа в интервале ортогональности $r = 1, 2, \dots, N$, при $L \geq 2$ практически чипы не коррелированы между собой.

Амплитуды чипов (рис. 3.30) в I и Q составляющих дискретны со значениями $a_i = 2i - L$ и $b_k = 2k - L$, где $i, k = 0, 1, \dots, L$, с биномиальным РВ:

$$P_a(a_i) = C_L^{\frac{L+a_i}{2}} q^{\frac{L+a_i}{2}} (1-q)^{\frac{L-a_i}{2}}, \quad (3.39)$$

$$P_b(b_k) = C_L^{\frac{L+b_k}{2}} q^{\frac{L+b_k}{2}} (1-q)^{\frac{L-b_k}{2}}, \quad (3.40)$$

где q и $1-q$ – вероятности передачи символов $+1$ и -1 соответственно. При $q = 1 - q = 0.5$ средние $m_1(a) = m_1(b) = 0$, а дисперсии $\sigma_a^2 = \sigma_b^2 = L$.

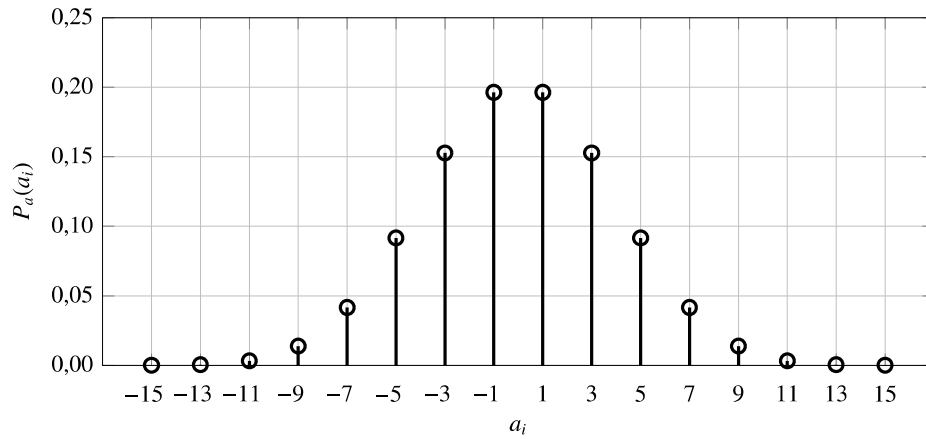


Рис. 3.30 РВ синфазной составляющей группового радиосигнала при $L = 15$, $q = 0,5$

3.3.3. Прохождение через нелинейный тракт

На рис. 3.31 приведена векторная диаграмма КАМ-64 (при $N=8$). Если на входе НУРС (рис. 3.29) синфазная $a(t)$ и квадратурная $b(t)$ составляющие имеют одинаковую ПРВ, то на выходе НУРС их одномерные ПРВ (рис. 3.30) тоже совпадают и достаточно рассмотреть 1-квadrant векторной диаграммы.

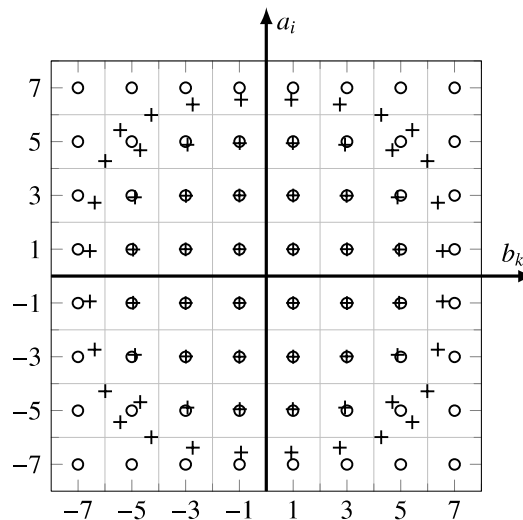


Рис. 3.31 Векторная диаграмма (КАМ-64):

$\circ$ – $A_{i,k}$ на входе НУРС; $\times$ $G_{i,k}$ на выходе НУРС.

Для сети радиосвязи ПРС-МДКР на основе кодов Радемахера-Уолша с базисом $N = 16$ (т. е. $L = 15$ абонентов), сигналы a_i и b_k принимают значения 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15. Амплитуды $A_{i,k} = \sqrt{a_i^2 + b_k^2}$ (рис. 3.29) составляют матрицу размера 8×8 (1-квадрант), где $i = 0, 1, \dots, 7$ и $k = 0, 1, \dots, 7$:

$$A = \begin{pmatrix} 1.414 & 3.162 & 5.099 & 7.071 & 9.055 & 11.045 & 13.038 & 15.033 \\ 3.162 & 4.243 & 5.831 & 7.616 & 9.487 & 11.402 & 13.342 & 15.297 \\ 5.099 & 5.831 & 7.071 & 8.602 & 10.296 & 12.083 & 13.928 & 15.811 \\ 7.071 & 7.616 & 8.602 & 9.899 & 11.402 & 13.038 & 14.765 & 16.553 \\ 9.055 & 9.487 & 10.296 & 11.402 & 12.728 & 14.213 & 15.811 & 17.493 \\ 11.045 & 11.402 & 12.083 & 13.038 & 14.213 & 15.556 & 17.029 & 18.601 \\ 13.038 & 13.342 & 13.928 & 14.765 & 15.811 & 17.029 & 18.385 & 19.849 \\ 15.033 & 15.297 & 15.811 & 16.553 & 17.493 & 18.601 & 19.849 & 21.213 \end{pmatrix}.$$

Также обозначим матрицы $\cos \Phi$ и $\sin \Phi$ с элементами $\cos \Phi_{i,k} = a_i / A_{i,k}$ и $\sin \Phi_{i,k} = b_k / A_{i,k}$ и будут равны:

$$\cos \Phi = \sin \Phi^T = \begin{pmatrix} 0.707 & 0.316 & 0.196 & 0.141 & 0.11 & 0.091 & 0.077 & 0.067 \\ 0.949 & 0.707 & 0.514 & 0.394 & 0.316 & 0.263 & 0.225 & 0.196 \\ 0.981 & 0.857 & 0.707 & 0.581 & 0.486 & 0.414 & 0.359 & 0.316 \\ 0.99 & 0.919 & 0.814 & 0.707 & 0.614 & 0.537 & 0.474 & 0.423 \\ 0.994 & 0.949 & 0.874 & 0.789 & 0.707 & 0.633 & 0.569 & 0.514 \\ 0.996 & 0.965 & 0.91 & 0.844 & 0.774 & 0.707 & 0.646 & 0.591 \\ 0.997 & 0.974 & 0.933 & 0.88 & 0.822 & 0.763 & 0.707 & 0.655 \\ 0.998 & 0.981 & 0.949 & 0.906 & 0.857 & 0.806 & 0.756 & 0.707 \end{pmatrix}.$$

Как и в работах [50, 141], будем считать, что НУРС (обычно это выходной усилитель мощности) является основным источником нелинейных искажений в передатчике и что шумом на входе этого усилителя можно пренебречь. Рассмотрим прохождение радиосигнала $S(t)$ через НУРС с нормированной АМ/АМ характеристикой, имеющей вид [110]:

$$G(A) = \frac{A}{\left(1 + \left(\frac{A}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad (3.41)$$

где s – порог ограничения амплитуды,

$p \geq 1$ – параметр, определяющий степень нелинейности АХ.

При $p \geq 10$ такая АХ практически совпадает с АХ двустороннего ограничителя амплитуды [142]. Если в радиотракте есть и другие источники нелинейных искажений (например, нелинейность модуляционных или демодуляционных характеристик), то их также можно учесть в общей АХ типа (3.41).

Если НУРС безынерционный, то значениям $A_{i,k}$ амплитуды чипов радиосигнала, появляющимся с вероятностями $P_a(a_i) \cdot P_b(b_k)$ на выходе модулятора, соответствуют искаженные значения амплитуды $G_{i,k}$ на выходе НУРС, причем законы распределения случайных величин $A_{i,k}$ и $G_{i,k}$ одинаковы.

Приведенная ниже матрица $G(A)$ отражает совокупность возможных значений $G_{i,k}(A_{i,k})$ при $s = L\sqrt{2}$, $p=1$.

$$G(A) = \begin{pmatrix} 1,411 & 3,128 & 4,958 & 6,708 & 8,328 & 9,797 & 11,108 & 12,266 \\ 3,128 & 4,160 & 5,622 & 7,168 & 8,660 & 10,043 & 11,294 & 12,408 \\ 4,958 & 5,622 & 6,708 & 7,972 & 9,262 & 10,990 & 11,643 & 12,677 \\ 6,708 & 7,168 & 7,972 & 8,971 & 10,043 & 11,108 & 12,118 & 13,050 \\ 8,328 & 8,660 & 9,262 & 10,043 & 10,914 & 11,808 & 12,677 & 13,496 \\ 9,797 & 10,043 & 10,499 & 11,108 & 11,808 & 12,545 & 13,28 & 13,986 \\ 11,108 & 11,294 & 11,643 & 12,118 & 12,677 & 13,28 & 13,893 & 14,494 \\ 12,266 & 12,408 & 12,677 & 13,050 & 13,496 & 13,986 & 14,494 & 15 \end{pmatrix}$$

На рис. 3.32. представлен ряд амплитудных характеристик $G(a_i)$ при $b_k = \text{const}$ построенных для 1-го квадранта на основе матриц A и $G(A)$.

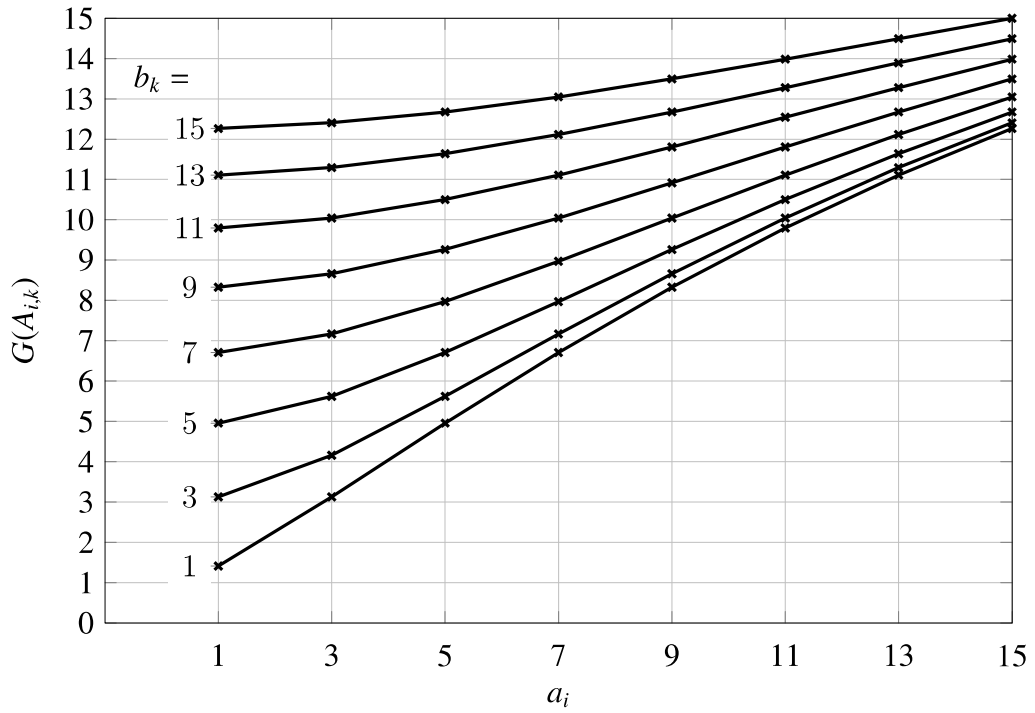


Рис. 3.32 Дискретные амплитуды на входе НУРС в 1-м квадранте.

Для вычисления матриц $\mathbf{g}_I$ и $\mathbf{g}_Q$ искаженных значений используется произведение Адамара [143, 144] $\mathbf{g}_I = \mathbf{G} \circ \cos \varphi$ и $\mathbf{g}_Q = \mathbf{G} \circ \sin \varphi$, т.е. поэлементные произведения $g_{I,i,k} = G_{i,k} \cos \varphi_{i,k}$ и $g_{Q,i,k} = G_{i,k} \sin \varphi_{i,k}$ — это нелинейно искаженные Q -составляющие видеосигнала на выходе Дм.

$$\mathbf{g}_I = \mathbf{g}_Q^T = \begin{pmatrix} 0,998 & 0,989 & 0,972 & 0,949 & 0,92 & 0,887 & 0,852 & 0,816 \\ 2,967 & 2,942 & 2,893 & 2,824 & 2,739 & 2,642 & 2,539 & 2,433 \\ 4,862 & 4,821 & 4,743 & 4,634 & 4,498 & 4,345 & 4,180 & 4,009 \\ 6,641 & 6,588 & 6,487 & 6,343 & 6,166 & 5,964 & 5,745 & 5,519 \\ 8,277 & 8,216 & 8,097 & 7,927 & 7,717 & 7,477 & 7,216 & 6,944 \\ 9,757 & 9,689 & 9,558 & 9,371 & 9,139 & 8,870 & 8,578 & 8,271 \\ 11,075 & 11,004 & 10,867 & 10,670 & 10,423 & 10,138 & 9,824 & 9,492 \\ 12,238 & 12,167 & 12,027 & 11,826 & 11,573 & 11,278 & 10,953 & 10,607 \end{pmatrix}$$

При помощи матриц $\mathbf{g}_I$, $\mathbf{g}_Q$ можно построить зависимости амплитуд на входе и выходе НУРС по формуле $g_i(a_i)$ при $b_k = \text{const}$ для I - и Q -составляющей видеосигнала соответственно (на рис. 3.33 показан для I).

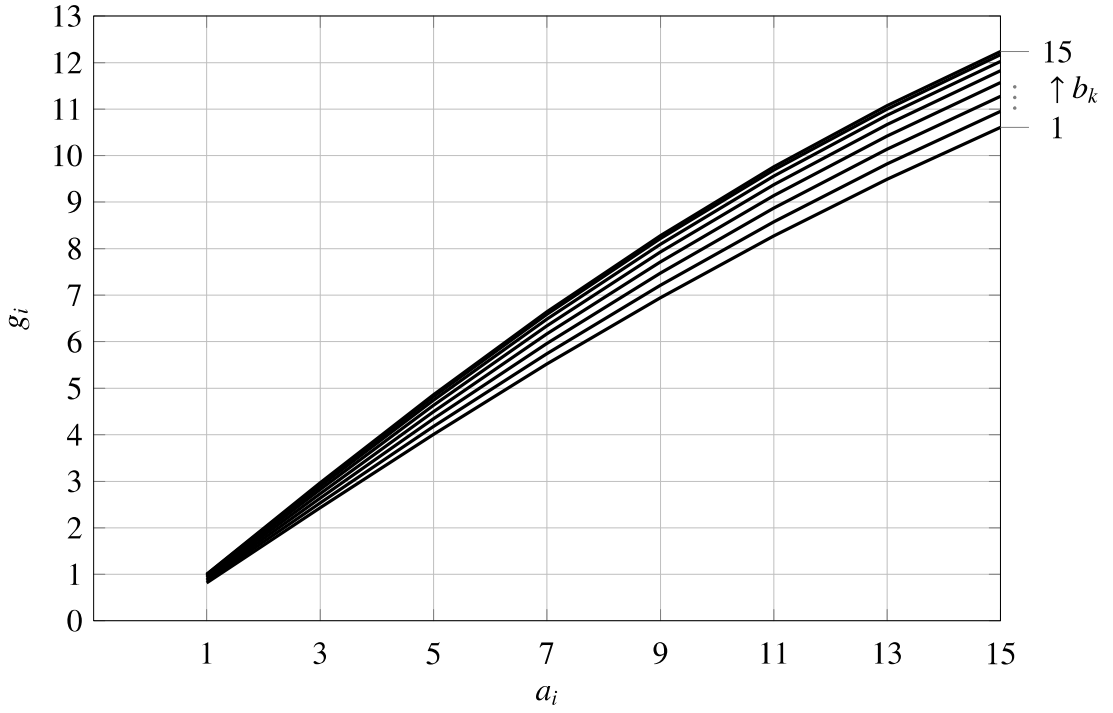


Рис. 3.33. Дискретные амплитуды $g_i = g(a_i)$ при разных $b_k = \text{const}$ на выходе НУРС

3.3.4. ПРВ демодулированного сигнала

На входе НУВС в приемной части системы (рис. 3.29) к групповому радиосигналу добавляется АБГШ $\varepsilon \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varepsilon^2)$. ПРВ которого определяется (3.26). ПРВ смеси $x_{i,k}(t) = g_{i,k}(t) + \varepsilon(t)$ сигнала с шумом на входе НУВС, средняя по всем значениям видеосигнала a_i $\mathbf{I}$ -составляющей, но условная по k , выражается через свертку функций (3.39) и (3.40):

$$W_x(x|k) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_i P_a(a_i) W_\varepsilon(x - g_{i,k}) d\varepsilon = \sum_i \frac{C_L^{\frac{L+a_i}{2}} q^{\frac{L+a_i}{2}} (1-q)^{\frac{L-a_i}{2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma_\varepsilon} \exp\left\{-\frac{(x - g_{i,k})^2}{2\sigma_\varepsilon^2}\right\}.$$

Набор ПРВ $W_x(x|k)$ для 1-го и 2-го квадранта показан на рис. 3.34. Значения $g_{i,k}$ при $b_k = \text{const}$ связаны со значениями a_i , указанными на оси абсцисс, детерминированным образом, через представленные выше матрицы.

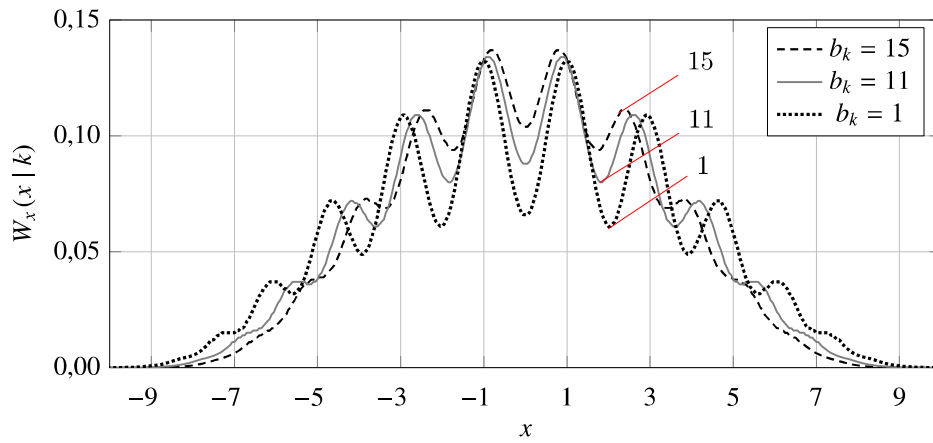


Рис. 3.34 Условная ПРВ смеси сигнала с шумом
в I-составляющей на входе НУВС

Средняя по всем значениям видеосигнала ПРВ смеси $x(t) = g(t) + \varepsilon(t)$:

$$W_x(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_k \sum_i P_a(a_i) P_b(b_k) W_{\varepsilon}(x - g_{i,k}) d\varepsilon. \quad (3.42)$$

График $W_x(x)$ при $s = L\sqrt{2}$, $p = 1, 2$ и 3 . представлен на рис. 3.35.

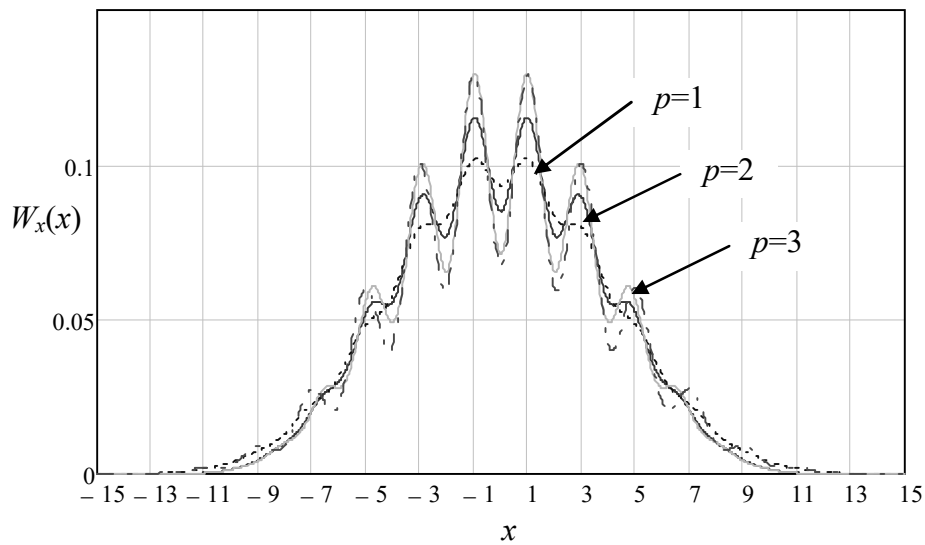


Рис. 3.35 ПРВ смеси сигнала с шумом
на входе канального селектора

ПРВ смеси $x(t)$ сигнала с шумом на выходе НУВС, также опишем
выражением

$$y(x) = \frac{x}{\left(1 + \left(\frac{x}{s_2}\right)^{2p_2}\right)^{\frac{1}{2p_2}}},$$

где s_2 – порог ограничения амплитуды НУВС,

p_2 – параметр, определяющий степень нелинейности АХ НУВС.

Условная ПРВ в зависимости от b_k :

$$W_y(y|b_k) = \sum_i P_a(a_i) \frac{\exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s_2} \right)^{2p_2} \right]^{\frac{1}{2p_2}}} - g_{i,k} \right]^2 \right\}}{\sigma \sqrt{2\pi} \left[1 - \left(\frac{y}{s_2} \right)^{2p_2} \right]^{\frac{1+2p_2}{2p_2}}},$$

а среднее по всем значениям видеосигнала распределение

$$W_y(y) = \sum_i \sum_k P_a(a_i) P(b_k) \frac{\exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s_2} \right)^{2p_2} \right]^{\frac{1}{2p_2}}} - g_{i,k} \right]^2 \right\}}{\sigma \sqrt{2\pi} \left[1 - \left(\frac{y}{s_2} \right)^{2p_2} \right]^{\frac{1+2p_2}{2p_2}}}, \quad (3.43)$$

где $W_y(y)$ – усеченное распределение с точками усечения $-s_2 < y < s_2$.

Полученное выражение (3.43) может быть использовано для расчета вероятности битовой ошибки в системе связи с КАМ и МДКР.

Одна из важных проблем разработки и проектирования радиосистем множественного доступа с ПРС-МДКР и КАМ состоит в задании технических требований к линейности групповых трактов. Завышенные требования приводят к значительному усложнению системы, заниженные – к ухудшению качества связи.

3.3.5. Оценка средней мощности помех на выходе НУВС

АХ безынерционного НУВС с заменой переменных **A** и **G** на x и y соответственно, а параметров НУРС p и s – на аналогичные параметры НУВС p_b и s_b , может быть выражена формулой :

$$y(x) = \frac{x}{\left[1 + (x / s_b)^{2p_b}\right]^{1/(2p_b)}}. \quad (3.44)$$

Нелинейное преобразование смеси $x(t)$ сигнала с аддитивным шумом в НУВС представим, следуя [67, 139, 143], как добавление к полезному сигналу $g_{i,k}$ помехи, состоящей из двух разделяющихся частей: мультипликативной (коррелированной) и аддитивной (не коррелированной) с этим сигналом. Тогда выходной процесс в пределах отдельно взятого чипа

$$y(t) = \gamma g_{i,k} + \xi(t), \quad (3.45)$$

где $\gamma g_{i,k}$ – полезная (информативная) часть выходной смеси,

$(1-\gamma)g_{i,k}$ – коррелированная с $g_{i,k}$ составляющая помехи,

$\xi(t)$ – некоррелированная с $g_{i,k}$ составляющая помехи,

$0 \leq \gamma \leq 1$ – числовой коэффициент.

При этом

$$\overline{\xi^2(t)} = \overline{y^2(t)} - \gamma^2 \overline{g_{i,k}^2}. \quad (3.46)$$

Для отыскания коэффициента γ умножим на $g_{i,k}$ и усредним по времени в пределах чипа обе части уравнения (3.46):

$$\overline{g_{i,k} y(t)} = \gamma \overline{g_{i,k}^2} + \overline{\xi(t) g_{i,k}}.$$

Но по условиям задачи $\overline{g_{i,k} y(t)} = \overline{g_{i,k}} \overline{y(t)}$, а $\overline{\xi(t) g_{i,k}} = \overline{\xi(t)} \overline{g_{i,k}} = 0$; тогда

$$\gamma_{i,k} = \overline{y(t)} / \overline{g_{i,k}}. \quad (3.47)$$

Общие формулы (3.45), (3.46), (3.47) справедливы и для индексированных по i и k значений переменных y, ξ, γ :

$$y_{i,k}(t) = y[g_{i,k} + \varepsilon(t)]; \quad \overline{\xi_{i,k}^2(t)} = \overline{y_{i,k}^2(t)} - \gamma_{i,k}^2 \overline{g_{i,k}^2}; \quad \gamma_{i,k} = \overline{y_{i,k}(t)} / \overline{g_{i,k}}.$$

Полагая, что исследуемые процессы эргодичны, заменим усреднение по времени усреднением по множеству реализаций для каждого i и k в отдельности, тогда коэффициент уменьшения полезного сигнала из-за воздействия коррелированной помехи будет равен

$$\gamma_{i,k} = \overline{y_{i,k}} / g_{i,k}, \quad (3.48)$$

а дисперсия некоррелированной помехи

$$\sigma_{i,k}^2 = \overline{\xi_{i,k}^2} = \overline{y_{i,k}^2} - \gamma_{i,k}^2 g_{i,k}^2. \quad (3.49)$$

ПРВ смеси $y_{i,k}$ на выходе НУВС имеет вид [141]

$$W_y(y_{i,k}) = \frac{1}{2^{p_B} \sqrt{z_{i,k}} z_{i,k} \sigma_{i,k} \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_{i,k}^2} \left[\frac{y_{i,k}}{2^{p_B} \sqrt{z_{i,k}}} - g_{i,k} \right]^2 \right\}, \quad (3.50)$$

где $z_{i,k} = 1 - (y_{i,k} / s_B) 2p$ – вспомогательная переменная.

Согласно (3.48) и (3.50)

$$\gamma_{i,k} = \frac{1}{g_{i,k}} \int_{-\infty}^{\infty} y_{i,k} W_y(y_{i,k}) dy_{i,k}. \quad (3.51)$$

Этот коэффициент зависит не только от i и k , но и от параметров s_B , p_B АХ НУВС, а также опосредованно от отношения сигнал-помеха $\rho = 10 \lg(g_{i,k}^2 / \sigma_{i,k}^2)$ на входе НУВС. Зависимость (3.51) от значений исходного сигнала a_i в I-м и II-м квадрантах, соответствующих $g_{i,k}$ при $k = 15$, $\rho = 10$ дБ показана на рис. 3.36, а зависимость (3.49) $\overline{\xi_{i,k}^2}$ от a_i – на рис. 3.37.

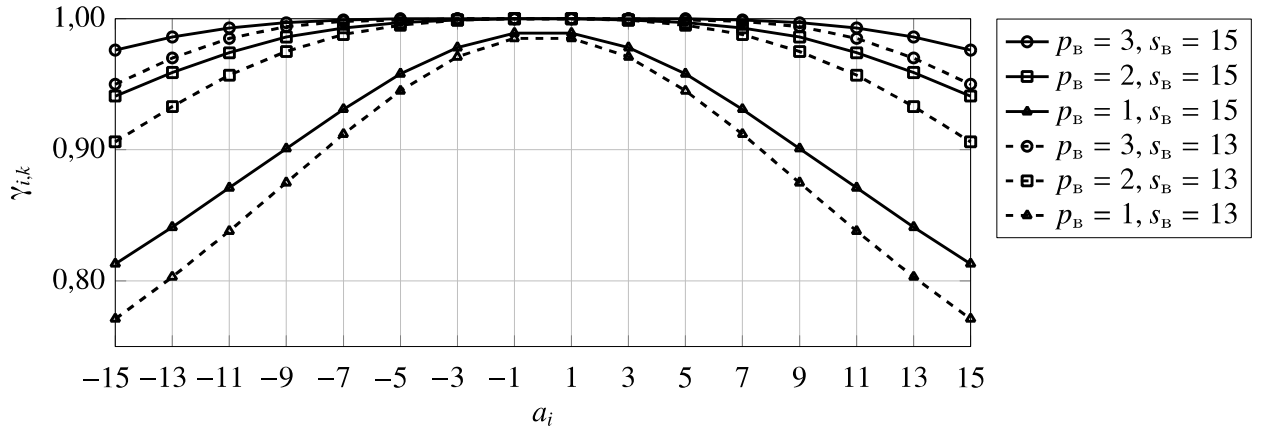


Рис. 3.36 Зависимость коэффициента $\gamma_{i,k}(a)$

от амплитуды чипа a_i при $k = 15, \rho = 10$ дБ

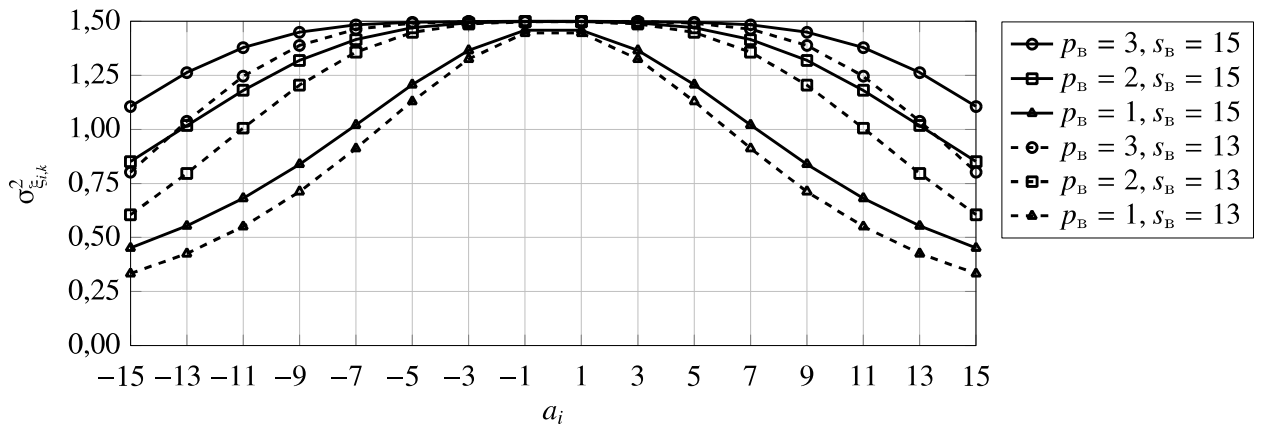


Рис. 3.37 Зависимость дисперсии σ_{ξ}^2
от амплитуды чипа a_i при $k=15, \rho=10$ дБ

Семейства кривых на рис. 3.38, рис. 3.39 иллюстрируют влияние амплитуды b_k чипов Q-составляющей на коэффициент $\gamma_{i,k}$ и дисперсию $\sigma_{\xi, k}^2$ при $k = \text{var}$. В левой и правой частях обоих графиков это влияние больше, чем в центральной.

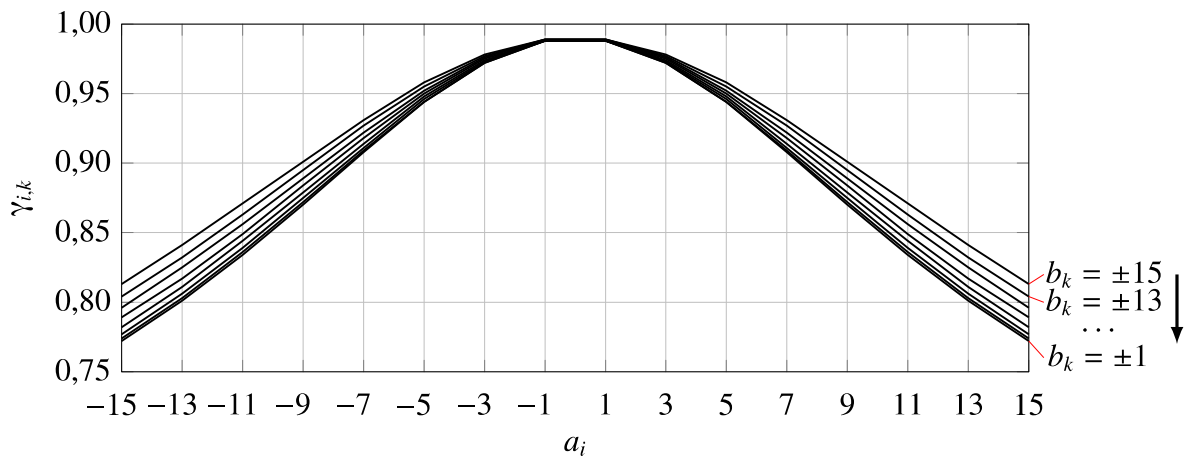


Рис. 3.38 Влияние индекса k на коэффициент $\gamma_{i,k}$
при $p=1; s_B=L; p_B=1; \rho=10$ дБ

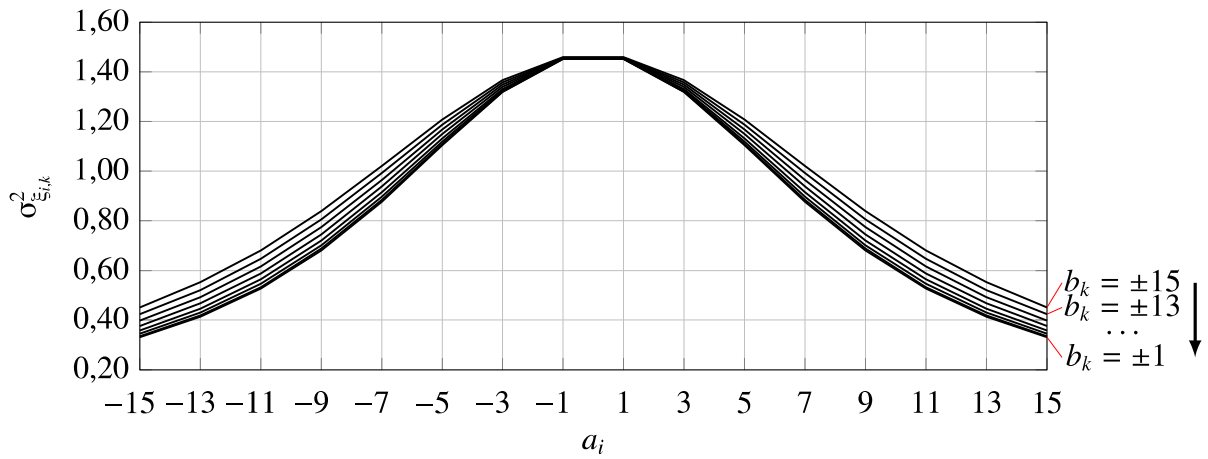


Рис. 3.39 Влияние индекса k на дисперсию $\sigma_{\xi,k}^2$
при $p = 1; s_b = L; p_b = 1; \rho = 10$ дБ

На рис. 3.40 и рис. 3.41 показаны семейства кривых $\gamma_{i,k}(a_i)$ и $\overline{\xi_{i,k}^2}(a_i)$ при фиксированном $k = 6$ и различных отношениях сигнал-помеха $\rho = 5, 6, \dots, 12$ дБ на входе НУВС. Чем амплитуда чипа группового сигнала меньше, тем влияние аддитивной помехи больше.

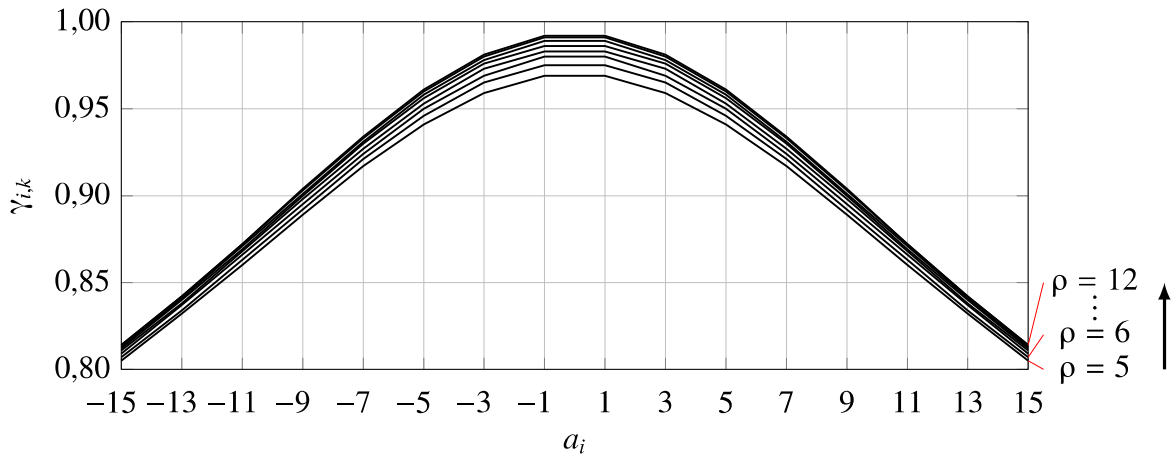


Рис. 3.40 Влияние ОСШ на коэффициент $\gamma_{i,k}$
при $p = 1; s_b = L; p_b = 1$

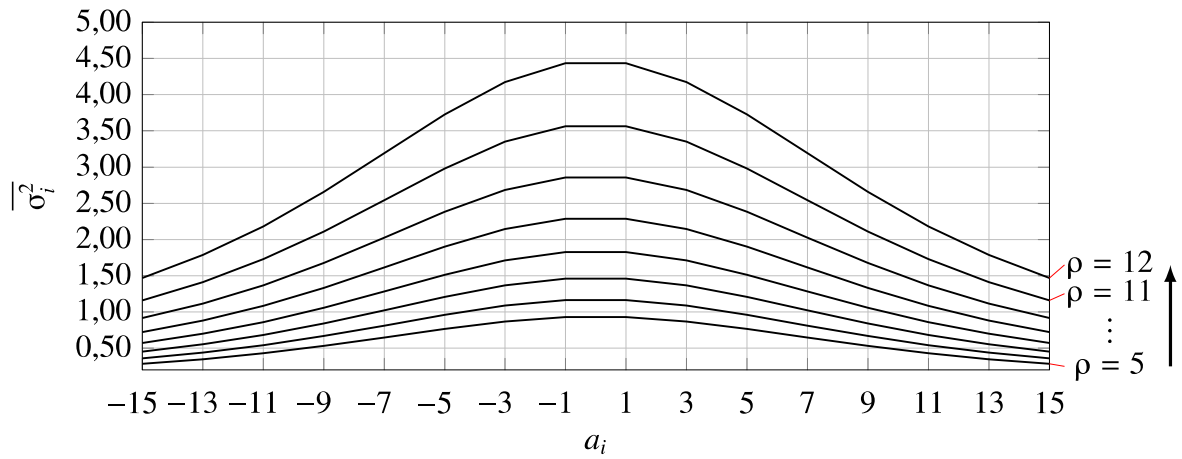


Рис. 3.41 Влияние ОСШ на дисперсию $\sigma_{\xi j, k}^2$
при $p = 1; s_B = L; p_B = 1$.

Зависимость мощности $\gamma_{i, k}^2 g_{i, k}^2$ полезного сигнала на выходе НУВС от амплитуды чипа исходного сигнала a_i , при $k=15$ с учетом и без учета нелинейных искажений (НИ), вносимых НУРС, показана на рис. 3.42.

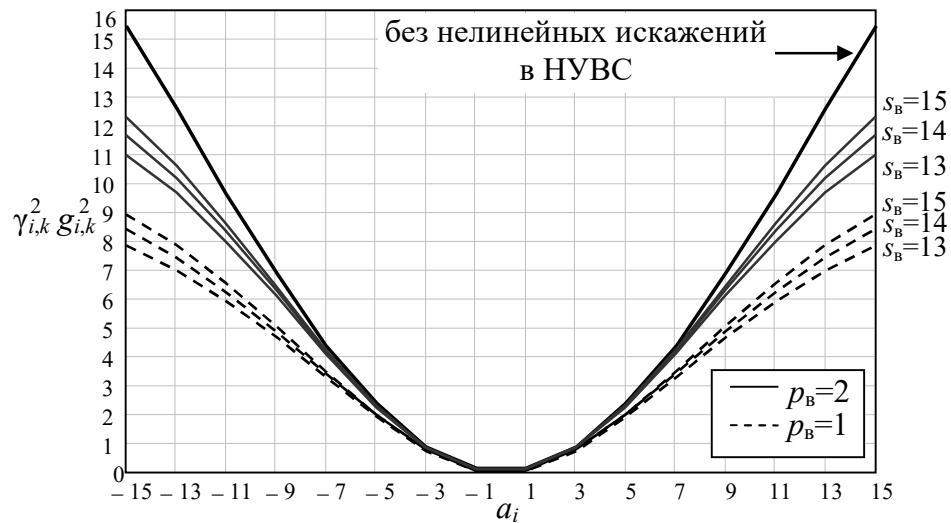


Рис. 3.42 Зависимость мощности полезного сигнала на выходе НУВС от a_i
при различных параметрах АХ

Дисперсия выходной смеси НУВС согласно (3.50), (3.51)

$$\sigma_{y_{i,k}}^2 = \int_{-s_B}^{s_B} y_{i,k}^2 W_y(y_{i,k}) dy_{i,k} = \int_{-s_B}^{s_B} y_{i,k}^2 \frac{\exp \left\{ \frac{-1}{2\sigma_{i,k}^2} \left[\frac{y_{i,k}}{2^{p_B} \sqrt{z_{i,k}}} - g_{i,k} \right]^2 \right\}}{2^{p_B} \sqrt{z_{i,k}} z_{i,k} \sigma_{i,k}^2 \sqrt{2\pi}} dy_{i,k}. \quad (3.52)$$

ПРВ некоррелированной помехи $\xi_{i,k}$ с нулевым средним найдем, подставляя в (3.50) $\xi_{i,k}$ вместо $y_{i,k}$. При $-s_B < \xi_{i,k} < s_B$:

$$W_{\xi}(\xi_{i,k}) = \frac{1 / (\sigma_{i,k} \sqrt{2\pi})}{\left[1 - \left(\frac{\xi_{i,k} + \gamma_{i,k} g_{i,k}}{s_B} \right)^{2p_B} \right]^{\frac{1+2p_B}{2p_B}}} \times \exp \left\{ - \frac{\left\{ \frac{\xi_{i,k} + \gamma_{i,k} g_{i,k}}{\left[1 - \left(\frac{\xi_{i,k} + \gamma_{i,k} g_{i,k}}{s_B} \right)^{2p_B} \right]^{\frac{1}{2p_B}}} - g_{i,k} \right\}^2}{2\sigma_{i,k}^2} \right\}. \quad (3.53)$$

3.3.6. Расчет вероятности битовой ошибки

Демультимплексор (ДМП) каждой квадратурной составляющей (рис. 3.29) содержит L канальных селекторов (рис. 3.43), осуществляющих в пределах каждого ИО интегрирование с весом $w^{(m)}(t)$ или $w^{(n)}(t)$, и L решающих устройств (РУ), принимающих решения о регистрации информационного бита +1 или -1.

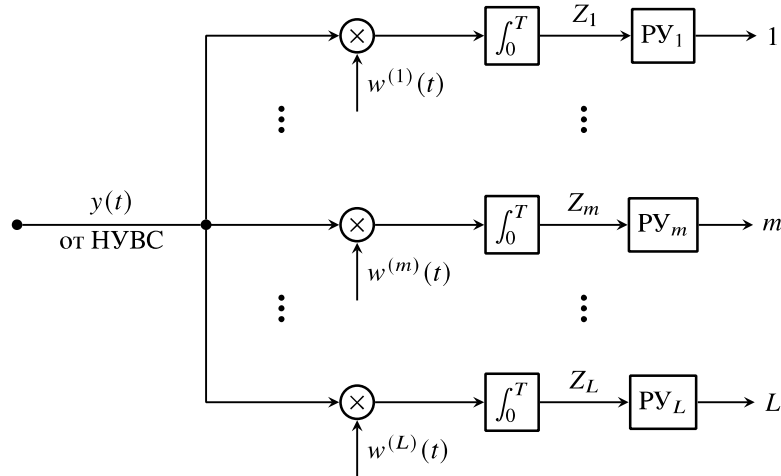


Рис. 3.43 Структурная схема ДМП

Согласно (3.45) представим каждый чип процесса $y(t)$ на выходе НУВС в виде суммы полезного группового сигнала $\gamma_{i,k,r}, g_{i,k,r}$ и некоррелированной

с сигналом помехи $\xi(t)$. Индексы i, k при величинах $\gamma_{i,k,r}$ и $g_{i,k,r}$ связывают эти переменные с теми значениями сигналов a_i и b_k на выходах МП, для которых они рассчитаны выше, а индекс $r = 0, 1, \dots, N-1$ означает порядковый номер чипа в ИО.

Реакция $Z_m(t)$ пары канальный перемножитель – интегратор в канальном селекторе m -го канала (рис. 3.43) на r -й чип группового сигнала **I**-составляющей – это сумма сигнальной составляющей $\int_{rT/N}^T \gamma_{i,k,r} g_{i,k,r} w^{(m)}(t) dt$ и помехи $\int_{rT/N}^T \xi_{i,k,r}(t) w^{(m)}(t) dt$. Сумма сигнальных составляющих по всем чипам ИО равна

$$B_{m,i,k} = \sum_{r=0}^{N-1} \int_{rT/N}^T \gamma_{i,k,r} g_{i,k,r} w^{(m)}(t) dt. \quad (3.54)$$

Аналогичный вид имеет выражение для **Q**-составляющей. Для примера одна из возможных реализаций сигнала на выходе канального перемножителя показана на рис. 3.44.

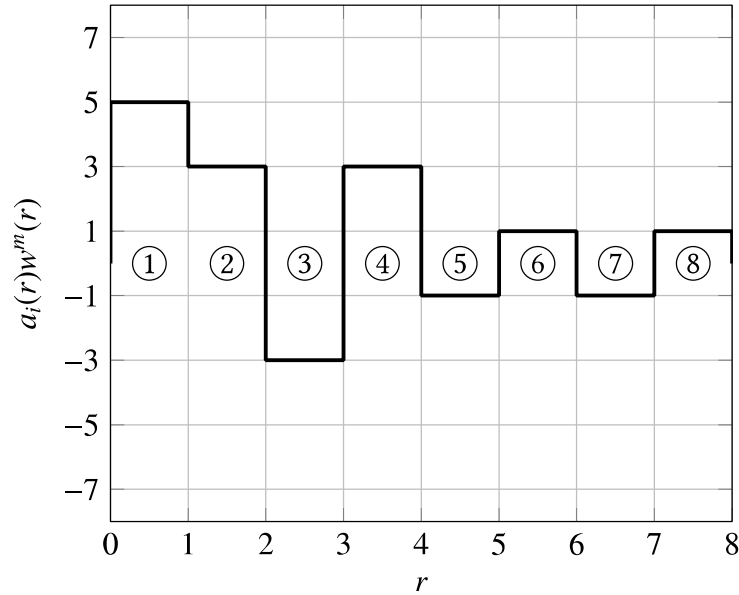


Рис. 3.44 Выходной сигнал канального перемножителя (без учета НИ)

В каждом ИО содержится N чипов, сигналы в которых различным образом сочетаются между собой в зависимости от значений i и k , и нахождение суммарных по всем чипам ИО дисперсий полезного сигнала и помех очень затруднительно из-за многовариантности выделенного полезного

сигнала. Однако расчеты можно значительно упростить, если исследовать и учесть комбинаторную структуру этого сигнала. В силу нечетной симметрии AX (3.44) в выходном сигнале каждого канального перемножителя в пределах ИО часто возникают пары импульсов противоположной полярности, одинаковых по абсолютной величине. В процессе интегрирования они взаимно компенсируются, причем от взаимного расположения чипов в ИО результат интегрирования не зависит.

Все возможные реализации выделенного сигнала можно найти путем перебора. Машинный эксперимент, проведенный по специально разработанной для этого программе, показывает, что количество возможных различных комбинаций неуравновешенных слагаемых полезного сигнала в ИО невелико, при этом в различных ИО и IQ -составляющих эти комбинации повторяются.

Каждому сигналу $g_{i,k}$ соответствует своя некоррелированная помеха $\xi_{i,k}$. Эти помехи взаимно не компенсируются, поэтому в пределах каждого ИО необходимо учитывать все N слагаемых суммарной помехи η как в «уравновешенных», так и в «неуравновешенных» чипах.

Для упрощения выкладок вернемся к системе КАМ-64. Составы и количество возможных комбинаций полезного сигнала B и помехи η , возникающих при любых сочетаниях входных «битов» $+1$ и -1 во всех каналах I -составляющей с $N=8$, $L=7$, приведены в табл. 3.3. При любом значении $k = \text{const}$ существует всего 3 возможных варианта комбинаций неуравновешенных слагаемых. Индексы 1, 2, 3 при переменных B и η в табл. 3.3. означают в данном случае номер варианта.

Таблица 3.3.

Комбинационные составляющие

Вариант	Комбинации полезного сигнала и помех на выходе канального перемножителя при $k = \text{const}$	Количество комбинаций данного состава
1	$B_1(k) = \gamma_{4,k} g_{4,k} + \gamma_{7,k} g_{7,k}$ $\eta_1(k) = 3\xi_{3,k} + 4\xi_{4,k} + \xi_{7,k}$	56
2	$B_2(k) = \gamma_{5,k} g_{5,k} + \gamma_{6,k} g_{6,k}$ $\eta_2(k) = \xi_{2,k} + 2\xi_{3,k} + 2\xi_{4,k} + 2\xi_{5,k} + \xi_{6,k}$	336
3	$B_3(k) = \gamma_{1,k} g_{1,k} + 4\gamma_{4,k} g_{4,k} + 3\gamma_{5,k} g_{5,k}$ $\eta_3(k) = \xi_{1,k} + 4\xi_{4,k} + 3\xi_{5,k}$	56
	Итого	448

Вероятности появления комбинаторных вариантов сигналов равны:

$$\Pi_1 = 56 / 442 = 0,125; \Pi_2 = 336 / 442 = 0,750; \Pi_3 = 56 / 442 = 0,125.$$

Поскольку интегратор представляет собой линейную цепь, то в соответствии с принципом суперпозиции полезные сигналы суммируются по напряжению, а помехи – по мощности. В результате сигнал на выходе интегратора (то есть на входе РУ) в момент времени T принимает одну из трех комбинаций: $B_1(k)$, $B_2(k)$ или $B_3(k)$, тогда как соответствующие помехи описываются величинами $\eta_1(k)$, $\eta_2(k)$ или $\eta_3(k)$ с нулевым средним и следующими дисперсиями:

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_1}^2(k) &= 3\sigma_{\xi_{3,k}}^2 + 4\sigma_{\xi_{4,k}}^2 + \sigma_{\xi_{7,k}}^2, \\ \sigma_{\eta_2}^2(k) &= \sigma_{\xi_{2,k}}^2 + 2(\sigma_{\xi_{3,k}}^2 + \sigma_{\xi_{4,k}}^2 + \sigma_{\xi_{5,k}}^2) + \sigma_{\xi_{6,k}}^2, \\ \sigma_{\eta_3}^2(k) &= \sigma_{\xi_{1,k}}^2 + 4\sigma_{\xi_{4,k}}^2 + 3\sigma_{\xi_{5,k}}^2. \end{aligned}$$

ПРВ суммы независимых СВ $\xi_{i,k}$ на входе РУ аппроксимируем с помощью ряда Грама Шарлье типа А [145, 146]. При ограничении первыми

членами этого ряда условная по k ПРВ СВ $\eta_l(k)$ выражается как (аргумент k в правой части опущен для краткости)

$$w_{\eta_l}(\eta_l|k) = \frac{\exp(-\lambda_1^2 / 2)}{\sigma_{\eta_l} \sqrt{2\pi}} \times \\ \times \left[1 + \mu_3 \{ \eta_l \} (\lambda_1^3 - 3\lambda_1) / (\sigma_{\eta_l}^3 \cdot 3!) + \mu_4 \{ \eta_l \} (\lambda_1^4 - 6\lambda_1^2 + 3) / (\sigma_{\eta_l}^4 \cdot 4!) \right], \quad (3.55)$$

где $\lambda_1 = \eta_l(k) / \sigma_{\eta_l}$, μ_3 , μ_4 – соответственно 3-й и 4-й центральные моменты η_l , определяемые через моменты ее слагаемых [147] :

$$\mu_3 \{ \eta_l \} = \sum_i \mu_3 \{ \xi_{i,k} \}, \quad \mu_4 \{ \eta_l \} = \sum_i \mu_4 \{ \xi_{i,k} \} + 6 \sum_{i < r} \sigma_{\xi_{i,k}}^2 \sigma_{\xi_{r,k}}^2,$$

индексы r при вычислении зависят от варианта сигнала:

- для η_1 : $r = 3; 3; 3; 4; 4; 4; 4; 7$;
- для η_2 : $r = 2; 3; 3; 4; 4; 5; 5; 6$;
- для η_3 : $r = 1; 4; 4; 4; 4; 5; 5; 5$.

При этом в каждой формуле участвуют только те индексы i , которые перечислены в соответствующей строке табл. 3.3.

Чтобы гарантировать неотрицательность приближений ПРВ (3.55), необходимо соблюдение условия [145] $\mu_3 \{ \eta \} / \sigma_\eta^3 < 0,5$, что выполняется для всех η во всем практически значимом диапазоне параметров p и s .

Ошибка приема на выходе коррелятора в момент $t=T$ возникает когда:

1. Сигнал $B_1(k) > 0$ и помеха $\eta_l(k) < -B_1(k)$;
2. Сигнал $B_1(k) < 0$ и помеха $\eta_l(k) > |B_1(k)|$.

Условная по k вероятность ошибки при $q_1 = 1 - q_0 = 0,5$ равна:

$$p_1(k) = 0,5 \int_{-\infty}^{-B_1(k)} w_{\eta_l}(\eta_l|k) d\eta_l + 0,5 \int_{B_1(k)}^{\infty} w_{\eta_l}(\eta_l|k) d\eta_l.$$

Аналогично рассчитываются и $p_2(k)$, $p_3(k)$. На рис. 3.45а показаны кривые помехоустойчивости усредненные по k с учетом (3.39) для p_1 , p_2 , p_3 , ОСШ = $10 \lg(\sigma_a^2 / \sigma_\varepsilon^2)$ при $L = N - 1 = 7$, $\sigma_a^2 = L$, $s = L\sqrt{2}$, $p = 1$, (кривые 1, 2, 3

соответственно). Там же (кривая 4) показан график вероятности битовой ошибки p , средней по всем k и по трем комбинаторным вариантам (табл. 3.3.).

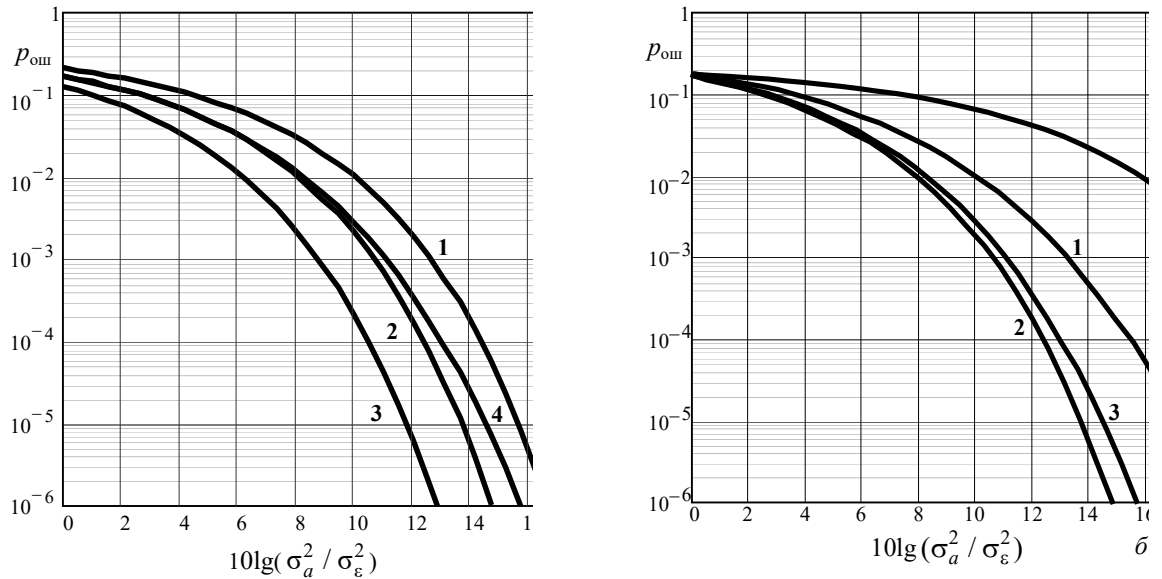


Рис. 3.45 Кривые помехоустойчивости в канальном селекторе для МДКР с КАМ:

a – условные вероятности ошибки $p_{\text{ош1}}, \dots, p_{\text{ош4}}$;

b – сравнение $p_{\text{ош}}$ при разных методиках оценки

Для сигналов других квадрантов **I**- и **Q**-составляющих, ввиду их статистической идентичности, промежуточные выкладки и конечные результаты аналогичны.

На рис. 3.45б для сравнения представлены графики зависимости вероятности p битовой ошибки на выходе канала от ОСШ $10\lg(\sigma_a^2 / \sigma_{\varepsilon}^2)$, рассчитанные для системы передачи МДКР с КАМ-64 с исходными данными, приведенными с учетом:

Методики расчета кривых помехоустойчивости

<i>№</i>	<i>Условие</i>	<i>Примечание</i>
1	Учтены нелинейные искажения (НИ) в НУРС и НУВС Не учтены комбинаторные свойства группового сигнала Уолша	Отсутствие положительного «комбинаторного» эффекта кода Уолша и наличие НИ приводят к наибольшему ухудшению помехоустойчивости; эта кривая лежит ниже остальных.
2	Учтены НИ и комбинаторные свойства кода Уолша На входе канального РУ вместо реального распределения помех ((3.53)) принято гауссово распределение	Замена реального закона помех на гауссовый приводит к завышению рассчитанной помехоустойчивости: кривая 2 располагается выше кривой 1.
3	Учтены НИ и комбинаторные свойства кода Уолша. Распределение помехи (3.53) аппроксимировано полиномами Эрмита и рядами Грама–Шарлье	Аппроксимация реального закона помех даёт промежуточную кривую между 1 и 2; она почти совпадает с эталонной кривой 4 (см. рис. 3.45а) и наиболее близка к реальной помехоустойчивости МДКР-КАМ.
4	КАМ-64 без МДКР, отдельная регистрация каждого чипа Предполагаются равновероятные и независимые чипы	[148]

Выводы к главе 3

Полученные в главе 3 данные применимы при разработке систем связи для СУДС, включая выбор моделей амплитудных характеристик (АХ) видеотракта и радиотракта.

1. Проведен анализ способов аппроксимации нелинейного группового тракта. Для исследования помехоустойчивости радиосетей связи с МДКР рекомендуется: (3.8) и (3.9), обеспечивающие баланс между точностью и простотой вычислений; (3.11) в тех случаях, когда требуется точная оценка

нелинейных искажений в НУ; упрощённые модели ((3.1) и (3.4)) могут приводить к неточной оценке отношения сигнал/помеха.

2. Получены аналитические выражения для оценки параметров модели нелинейности на основе физических измерений. Приведен пример расчета уровня ИМИ для выбранной модели нелинейности.
3. Разработана модель группового тракта МОСС с ПРС-МДКР, учитывающая вида реальной АМ/АМ характеристик НУ. Полученные аналитические и численные расчеты в средах Mathcad и Matlab необходимы для разработки и задания технических требований к групповым трактам многоканальных сетей радиосвязи для МОСС и АНС.
4. Проведено исследование вероятности битовой ошибки (BER) с учётом нелинейности видео- и радиотрактов. Определены требования к ОСШ в различных узлах системы. Выполненное компьютерное моделирование сигналов Уолша упрощает многофакторные расчёты. Предложенная методика применима для различных базисов ортогональности ($N=8$, $N=16$ и др.).

Предложенные методики и модели позволяют повысить точность и эффективность проектирования сетей радиосвязи для СУДС, а также могут быть использованы для разработки алгоритмов компенсации нелинейных искажений или в схемах внесения предискажений, где необходимо заранее знать характер нелинейности.

ГЛАВА 4. Разработка программного комплекса для экспериментального исследования группового тракта системы с МДКР

4.1. Статистическое моделирование алгоритмов цифровой обработки сигналов в системах радиосвязи

4.1.1. Цели и задачи имитационного моделирования

Полученные в главе 3 результаты показывают необходимость тщательного выбора способа (рис. 3.2) аппроксимации АМ/АМ и АМ/ФМ характеристики НУ. В частности, использование в качестве аппроксимирующей функции «жесткого ограничителя» или полинома 3-й степени оказывается недостаточно точным. В данной главе ставится задача проверить аналитические зависимости, полученные в главе 3, и провести расчет отношения сигнал/помеха в зависимости от параметров нелинейности. Представлена разработанная компьютерная модель, предназначенная для исследования реальной помехоустойчивости группового тракта сетей связи с МДКР, входящих в состав МОСС СУДС. При проведении аналитических исследований в главах 2 и 3 фазовая нелинейность (т. е. АМ/ФМ преобразование) не учитывалась, но при проведении имитационного моделирования группового тракта будет предусмотрена возможность учета фазовой нелинейности в модели НУ.

Моделирование играет важную роль в разработке и исследовании современных радиосистем. Оно позволяет анализировать характеристики систем связи, прогнозировать их поведение в различных условиях, а также оптимизировать их параметры без необходимости создания дорогостоящих физических прототипов [29, 107, 149, 150].

Необходимость проведения численного моделирования обусловлена несколькими факторами:

1. Сложность современных систем связи. В СУДС применяется множество различных современных систем связи (см. разд.1.2.10). Современные МОСС, характеризуются использованием сложных методов модуляции и кодирования, технологий множественного доступа (NOMA, MIMO), а также полным дуплексом. Анализ таких систем аналитическими методами часто оказывается затруднительным [29, 60].
2. Динамичность среды распространения. Радиоволны в реальных морских условиях, а также при работе в порту подвержены замираниям, многолучевому распространению, доплеровскому расширению спектра и другим эффектам, которые сложно учесть аналитически [151].
3. Высокие требования к производительности. Современные МОСС и СУДС ориентированы на высокую скорость передачи данных, низкую задержку, высокую емкость и энергоэффективность. Оптимизация этих параметров требует тщательного анализа и моделирования [29, 63].

4.1.2. Процесс моделирования

Процесс моделирования можно разделить на этапы:

- 1) постановка задачи: определение целей моделирования, выбор критериев оценки;
- 2) разработка модели: создание математического описания системы с учетом ее структуры, параметров и характеристик среды распространения;
- 3) реализация модели: выбор программного обеспечения или языка программирования и написание кода, реализующего алгоритмы работы системы;
- 4) проведение численного эксперимента: запуск модели, сбор статистических данных;
- 5) интерпретация результатов: анализ данных, оценка характеристик системы, формулировка требований, выработка рекомендаций по оптимизации системы.

Эффективность моделирования зависит от адекватности модели, точности ее реализации и правильности интерпретации результатов.

4.2. Разработка стохастической модели группового сигнала

В результате нелинейных искажений, статистические характеристики группового сигнала сетей радиосвязи СУДС изменяются и усложняются, что затрудняет их *аналитическое* описание, моделирование и анализ [141, 152]. Обойти возникающие аналитические сложности возможно при использовании стохастических дифференциальных уравнений (СДУ), а также марковских процессов [153, 154]. В этом разделе на основе модели группового сигнала ПРС-МДКР из найденного в главе 3 предлагается новый метод расчёта переходных матриц для марковской модели случайного процесса, а также описывается подход к моделированию группового сигнала на выходе НУ с помощью СДУ.

Комбинированный подход, включающий марковскую модель с уточнёнными переходными вероятностями, СДУ для описания выходного процесса на выходе НУ в сочетании с разложением в ряд Грама-Шарлье [67, 155], позволит получить как аналитическую, так и численную оценку статистики нелинейно искажённого группового сигнала.

4.2.1. Математическая модель группового сигнала

Структурная схема и процесс формирования группового сигнала в системах ПРС-МДКР для СУДС были подробно рассмотрены в разд. 2.1.2. Приведем здесь лишь минимальные сведения. Групповой многоуровневый дискретный сигнал описывается выражением

$$x(nt_d + kt_c) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i(nt_d) w_i(nt_d + kt_c). \quad (4.1)$$

При использовании кодов Уолша w_i в качестве расширяющих последовательностей, групповой сигнал получается путем суммирования потоков b_i от L абонентов при базисе ортогональности N ($L \leq N$).

Ранее в разд. 3.2. для сигнала вида (4.1) была найдена ПРВ:

$$w(x) = \sum_i \delta(u - u_i) C_L^{\frac{L+u}{2}} q^{\frac{L+u}{2}} (1-q)^{\frac{L+u}{2}} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(x-u)^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (4.2)$$

где u – амплитуда чипа;

$\delta(\cdot)$ – цифровой единичный импульс;

L – число каналов;

$C_L^{\frac{L+u}{2}}$ – биномиальный коэффициент;

p – вероятность $P(b_i = -1)$;

$q = 1 - p$ – вероятность $P(b_i = +1)$;

σ – СКО шума (напр. БГШ).

Однако приведенная формула (4.2) не полностью учитывает корреляционные зависимости между соседними чипами группового сигнала. В связи с этим в этом разделе будут выведены новые формулы для переходной матрицы, элементы которой представляют собой вероятности амплитуды чипа на следующем шаге x_{m+1} при определенной амплитуде на текущем шаге x_m .

4.2.2. Расчет переходных матриц

Для генерации случайного процесса необходимо найти порождающую его переходную матрицу $\mathbf{T}$. Пусть $\{u_k\}_{k=1}^N$ – полный набор возможных амплитуд чипов, которые может принимать дискретный многоуровневый групповой сигнал. Тогда элементы матрицы $T = [T_{k,l}]$ задаются выражением

$$T_{k,l} = P[x_m = u_k | x_{m-1} = u_l], \quad k, l = 1, 2, \dots, N,$$

где x_{m-1} и x_m – амплитуды чипов на предыдущем и текущем шагах.

Для каждого элемента переходной матрицы выполняется неравенство

$$T_{k,l} \geq 0 \text{ и } \sum_{k=1}^N T_{k,l} = 1.$$

Методом последовательного поиска и подсчета частот переходов $u_l \mapsto u_k$ были составлены матрицы подсчета $\mathbf{Q}$ переходов для разных N . Полные матрицы для больших размерностей мы опускаем из-за их громоздкости. Приведем для наглядности лишь несколько таких матриц при $N = 4, 8, 16$.

$$\mathbf{Q}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 3 & 0 \\ 0 & 6 & 0 & 3 \\ 3 & 0 & 6 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

а) $N = 4$

$$\mathbf{Q}_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 28 & 0 & 21 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 42 & 0 & 84 & 0 & 21 & 0 \\ 0 & 28 & 0 & 126 & 0 & 84 & 0 & 7 \\ 7 & 0 & 84 & 0 & 126 & 0 & 28 & 0 \\ 0 & 21 & 0 & 84 & 0 & 42 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 21 & 0 & 28 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

б) $N = 8$

$$\mathbf{Q}_{16} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 120 & 0 & 105 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 420 & 0 & 840 & 0 & 315 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 840 & 0 & 2940 & 0 & 2520 & 0 & 525 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1050 & 0 & 5880 & 0 & 8820 & 0 & 4200 & 0 & 525 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 840 & 0 & 7350 & 0 & 17640 & 0 & 14700 & 0 & 4200 & 0 & 315 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 420 & 0 & 5880 & 0 & 22050 & 0 & 29400 & 0 & 14700 & 0 & 2520 & 0 & 105 & 0 \\ 0 & 120 & 0 & 2940 & 0 & 17640 & 0 & 36750 & 0 & 29400 & 0 & 8820 & 0 & 840 & 0 & 15 \\ 15 & 0 & 840 & 0 & 8820 & 0 & 29400 & 0 & 36750 & 0 & 17640 & 0 & 2940 & 0 & 120 & 0 \\ 0 & 105 & 0 & 2520 & 0 & 14700 & 0 & 29400 & 0 & 22050 & 0 & 5880 & 0 & 420 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 315 & 0 & 4200 & 0 & 14700 & 0 & 17640 & 0 & 7350 & 0 & 840 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 525 & 0 & 4200 & 0 & 8820 & 0 & 5880 & 0 & 1050 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 525 & 0 & 2520 & 0 & 2940 & 0 & 840 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 315 & 0 & 840 & 0 & 420 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 105 & 0 & 120 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

в) $N = 16$

В каждой из матриц $\mathbf{Q}_N$ строки соответствуют строки соответствуют «старым» состояниям u_l , а столбцы «новым» состояниям u_k . То есть элементы матрицы $\mathbf{Q}_N = [Q_{k,l}]$ – это число переходов от чипа с амплитудой u_k к чипу с

амплитудой u_l в полном наборе чипов (размера 2^{N-1}). Тогда общее количество переходов из состояния k равно $\sum_{l=1}^N Q_{k,l}$, а соответствующую вероятность перехода $u_k \mapsto u_l$ обозначим

$$T_{k,l} = \frac{Q_{k,l}}{\sum_{l=1}^N Q_{k,l}}.$$

Чтобы записать эту операцию в матричной форме удобно ввести матрицу единиц (все элементы равны 1) $\mathbf{J}_{N,1}$ размера $N \times 1$ и матрицу единиц $\mathbf{J}_{1,N}$ размера $1 \times N$. Тогда вектор столбец размера $1 \times N$ состоящий из сумм строк в $\mathbf{Q}_N$ получается, как $\mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{J}_{N,1}$.

При скалярном умножении полученного столбца сумм на матрицу-строку $\mathbf{J}_{1,N}$ получим матрицу размера $N \times N$, где в каждой строке повторяется соответствующая сумма из строки $\mathbf{J}_{1,N}$: $(\mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{J}_{N,1}) \cdot \mathbf{J}_{1,N} = \mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{J}_{N,1} \cdot \mathbf{J}_{1,N}$.

Наконец, поэлементное деление исходной матрицы счетчиков $\mathbf{Q}_N$ на эту матрицу «строковых сумм» даст матрицу вероятностей переходов:

$$\mathbf{T}_N = \mathbf{Q}_N \oslash (\mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{J}_N) = \mathbf{Q}_N \oslash (\mathbf{Q}_N \cdot \mathbf{J}_{N,1} \cdot \mathbf{J}_{1,N}), \quad (4.3)$$

где « $\oslash$ » – оператор поэлементного деления (его также называют делением Адамара [156]).

4.2.3. Генератор марковской модели группового сигнала

Сигнал x_m на интервале $[0, T_d]$ (интервал ортогональности), формируется рекурсивным алгоритмом:

$$x_m = F(x_{m-1}, \xi_m), \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

где ξ_m – независимая СВ с равномерной ПРВ на $[0, 1]$, а $F(x_{m-1}, \xi_m)$ описывает итерационную процедуру генерации состояния x_m на основе предыдущего x_{m-1} и суммы элементов строки k переходной матрицы $\mathbf{T}$:

$$F(k, \xi) = \begin{cases} u_1, & 0 < \xi \leq T_{k,1}; \\ u_2, & T_{k,1} < \xi \leq T_{k,1} + T_{k,2}; \\ u_3, & T_{k,1} + T_{k,2} < \xi \leq T_{k,1} + T_{k,2} + T_{k,3}; \\ \vdots & \vdots \\ u_N, & 1 - T_{k,N} < \xi \leq 1, \end{cases} \quad (4.4)$$

где $T_{k,l}$ обозначает элемент (k, l) матрицы T .

Используя (4.4) и вычисленную ранее матрицу T_N , можно задать рекурсивный алгоритм генератора марковской модели случайного процесса [154, 157] сигнала с известной ПРВ вида (4.2).

В качестве примера работы алгоритма сформируем выборку из $9 \cdot 10^4$ отсчетов методом (4.4) при $N=16$ и заранее рассчитанной матрице T_{16} (в MATLAB). Получим дискретный стохастический марковский процесс имитирующий групповой сигнал ПРС-МДКР. На рис. 4.1 приведен фрагмент сгенерированного группового сигнала, а также РВ (гистограмма) (рис. 4.1) и КФ этого фрагмента (рис. 4.1, в).

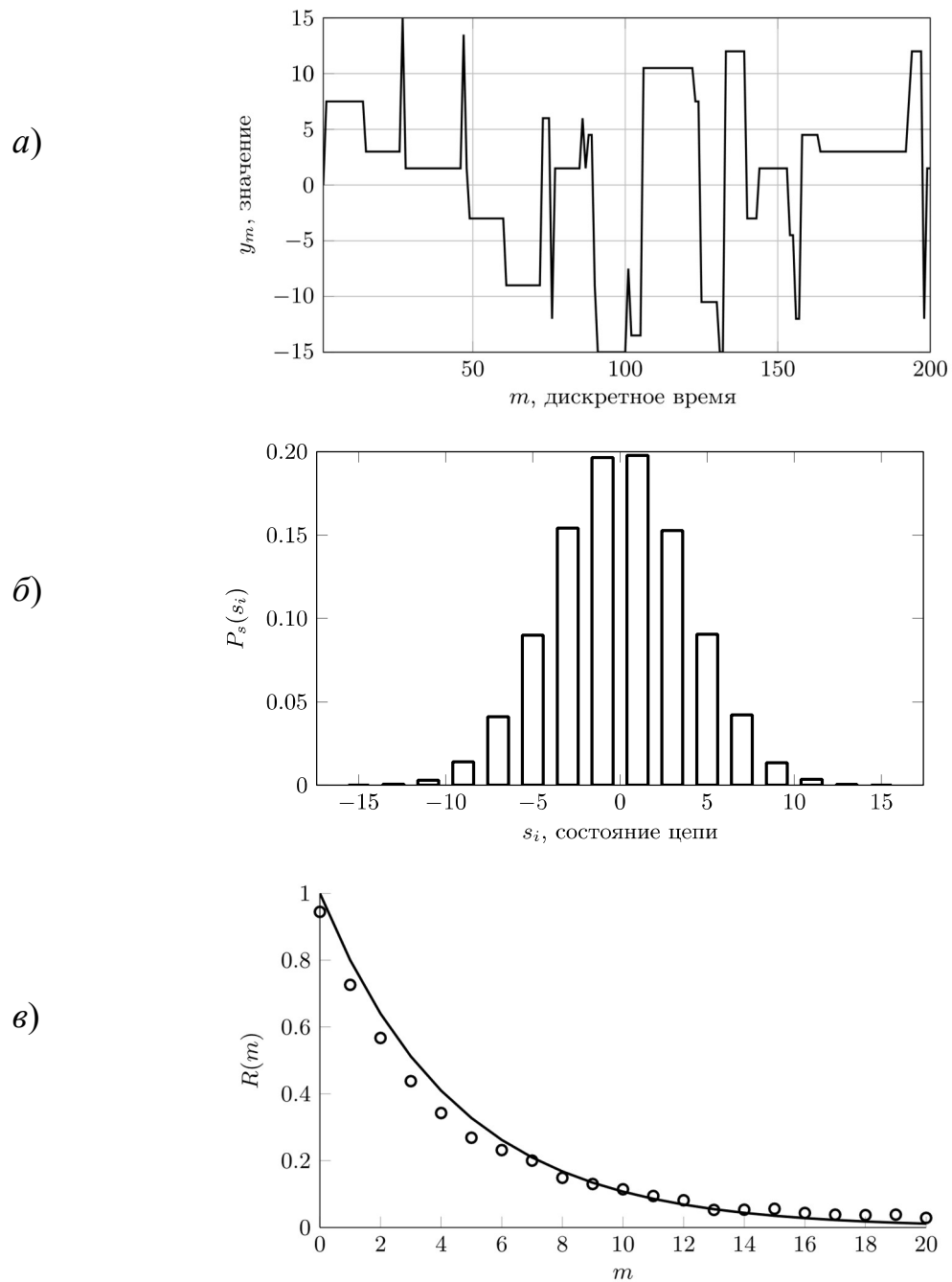


Рис. 4.1 Дискретная модель группового сигнала ПРС-МДКР:
 а – выборка; б – РВ; в – КФ

Из рис. 4.1. видно, что синтезированный марковский процесс хорошо воспроизводит статистические свойства реального группового сигнала радиосети для СУДС с ПРС-МДКР.

4.2.4. Описание модели сигнала на выходе усилителя

В дополнение к (4.2) в разд. 3.2. была получена формула для условной ПРВ сигнала на выходе НУ с известной АХ вида (3.8):

$$w(y|u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi} \left[1 - (y/s)^{2p}\right]^{\frac{1+2p}{2p}}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{y}{\left[1 - (y/s)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} - u \right)^2 \right\}, \quad (4.5)$$

где y – мгновенное амплитуда чипа на выходе НУ;

u – мгновенная амплитуда чипа на входе НУ;

p, s – параметры АМ/АМ характеристики по модели (3.8).

Найденная ПРВ (4.5) не полностью учитывает временные корреляции между соседними чипами. Поэтому ставится вывести СДУ, описывающие групповой сигнал $u(t)$ в котором с одной стороны соблюдается одномерная ПРВ (4.2) и (4.5) на каждом отдельном «шаге» при этом учтены корреляционные свойства группового сигнала, задаваемые матрицей (T) (см. рис. 4.1), что позволило бы улучшить качество имитационных моделей сетей радиосвязи с МДКР.

4.2.5. Представление сигнала на выходе НУ на основе СДУ

Отметим, что кроме предложенной аппроксимации (4.5), в общем случае, для аппроксимации известной ПРВ могут быть использованы так называемые «полигауссовские смеси» [146, 158, 159, 160] вида

$$\left| w(x) - \sum_{k=1}^N P_k N_k(m_k, D_k) \right| < \varepsilon,$$

где $w(x)$ – аппроксимируемая ФПР;

$N_k(m_k, D_k)$ – k -я гауссова компонента с параметрами m_k и D_k ;

P_k – соответствующий вес (связанный с переходными вероятностями);

ε – приемлемое отклонение.

Между тем, когда известна ПРВ $w(x)$ вида (4.2) на входе НУ (по сути, взвешенная комбинация гауссовских случайных величин с разными

условными вероятностями и разными средними u_i) и одномерная ПРВ сигнала на выходе (НУ) $w(y|u)$ (4.5), то задачу нахождения СДУ для ПРВ сигнала на выходе НУ можно упростить. Процесс синтеза СДУ сводится к двум шагам: записать СДУ процесса на входе НУ; применить к нему нелинейное функциональное АМ/АМ преобразование (на рис. 4.2).

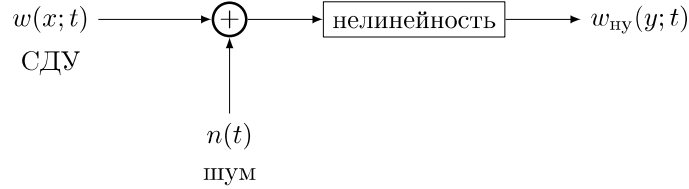


Рис. 4.2 Модель нелинейного преобразования при помощи СДУ

Таким образом, модель нелинейного группового тракта ПРС-МДКР может быть получена следующим образом:

- *Шаг 1.* Генерируется стационарный процесс $x(t)$ с ПРВ $p(x, t)$.

Как известно [153], для синтеза диффузного марковского процесса со стационарной ПРВ, можно применить СДУ в форме ИТО:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\xi(t), \quad (4.6)$$

где $\xi(t)$ – БГШ («шум состояния»), а функции $f(x)$ и $g(x)$ в (4.6) выбираются так, чтобы $p_{st}(x)$ была бы решением соответствующего уравнения ФП

$$-\frac{\partial}{\partial t} p(x, t) = \frac{\partial}{\partial x} [K_1(x)p(x, t)] - \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial x^2} [K_2(x)p(x, t)]$$

где $K_1(x) = f(x)$ – снос и $K_2(x) = g^2(x)$ – диффузия.

При $K_2(x) \geq 0$ и известной стационарной ПРВ $p_s(x)$ можно см. [139, 146], выразив коэффициенты $K_1(x)$ и $K_2(x)$ [154, 159], получить:

$$\dot{x} = -\alpha(x - m_x) + \left(-\frac{2\alpha}{p_s(x)} \int_{-\infty}^x (x - m_x) p_s(x) dx \xi(t) \right)^{1/2}, \quad (4.7)$$

где $\alpha > 0$ – параметр, задающий скорость «забывания» (зависит от базиса ортогональности, а интервал корреляции $\tau = 1/\alpha$);

m_x – среднее значение x .

Выражение (4.7) подходит для проведения численного расчета. В тех случаях, когда ПРВ в пределах одного чипа стационарная и описывается как:

$$p_{st}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right).$$

Подставив в (4.7) получим еще более простое СДУ [139]:

$$\dot{x} = -\alpha x + 2\sigma^2 \xi(t).$$

Тогда численно (например в MATLAB методом Эйлера-Маруямы) можно задав рекурсивную функцию вида (4.4) моделировать СВ по следующему по формуле [161]:

$$x_{n+1} = x_n + dx = x_n + a(t, x_n)dt + b(t, x_n)\sqrt{dt}\xi(t),$$

где dx – приращение;

dt – дискретного времени;

$a(t, x_n)$ – функция дрейфа, линейная составляющая изменения СВ x_n ;

$b(t, x_n)$ – функция диффузии, случайная составляющая СВ x_n ;

$\xi \sim N(0,1)$.

Путем применения преобразования (3.44) к отсчетам $y_n = y(x_n)$, получим модель сигнала на основе СДУ с ПРВ $w(y)$, которая показана на рис. 4.3.

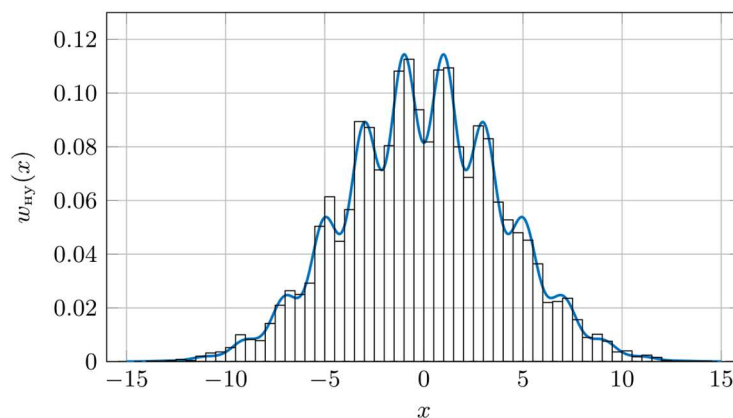


Рис. 4.3 «Теоретическая» стационарная ПРВ $w(y)$ (синяя линия), а РВ – «модель» т.е. выборка, сгенерированная при помощи СДУ.

4.2.6. Модель сигнала на основе рядов Грама–Шарлье

Другой способ приближения ПРВ группового сигнала на выходе НУ – моделирование сигнала в виде случайного процесса с несколькими стационарными гауссовскими состояниями. Такой способ позволяет применить разложение в ряд Грама-Шарлье (РГШ), что в свою очередь, позволит легко синтезировать уравнение Фоккера–Планка–Колмогоров (ФПК) [67, 155]. Приближение ПРВ с использованием РГШ имеет следующий вид:

$$W_{\eta.\text{гш}}(\eta) = \frac{1}{\sigma_{\eta}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\sigma_{\eta}^2}\right) \left[1 + \sum_{j=3}^{\infty} \frac{\beta_j}{j!} H_j\left(\frac{\eta}{\sigma_{\eta}}\right)\right], \quad (4.8)$$

где η – мгновенное значение амплитуды на выходе НУ;

β_j – коэффициенты разложения РГШ;

H_j – многочлены Эрмита j -го порядка;

σ_{η} – среднеквадратическое отклонение.

При ограничении первыми четырьмя членами ряда, то есть с учетом двух поправочных слагаемых:

$$W_{\eta.\text{гш}}(\eta) = \frac{1}{\sigma_{\eta}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\eta^2}{2}\right) \left[1 + \frac{1}{3!} \frac{\mu_3}{\sigma_{\eta}^2} (\eta^3 - 3\eta) + \frac{1}{4!} \left(\frac{\mu_4}{\sigma_{\eta}^4} - 3\right) (\eta^4 - 6\eta^2 + 3)\right],$$

где μ_3 – третий центральный момент, характеризующий асимметрию;

μ_4 – четвертый центральный момент, характеризующий эксцесс;

$H_0(\eta)=1$; $H_1(\eta)=\eta$; $H_2(\eta)=\eta^2-1$; $H_3(\eta)=\eta^3-3\eta$; $H_4(\eta)=\eta^4-6\eta^2+3$ – многочлены Эрмита.

РГШ имеет две формы записи с производными и через многочлены Эрмита [67, 155]. Выражение (4.8) можно переписать в форме производных нормального распределения. Базовая ПР $\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$, а её k -я

производная выражается через многочлены Эрмита как:

$$\varphi^{(k)}(x) = \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^k H_k\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \varphi(x).$$

Рассмотрим модель, в которой $N-1$ гауссовских процессов описываются СДУ вида:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{x - m_1}{\tau_{s1}} + \frac{2\sigma_1^2}{\tau_{s1}} \xi_1(t); \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= -\frac{x - m_n}{\tau_{sn}} + \frac{2\sigma_n^2}{\tau_{sn}} \xi_n(t), \end{aligned}$$

где $m_1, \dots, m_n$ – математическое ожидание i -го процесса;

$\tau_{s1}, \dots, \tau_{sn}$ – время корреляции;

$\sigma_1, \dots, \sigma_n$ – стандартное отклонение;

$\xi_1(t), \dots, \xi_n(t)$ – БГШ.

Переходы между состояниями происходят как для марковского процесса с переключениями, заданного вероятностями: $\nu_{21} = \nu P_1 = \nu_2$; $\nu_{12} = \nu P_2 = \nu_1$; $P_1 + P_2 = 1$ и т. д. Для n изолированных состояний соответствующие стационарные ПРВ [146] имеют вид:

$$p_{\text{ост}}^{(i)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \exp\left[-\frac{(x - m_1)^2}{2\sigma_1^2}\right]; \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Обобщенные уравнения ФП для системы с двумя состояниями получены в [146] и записываются в виде:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{d}{dx} \left[\frac{x - m_1}{\tau_{s1}} p^{*(1)}(x) \right] + \frac{d^2}{dx^2} \left[\frac{\sigma_1^2}{\tau_{s1}} p^{*(1)}(x) \right] - \nu P_2 p^{*(1)}(x) + \nu P_1 p^{*(2)}(x); \\ 0 &= \frac{d}{dx} \left[\frac{x - m_2}{\tau_{s2}} p^{*(2)}(x) \right] + \frac{d^2}{dx^2} \left[\frac{\sigma_2^2}{\tau_{s2}} p^{*(2)}(x) \right] - \nu P_1 p^{*(2)}(x) + \nu P_2 p^{*(1)}(x). \end{aligned}$$

Стационарная ПРВ $p^{(1)}_{\text{ост}}(x)$ служит весовой функцией для системы ортогональных эрмитовых многочленов $H_n([x - m_1]/\sigma_1)$. Собственные функции спектрального разложения $\psi_{k,1}(x)$ принимают форму

$$\psi_{k,1}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \exp\left[-\frac{(x-m_1)^2}{2\sigma_1^2}\right] \frac{1}{n!} H_n\left(\frac{x-m_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right).$$

Три рассмотренные ПРВ сигнала показаны на рис. 4.4: исходная модель, аппроксимация при помощи РГШ и нормальная аппроксимация ПРВ.

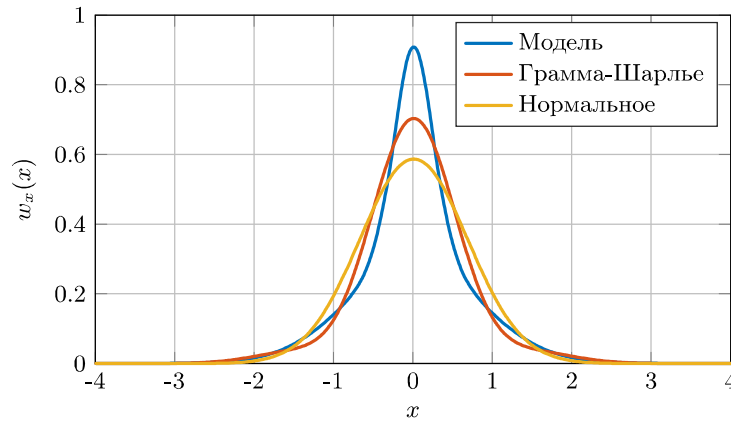


Рис. 4.4 Различные способы описания ПРВ амплитуд на входе НУ

4.2.7. Критерии согласия

Проверка гипотезы о соответствии экспериментальных данных (ЭД) [153, 159, 162] заданному закону распределения $W(x)$ сводится к оценке максимального отклонения эмпирической функции распределения $W_n(x)$ от теоретической. Существуют множество критериев, например: хи-квадрат, Колмогорова и Мизеса [146, 153, 162]. В качестве критерия был выбран критерий Колмогорова-Смирнова вида

$$K(\lambda) = P(d\sqrt{n} < \lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (-1)^k \exp(-2k^2\lambda^2),$$

$$d_n = \max |w(x) - w_n(x)| = \max(d_n^+, d_n^-);$$

где

$$d_n^+ = \max \left| \frac{i}{n} - w(x_i) \right|; \quad d_n^- = \max \left| w(x_i) - \frac{i-1}{n} \right|,$$

Значение статистик d_n сравнивают с критическим $d_\alpha = \lambda_\alpha / \sqrt{n}$. Для уровня значимости $\alpha = 0,1$ имеем $\lambda_{0,1} = 1,22$ [162], поэтому при $n=100$, $d_\alpha = 1,22 / \sqrt{100} = 0,12$. Гипотеза принимается если $d_n \leq d_\alpha$.

Сгенерированные на основе СДУ выборки проверялись согласно описанному выше критерию. Результаты моделирования (рис. 4.5) показывают, что описанные СДУ адекватно аппроксимируют распределение группового сигнала ПРС-МДКР для СУДС.

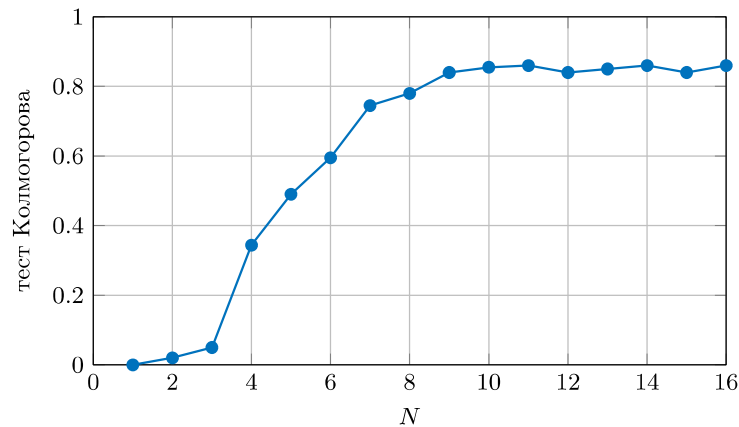


Рис. 4.5 Среднее значение теста Колмогорова при различных значениях количества каналов N

Подчеркнем, что несмотря на то что предложенная математическая модель группового сигнала является в некотором смысле полигауссовской смесью, т. е. ее стационарная ПРВ предложенного марковского процесса является гауссовской, а КФ, определяемая $T_{k,l}$ — элементами матрицы $\mathbf{T}$ «близка» к экспоненциальной корреляции, сам процесс гауссовским не является, так как его совместная ПРВ второго порядка не является гауссовской. При этом диффузионный процесс с тем же распределением и КФ будет гауссовским.

4.3. Компьютерная модель для исследования реальной помехоустойчивости группового тракта системы с МДКР

4.3.1. Методика проведения имитационного моделирования

Оптимизация параметров групповых трактов ПРС-МДКР с КАМ связана с оценкой реального качества связи с учетом всей совокупности мешающих факторов [163]. Однако, из-за математической сложности учета нелинейных

искажений и возникающих статистических неопределенностей помехоустойчивость удобнее оценивать компьютерным моделированием.

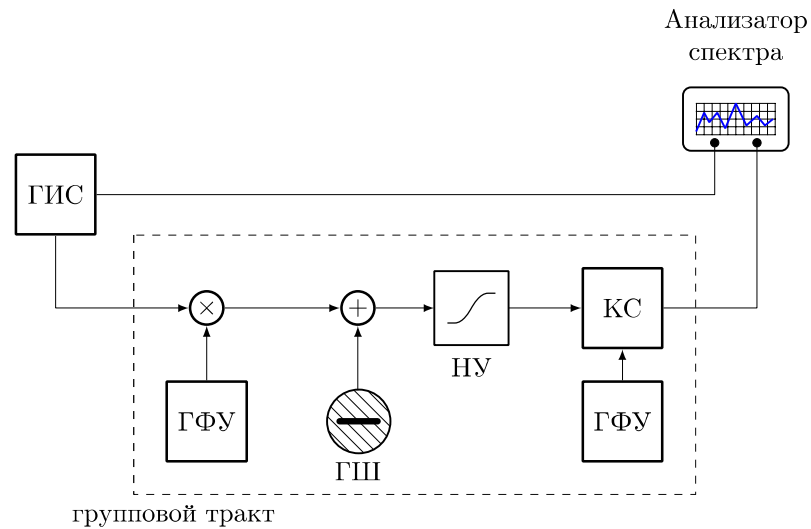


Рис. 4.6 Структурная схема имитационной модели группового тракта:
 ГИС – генератор информационных сообщений; ГКУ – генератор кодов Уолша;
 НУ – нелинейный усилитель; КС – канальный селектор; БГШ – источник шума

Разработанная модель (рис. 4.6.) позволяет получить кривые помехоустойчивости в ПРС-МДКР в абонентском канале при различных параметрах нелинейности группового тракта и для разного количества абонентов.

В блоке канального селектора (КС) выполняется оценка [164], [89] принимаемых символов $\hat{b}$ (4.9) путем анализа знака суммы чипов c_k на выходе интегратора. Коэффициент ошибок рассчитывается как отношение количества ошибочно принятых информационных слов $\hat{b}_k \neq b_k$ по всем переданным b_k .

$$\hat{b}_k^{(j)} = \text{sgn}\left(c_k^{(j)}\right) = \text{sgn} \left(\sum_{i=0}^L \left[\frac{\sum_{k=1}^L b_k^{(j)} w_{k,i}}{\left[1 + \frac{\left(\sum_{k=1}^L b_k^{(j)} w_{k,i} \right)^{2p}}{s} \right]^{\frac{1}{2p}}} + \varepsilon_i^{(j)} \right] \cdot w_{k,i} \right) \quad (4.9)$$

где $b, \hat{b}$ – переданный и принятый информационный «биты» соответственно;

k – порядковый номер абонента;

i – номер чипа в пределах интервала ортогональности;

j – порядковый номер бита;

ε – АБГШ;

w – код Уолша;

sgn – знаковая функция;

s – сумма амплитуд чипов на входе решающего устройства k -го канала.

На графике (рис. 4.8.) приведены векторные диаграммы полученные в процессе моделирования (при $N=8$, $p=2$, ОСШ=15 дБ, при 10 000 переданных чипах), а на рис. 4.7 представлены смоделированные характеристики помехоустойчивости (при $N=16$; и $p=1, 2, 10$; ОСШ от 0 до 25 дБ). Кривые демонстрируют ухудшение помехоустойчивости с ухудшением числа параметра нелинейности p .

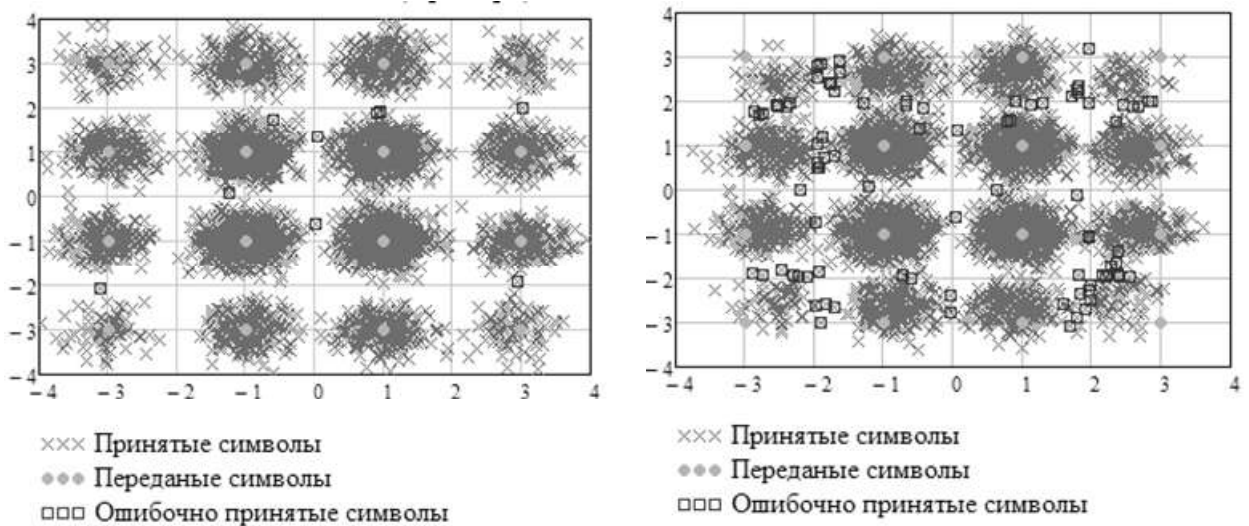


Рис. 4.7 Векторные диаграммы для КАМ-16 при $N=4$ при $c/sh=5$ дБ

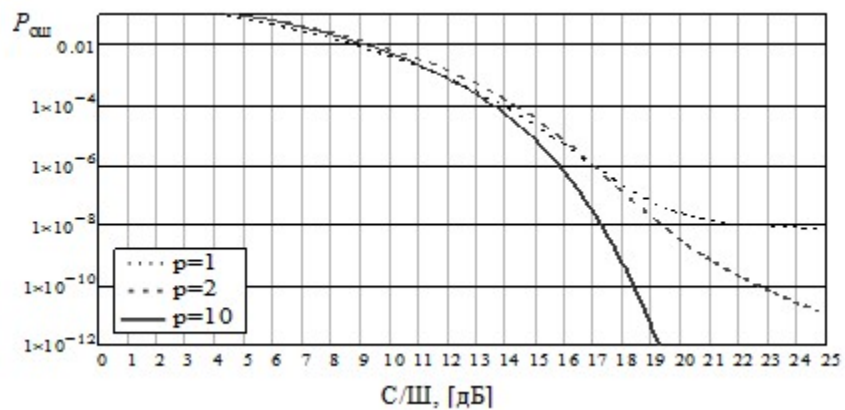


Рис. 4.8 Кривые помехоустойчивости канального селектора

Разработана программная модель для пакета Matlab, расширяющая возможности моделирования группового тракта сетей связи с МДКР и КАМ для СУДС. Модель позволяет:

- проводить имитационно-статистическое моделирование группового тракта МОСС;
- определять общесистемные требования;
- устанавливать требования к нелинейности тракта на основе заданных показателей помехоустойчивости.

4.3.2. Описание матричной модели сигнала для проведения компьютерного моделирования и разработка программы

Рассмотрим работу типовой сети связи и передачи данных для СУДС с ПРС-МДКР, показанной на рис. 4.9, и составим дискретную матрично-

временную модель [87, 165]. Такая модель, во-первых, удобна для проведения численного имитационного моделирования, а во-вторых, в современных системах связи повсеместно применяются алгоритмы ЦОС с помощью цифровых сигнальных процессоров, поэтому модели принимаемых сигналов целесообразно рассматривать именно в дискретном времени.

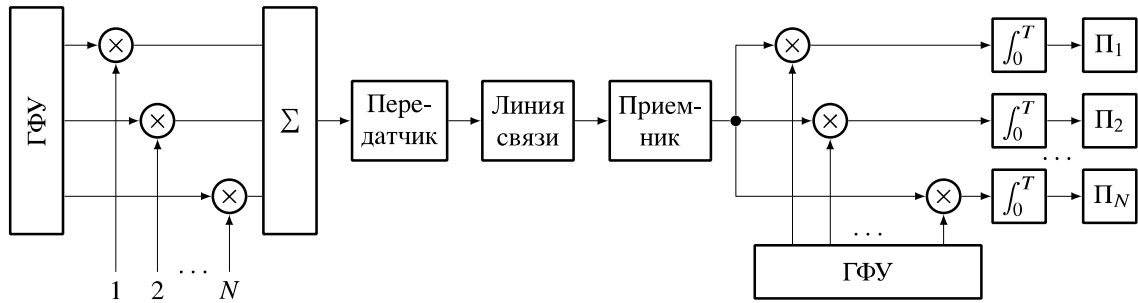


Рис. 4.9 Обобщенная структурная схема синхронной сети связи ПРС-МДКР:
 Π_N – пороговое устройство N -го канала; ГФУ – генератор кодов Уолша;

В дискретном времени функции Уолша можно рассматривать как кодовые последовательности длиной N , символы которых принимают значения -1 и $+1$; L – число тактовых интервалов, содержащихся в периоде функций Уолша, такие кодовые последовательности еще иногда называют кодами Уолша [166].

Введем в рассмотрение следующие матрицы:

матрицу $\mathbf{W}$ размера $L \times N$, элементы $w_{i,k}$ которой ($i = 1, 2 \dots L$, $k = 1, 2 \dots N$) совпадают с k -ым символом функции Уолша i -го канала, где L – число каналов; N – количество чипов

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & \dots & w_{1,L} \\ \vdots & w_{k,i} & \vdots \\ w_{N,1} & \dots & w_{N,L} \end{bmatrix};$$

матрицу-строку $\mathbf{W}_i$, элементы которой совпадают с символами функции Уолша i -го канала;

матрицу-столбец $\mathbf{W}^{(k)}$, элементы которой совпадают с k -ми символами функций Уолша;

диагональную матрицу $\mathbf{D}$ размера $L \times L$, вида

$$\mathbf{D} = \begin{vmatrix} d_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & d_2 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & d_L \end{vmatrix},$$

где d_i – совпадает с информационным символом i -го канала;

матрицу-столбец $\mathbf{D}_c$

$$\mathbf{D}_c = \begin{vmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_L \end{vmatrix};$$

матрицу-строку $\mathbf{D}_c^T = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_L]$; матрицу $\mathbf{B}$ размера $L \times L$, строки которой совпадают с модулированными функциями Уолша;

матрицу-строку $\mathbf{B}_i$, элементы которой совпадают с символами промоделированной функции Уолша i -го канала;

матрицу-столбец $\mathbf{B}^{(k)}$, элементы которой совпадают с k -ми символами промодулированных функций Уолша.

Нетрудно заметить, что $\mathbf{B} = \mathbf{D}\mathbf{W}$, $\mathbf{B}_i = d_i \mathbf{W}_i$ и $\mathbf{B}^{(k)} = \mathbf{D}\mathbf{W}^{(k)}$.

Таким образом, на вход сумматора в k -й тактовый момент поступает кодовая комбинация, символы которой совпадают с элементами матрицы-столбца $\mathbf{B}^{(k)}$. Если обозначить через c_k сумму элементов $b_i^{(k)}$ $i=1,2,\dots,L$, тогда k -й переданный символ определяется как $s_k = c_k$, либо (для двумерного пространства):

$$s_k = \begin{vmatrix} c_k \\ \tilde{c}_k \end{vmatrix}.$$

Заметим, что c_k являются элементами матрицы-строки $\mathbf{C}$, определяемой выражением

$$\mathbf{C} = \mathbf{D}_c^T \mathbf{W}.$$

Обозначим через $\mathbf{S}$ матрицу-строку, элементы которой s_k ($k=1,2,\dots,N$) совпадают с передаваемыми по линии связи символами. На приемной стороне в каждом канале вычисляется функция корреляции $r_i = \sum_{k=1}^L s_k w_i^{(k)}$ между принятым и опорным сигналом $\text{wal}(i, \theta)$. При этом если $r_i > 0$, то считают, что был передан символ 1, и наоборот. Таким образом $\tilde{d}_i = \text{sign}(r_i)$, где $\tilde{d}_i$ – принятый символ.

Пусть $\mathbf{R}$ – матрица столбец, элементы которой совпадают с принятыми символами. Тогда

$$\mathbf{R} = \mathbf{W}\mathbf{S}^T,$$

где $\mathbf{S}^T$ – транспонированная матрица $\mathbf{S}$;

$$\tilde{\mathbf{D}}_c = \text{sign}(\mathbf{R}) = \text{sign}(\mathbf{A}\mathbf{S}^T) = \text{sign}\left\{\left[\mathbf{A}(\mathbf{D}_c^T \mathbf{A})\right]\right\}.$$

Необходимым и достаточным условием безошибочной передачи информации является выполнение для любого $\mathbf{D}_c$ равенства $\tilde{\mathbf{D}}_c = \mathbf{D}_c$.

Оно может быть обеспечено путем выбора соответствующих функций Уолша. Нетрудно заметить, что при отсутствии помех для принятия решения достаточно сколь угодно малой величины r_i . Однако при наличии помех величина r_i должна быть достаточно большой, так как от нее зависит помехоустойчивость системы.

Для характеристики корректирующей способности i -го канала вводят коэффициент устойчивости [87], определяемый выражением $\mathbf{q}_i = \mathbf{r}_i \mathbf{d}_i$. При этом матрица-столбец, состоящая из элементов q_i , определится как

$$\mathbf{Q} = \mathbf{D}\mathbf{R} = \mathbf{D}\mathbf{A}\mathbf{S}^T = \mathbf{D}\mathbf{A}\left[\text{sign}(\mathbf{D}_c^T \mathbf{A})\right]^T.$$

Если коэффициент устойчивости равен $2e+1$, то можно исправить ошибки кратности e .

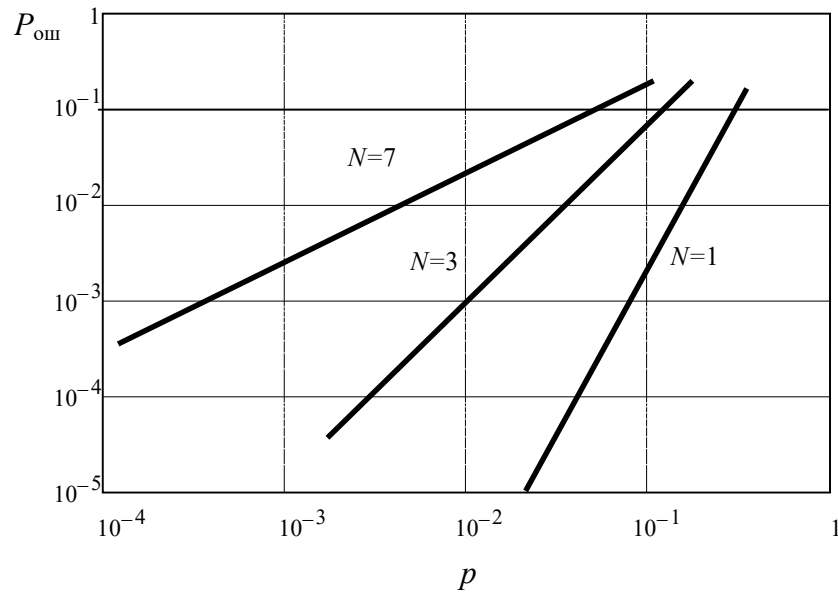


Рис. 4.10 Кривые помехоустойчивости информационного символа от вероятности сигнала для случаев одного, трех и семи активных каналов

Генерация АБГШ при моделировании выполняется в несколько этапов при помощи алгоритма Бокса-Мюллера [167]:

Генерируются две случайных переменных u_I и u_Q . Вычисляется $s = u_I^2 + u_Q^2$, если $s \geq 1$ то u_I и u_Q генерируются заново.

Если $s < 1$, тогда вычисляются значения шума для i и q компонент радиосигнала такие, что

$$u_I = u_1 \sqrt{-\frac{2\sigma^2}{s} \log_2 s}, \quad u_Q = u_2 \sqrt{-\frac{2\sigma^2}{s} \log_2 s},$$

где σ – среднеквадратичное отклонение шума.

Данный алгоритм применяется только для формирования шума. Алгоритм формирования огибающей радиосигнала системы с МДКР был ранее описан в главе 3. На основе проведенных аналитических расчетов, а также синтезированных моделях группового сигнала и выбранных моделях тракта МОСС, приведенных выше, была разработана программа ЭВМ [164, 168] для расчета реальной помехоустойчивости сетей связи для СУДС [142]. В программе доступны различные наборы канальных переносчиков с заданной величиной базиса ортогональности, а также настраиваемые параметры

нелинейности группового тракта. Блок-схема программы представлена на рис. 4.11.

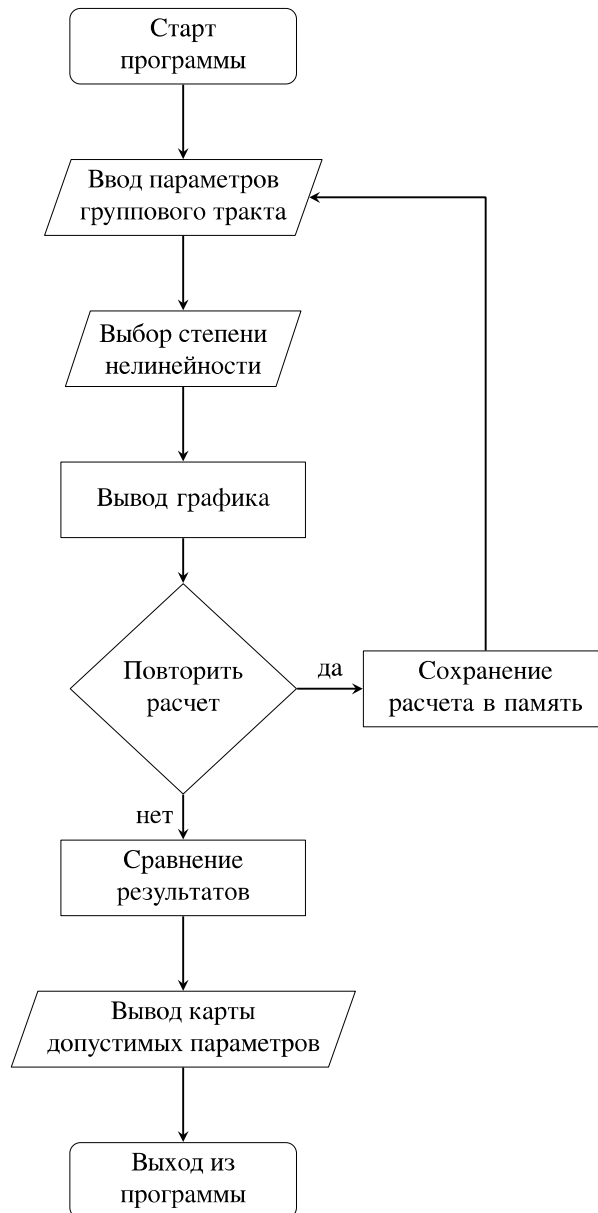


Рис. 4.11 Блок-схема программы расчета помехоустойчивости группового тракта системы с МДКР при различных параметрах нелинейности

4.3.3. Адаптация модели для исследования СЦР с СКК и ПВК

Одним из эффективных методов повышения пропускной способности СУДС, в которых возможно использование нескольких приемных и передающих антенн, является применение пространственно-временного кодирования (ПВК) [60, 63]. В то же время при использовании ПВК для СУДС в большинстве случаев не учитываются нелинейности характеристик передающих и приемных трактов радиотехнических систем, что затрудняет

практическую реализацию данных методов и приводит к снижению реальной эффективности, относительно теоретически обоснованной для систем с ПВК. В данной работе предлагается подход к учету нелинейности характеристик трактов, осуществляется анализ помехоустойчивости радиотехнических систем с ПВК с учетом и без учета нелинейности и предлагается способ компенсации нелинейностей.

4.3.4. Описание модели многоантенной системы

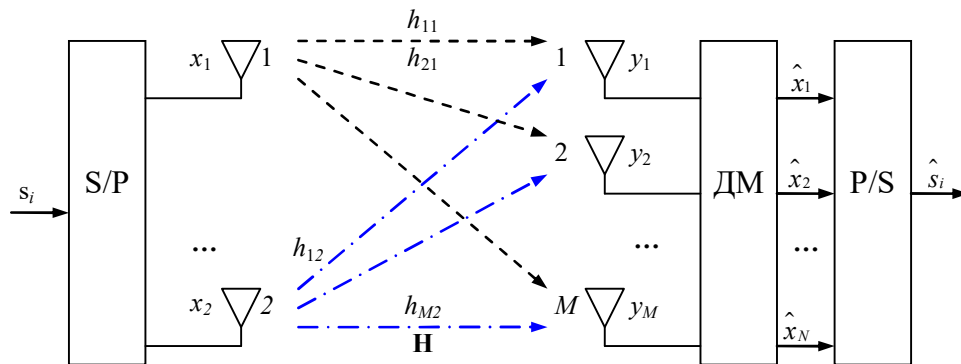


Рис. 4.12 Обобщенная структурная схема беспроводной сети связи СУДС с ПВК

S/P – преобразователь последовательного кода в параллельный;

P/S – преобразователь параллельного кода в последовательный.

ДМ – демодулятор сети связи

Пусть обобщенная структурная системы связи для СУДС с ПВК [29, 60] имеет вид, показанный на рис. 4.12, где $N = 2$ – количество передающих антенн, M – количество приемных антенн, H – матрица комплексных множителей передачи канала связи размерности $M \times N$, $h_{i,j}$ – коэффициент передачи канала связи между j -й передающей антенной и i -й приемной. При этом распространение сигнала происходит по NM путям, причем в общем случае может быть $N \neq M$. Модель сигнала на входе приемных антенных элементов в матричной форме может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \boldsymbol{\varepsilon},$$

или, раскрывая соответствующие векторы и матрицы, получим

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_M \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

где, $s_1 \dots s_N$ – передаваемые информационные символы на выходе источника информации (или помехоустойчивого кодера) (рис. 4.12),

$x_1 \dots x_N$ – передаваемые информационные символы на выходе антенных элементов передающей антенны (на выходе пространственно-временного кодера),

$y_1 \dots y_M$ – сигналы на выходе приемной антенны (т.е. сумма сигналов от всех приемных антенн),

$\hat{x}_1 \dots \hat{x}_N$ – оценки принятых информационных символов,

$\hat{s}_1 \dots \hat{s}_N$ – оценка передаваемых информационных символов на входе получателя информации (или помехоустойчивого декодера),

$\eta_1 \dots \eta_N$ – аддитивный гауссовский шум.

При учете характеристик нелинейности приемных и передающих трактов в СУДС с ПВК наибольший вклад в снижение качества кодирования вносят высокомошные усилители передающих станций [151]. При этом вследствие наличия нелинейности ортогональность пространственно-временных кодов может быть нарушена уже на передающей стороне, то есть вместо сигнала на входе антенных приемных антенн $\mathbf{Y}$ в виде (4.10) имеем

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_M \end{bmatrix},$$

где вместо ортогональных составляющих $\mathbf{X}$ использованы $\boldsymbol{\theta}$, у которых вследствие нелинейности высокомошных УМ передающих станций условия ортогональности могут быть нарушены, $\theta_1 \dots \theta_N$ – сигналы на выходе нелинейного усилителя (НУ).

В основу анализа положим аппроксимационную модель реальной нелинейной амплитудной характеристики (АХ), предложенную в работе [107, 110]:

$$\theta(x) = \frac{x}{\left[1 + \left(\frac{x}{x_{\text{ПОР}}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}, \quad (4.11)$$

где $x_{\text{ПОР}}$ – порог ограничения,

$p \geq 1$ – параметр, определяющий степень нелинейности амплитудной характеристики (АХ).

Из выражения $\theta(x)$ легко найти обратную АХ $x(\theta)$, которая будет отличаться от (4.11) лишь знаком в скобках в знаменателе

$$x(\theta) = \frac{\theta}{\left(1 - \left(\frac{\theta}{x_{\text{ПОР}}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}. \quad (4.12)$$

Кривые, рассчитанные по выражениям (4.11)–(4.12), представлены соответственно на Рис. 4.13а и Рис. 4.13б, справедливы в частном случае отсутствия шума, либо при низком уровне шума на входе НУ (это допущение как раз приемлемо при рассмотрении НУ передающей стороны). Нормированные семейства АХ (4.11) и обратных функций (4.12) построены при $x_{\text{ПОР}} = 1, p = 1; 2; 10; 100$.

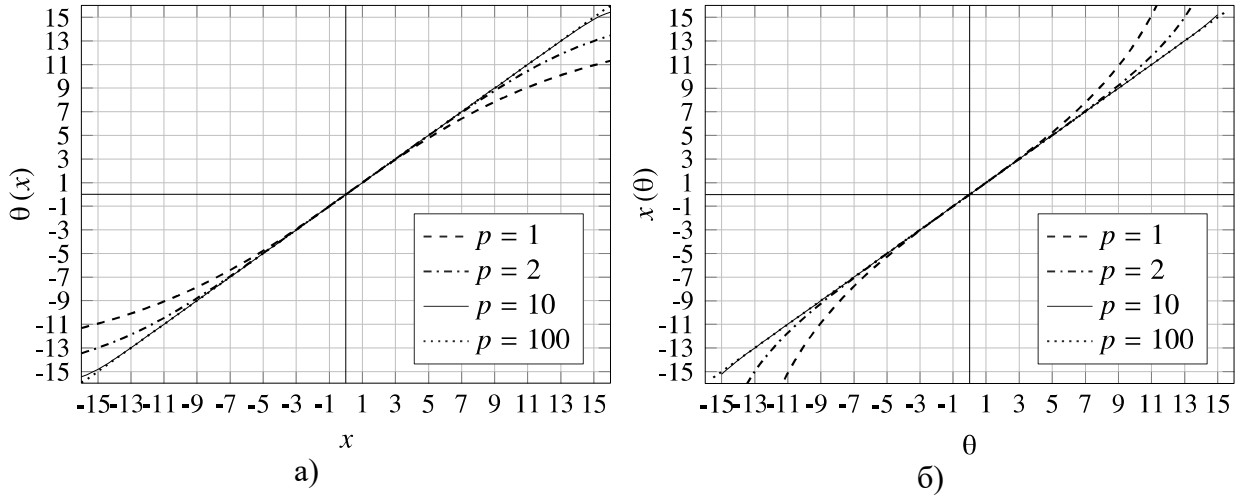


Рис. 4.13 Амплитудные характеристики НУ
 а – прямая характеристика $\theta(x)$; б – обратная характеристика $x(\theta)$

Тогда, с учетом (4.10)–(4.11) итоговая модель нелинейности для радиосистем с ПВК может быть представлена в виде

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{\text{HY}}(\theta_1) \\ A_{\text{HY}}(\theta_2) \\ \vdots \\ A_{\text{HY}}(\theta_N) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_N \end{bmatrix}.$$

Близкая к этой модель описана в [63, 169, 170]. Можно выполнить линеаризацию этого выражения, что позволит упростить последующие вычисления в виде

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \cdot \left(K_{\text{HY}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_N \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_N \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

где K_{HY} – эквивалентный комплексный коэффициент усиления НУ, а вектор столбец $\mathbf{D} = [d_1 \ d_2 \ \dots \ d_N]^T$ – искажения на выходе НУ.

Используя предложенное представление, получим сигналы в приемных антенных элементах следующим образом:

– в первом элементе (рис. 1)

$$\begin{aligned} y_{11} &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \eta_{11} \\ y_{12} &= -h_{11}^*x_2^* + h_{12}^*x_1^* + \eta_{12} \end{aligned}$$

– во втором элементе

$$\begin{aligned} y_{21} &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \eta_{21} \\ y_{22} &= -h_{21}x_2^* + h_{22}x_1^* + \eta_{22} \end{aligned}$$

и так далее, а если обобщить на случай из M приемников, то получим для некоторого m -го элемента

$$\begin{aligned} y_{m1} &= h_{m1}x_1 + h_{m2}x_2 + \eta_{i1} \\ y_{m2} &= -h_{m1}x_2^* + h_{m2}x_1^* + \eta_{i2} \end{aligned}$$

где $m = 1, \dots, M$ – число приемников.

Далее принятые сигналы используются для получения оценок $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ переданных символов x_1, x_2 в виде

$$\begin{aligned} x_1^* &= \sum_{i=1}^M (h_{m1}^* r_{m1} + h_{m2}^* r_{m2}) \\ x_2^* &= \sum_{m=1}^M (h_{m2}^* r_{m1} - h_{m1}^* r_{m2}) \end{aligned}$$

После упрощения получим окончательные выражения для M антенн

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{m=1}^M \left[(|h_{m1}|^2 + |h_{m2}|^2) \cdot x_1 + h_{m1}^* \eta_{m1} + h_{m2} \eta_{m2}^* \right] \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{m=1}^M \left[(|h_{m1}|^2 + |h_{m2}|^2) \cdot x_2 + h_{m1}^* \eta_{m1} - h_{m2} \eta_{m2}^* \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

которое необходимо решить по всем оцениваемым x_i , поэтому

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \arg \min_{i \in 0 \dots N} \{ \|x_i - \tilde{x}_1\| \}, \\ \hat{x}_2 &= \arg \min_{i \in 0 \dots N} \{ \|x_i - \tilde{x}_2\| \}. \end{aligned}$$

Из последнего выражения видно, что демодуляция пространственно-временного кода на приеме осуществляется детектором максимального правдоподобия на основе минимума евклидова расстояния между $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2$ по всем возможным передаваемыми сигналами $x_1 \dots x_N$.

4.3.5. Анализ СУДС с ПВК с учетом нелинейностей

Результаты анализа СУДС с ПВК с использованием предложенных моделей в среде MATLAB представлены на рис. 4.14–4.16. На рис. 4.14 показана зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при различном количестве антенн на приемной стороне и двух передающих антеннах.

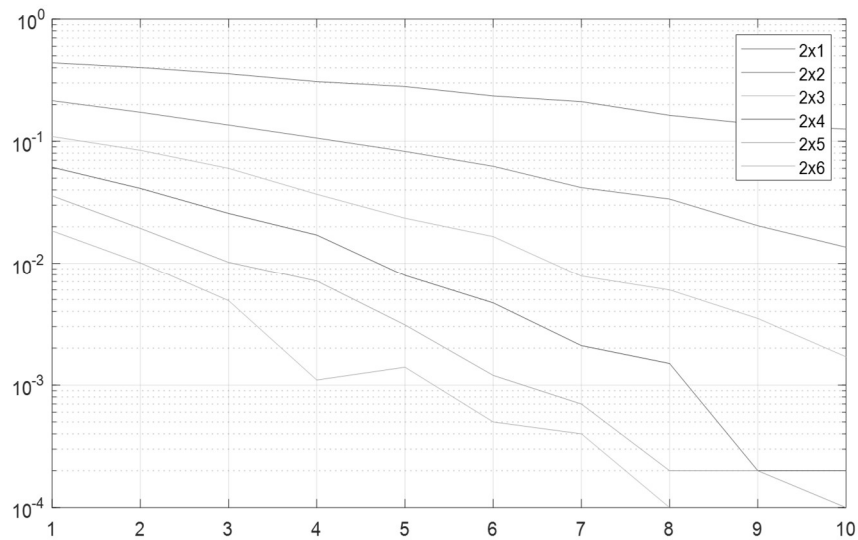


Рис. 4.14 Кривые помехоустойчивости для разных конфигураций ПВК

На рис. 4.15 показано влияние нелинейных искажений на вероятность битовой ошибки в зависимости от ОСШ для систем 2×2 (две передающих антенны и две приемных антенны) и 2×4 (две передающих антенны и четыре приемных антенны) при следующих параметрах нелинейности A_X $x_{\text{пор}} = 1$, $p = 1$. Вопросы определения реальных значений параметров $x_{\text{пор}}$ и p для действующей аппаратуры рассмотрены в [89].

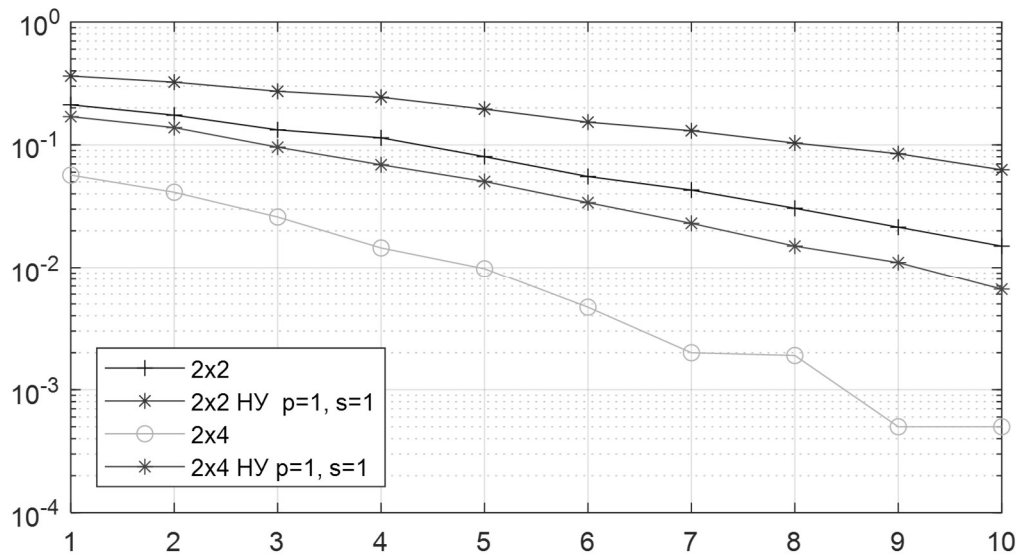


Рис. 4.15 Кривые помехоустойчивости схема ПВК 2×2 и 2×4 с учетом и без учета НИ

Из результатов видно, что энергетическая эффективность, оцениваемая по значениям ОСШ, для достижения заданной вероятности битовой ошибки, что подтверждает выводы полученные в [30], а также представленные в главе 1 зависимости. Но при увеличении числа приемных и передающих антенн видно увеличение энергетической эффективности СУДС с ПВК, что соответствует результатам в [29].

На рис. 4.16 показано влияние нелинейных искажений на вероятность битовой ошибки в зависимости от ОСШ для систем 2×2 при постоянном коэффициенте нелинейности $p = 1$ (при сильной нелинейности) и переменном уровне ограничения $x_{\text{пор}}$.

Представленные графики иллюстрируют снижение энергетической эффективности при ПВК с учетом нелинейности по сравнению с ПВК с тем же количеством приемных и передающих антенн в случае отсутствия учета нелинейностей. Отсюда следует вывод, что учет реальных нелинейных характеристик позволяет получить реализуемые на практике значения энергетической эффективности при ПВК.

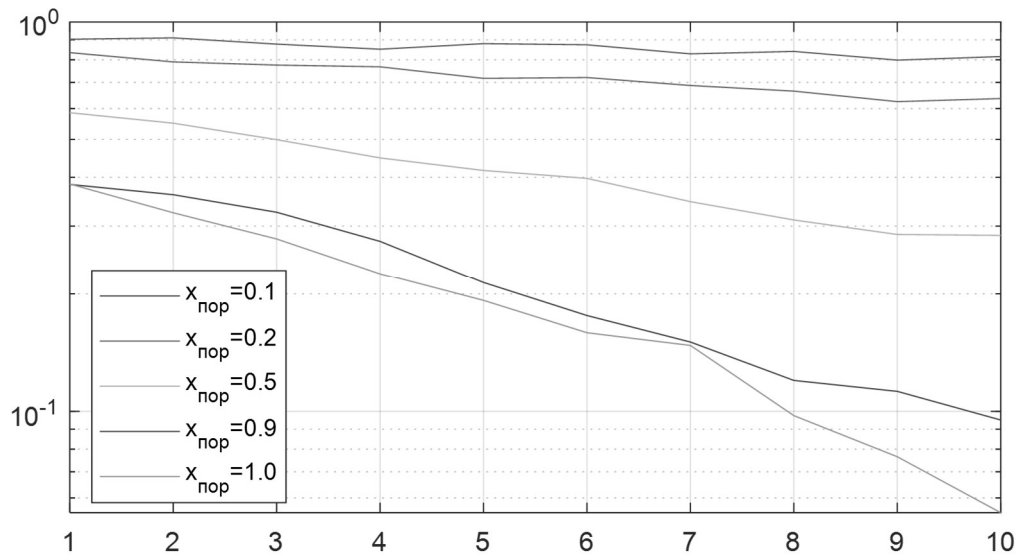


Рис. 4.16 Кривые помехоустойчивости ПВК 2×2 с учетом НИ при разных значения $x_{\text{пор}}$

4.3.6. Компенсация нелинейности

Одним из способов борьбы с нелинейными искажениями является введение предыскажений путем компенсации искажений на приемной стороне. Такой метод особенно актуален при использовании множества антенн, так как беспроводной канал связи может вносить дополнительные искажения. Отметим, что существуют различные методы и схемы коррекции нелинейных искажений на передающей стороне [107]: синфазно-квадратурная петля обратной связи, система адаптивных широкополосных предыскажений, система с подавлением и восстановлением несущей, система линейного усиления с использованием нелинейных компонентов и др.

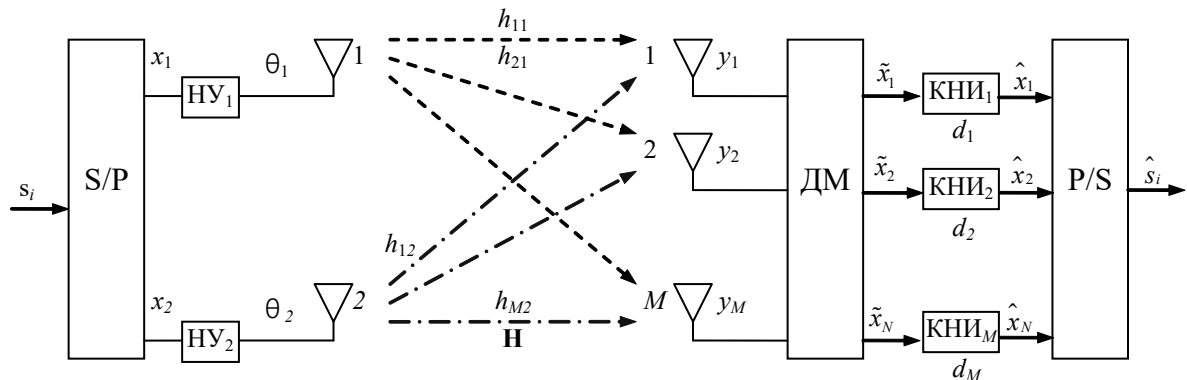


Рис. 4.17 Обобщенная структурная схема беспроводной системы связи, использующей принцип пространственного мультиплексирования и схему компенсации искажений на приемной стороне КНИ₁...КНИ_М – компенсаторы искажений от 1 до M .

Для компенсации нелинейности на приемной стороне вводится дополнительный блок компенсации нелинейных искажений (КНИ) на выходе ДМ, как показано на рис. 4.17, где $\tilde{x}_N$ – первичная оценка передаваемого символа на выходе ДМ (пространственно-временной декодер или демодулятор системы с ПВК), $\hat{x}_N$ – скорректированная оценка с учетом компенсации искажений. В блоке КНИ для каждой антенны будем производить оценку величины искажений $\mathbf{d} = [d_1 \ d_i \ \dots \ d_N]^T = d_i$ из (4.13) в виде [143, 171]

$$\hat{d}_j = A_{\text{HY}}(\tilde{x}_j) - K_{\text{HY}}\tilde{x}_j,$$

где K_{HY} – некоторая постоянная величина, зависящая от вида амплитудной характеристики НУ – A_{HY} (4.11), а затем полученная оценка величины искажений вычитается из начальной оценки переданного сигнала x_1 и x_2 в (4.14) и затем находится решение по всем x_i так что

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \arg \min_{i \in 0 \dots N} \left\{ \left\| x_i - (\tilde{x}_1 - \hat{d}_1) \right\| \right\}, \\ \hat{x}_2 &= \arg \min_{i \in 0 \dots N} \left\{ \left\| x_i - (\tilde{x}_2 - \hat{d}_2) \right\| \right\}.\end{aligned}$$

Таким образом, решение принимается детектором максимального правдоподобия, на основе минимума евклидова расстояния между $\tilde{x}_1$, $\tilde{x}_2$ и всеми возможными передаваемыми сигналами $x_1 \dots x_N$ или, обобщая последнее выражение в матричной форме, можно записать:

$$\hat{x}_j = \frac{1}{K_{\text{HY}}} \cdot \left[\mathbf{H}^{(j)} \left\{ [\mathbf{H}^H \mathbf{H}]^{-1} \right\} \right]^H \cdot \mathbf{y} - K_{\text{HY}} \cdot \mathbf{d},$$

где $\mathbf{H}^{(j)}$ – j -й столбец матрицы $\mathbf{H}$,

$\mathbf{H}^H$ – эрмитово-сопряжённая матрица.

На рис. 4.18 показаны графические результаты расчета помехоустойчивости для двух передающих и двух приемных антеннах с учетом нелинейности усилителя вида (4.11) на передающей стороне с

параметрами $x_{\text{пор}} = 1$, $p = 1$ при наличии и отсутствии компенсации искажений на приемной стороне.

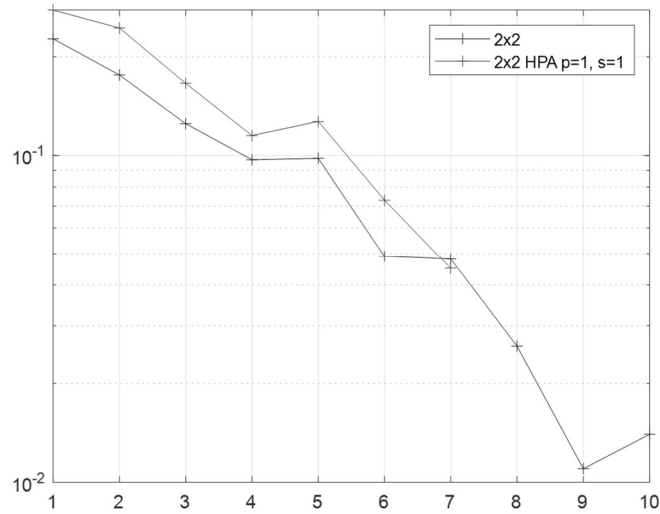


Рис. 4.18 Схема STBC 2×2 при наличии искажений с учетом и без учета компенсации НИ

4.3.7. Основные выводы по проведенным испытаниям и рекомендации по проектированию СУДС с кодовым разделением каналов

Вероятность ошибки в любом из каналов данной системы при воздействии помехи типа белого гауссова шума зависит от средней мощности группового сигнала. Поэтому простейшей возможностью повышения достоверности передачи сообщений является увеличение мощности канальных сигналов. Однако этот способ не всегда можно использовать, так как он приводит к увеличению пиковой мощности группового сигнала [87]. Функции Уолша с номерами от 1 до 7 (со второй по восьмую строки матрицы Адамара) обычно служат канализирующими для каналов вызова. Первичный канал вызова, образованный функцией Уолша, доступен всегда, тогда как остальные могут либо оказаться не активированными, либо использоваться для трафика [16].

Представленные результаты моделирования демонстрируют хорошее согласие с теоретическими выводами, полученными в рамках глав 2–3 данной работы. Это подтверждает возможность практического применения

полученных аналитических зависимостей при проектировании сетей радиосвязи.

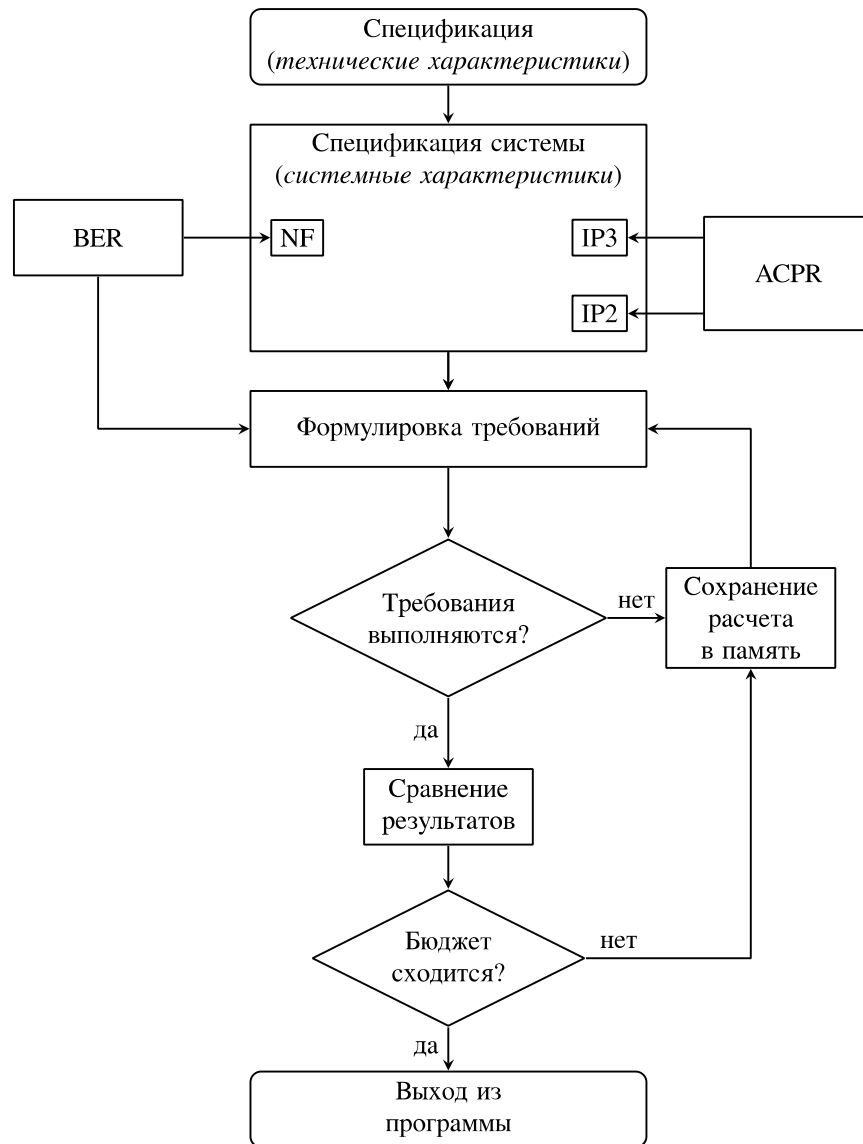


Рис. 4.19 Диаграмма для системного проектирования беспроводных устройств:

NF – помеховая составляющая ; IP2\IP3 – точки пересечения беспроводных второго и третьего порядка

Для достижения необходимого коэффициента усиления шум фактора (от англ. Noise Figure, NF) и требуемой линейности амплитудной характеристики блоков проектируемой МОСС. Одна из задач, стоящих перед разработчиком – обеспечить компромиссное соотношение между этими параметрами. Современные стандарты беспроводной связи на базе МДКР предъявляют высокие требования к физическому уровню аппаратуры связи по чувствительности, битовой вероятности ошибки (BER), устойчивость к

интерференционным помехам. Задача проектировщика – перевести требования стандарта в электротехнические характеристики отдельных блоков и системы в целом. На рис. 4.19 показана схема этой процедуры. Чтобы определить оптимальные характеристики блоков приемной части оборудования радиосвязи.

В руководстве [172] рассматривается систематический подход к проектированию радиочастотных приемников, а также методы проектирования на системном уровне для определения общих радиотехнических характеристик приемника и анализа характеристик шума и линейности.

Выводы к главе 4

1. Разработана стохастическая модель группового сигнала для СУДС с ПРС-МДКР на основе кодов Уолша, учитывающая нелинейность группового тракта. Модель построена с использованием дискретного марковского процесса и стохастических дифференциальных уравнений.
2. Исследована модель группового тракта сети связи СУДС с ПВК, учитывающая нелинейность амплитудной характеристики тракта, и продемонстрированы возможности компенсации нелинейных искажений.
3. Разработана компьютерная модель в среде Matlab, позволяющая количественно определить долю выходной мощности, приходящуюся на полезный сигнал, и оценить снижение ОСШ, вызванное нелинейными искажениями в многоантенных сетях связи СУДС.
4. Предложенная модель может использоваться для аналитических и численных исследований, расчета реальной помехоустойчивости и задания технических требований к групповым трактам радиосетей СУДС с ПВК.
5. Полученные результаты применимы для разработки методик анализа характеристик подавления и компенсации помех в многоканальных сетях радиосвязи с ПРС-МДКР, поскольку структура межканальных помех

содержит информацию о составе групповых сигналов, что может учитываться при разработке алгоритмов приема ШПС.

По итогам работы над главой были зарегистрированы две программы для ЭВМ и с их помощью проведено исследование группового сигнала системы с МДКР, выявившее новые статистические характеристики сигнала. Полученные новые свойства группового сигнала могут быть эффективно использованы для компенсации нелинейных искажений и для разработки более совершенных алгоритмов приема, что улучшает энергетическую эффективность использования радиоканалов и реальную помехоустойчивость сетей радиосвязи СДУС в целом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе проведены исследования систем управления движением судов в порту, состоящие в разработке математических моделей систем морской помехоустойчивой связи в условиях нелинейных взаимодействий, а также алгоритмов автономной навигации с комплексированием данных при использовании сигналов систем радиосвязи и других источников измерения дальности.

Основные результаты, полученные в исследовании:

1. Проанализированы методы и навигационные алгоритмы систем АНС, а также технологии помехоустойчивой радиосвязи МОСС для СУДС. Выбран и обоснован набор ключевых показателей качеств систем связи: для МОСС – спектральная и энергетическая эффективность, помехоустойчивость, сложность реализации, точность оценки параметров; для АНС – точность определения координат (СКО), геометрический фактор, граница Рао-Крамера, время измерений
2. Обоснована перспективность интеграции систем на основе ПРС-МДКР с новыми технологиями, такими как многоканальные многочастотные системы (МЧМ-МДКР; от англ. Multi Carrier CDMA, MC-CDMA), неортогональный множественный доступ (НОМД; от англ. NOMA) и многоантенные системы (MIMO).
3. Исследовано влияние точности первичных дальномерных измерений на итоговую оценку дальности. Приведены результаты моделирования многопозиционной радиотехнической навигационной системы с применением ШПС. Показано, что кооперативная обработка не нарушается даже при увеличении дисперсий ошибок измерения дальностей и сумм расстояний до предельных значений.
4. Предложены новые подходы к траекторному сопровождению объекта навигации для повышения точности. Разработан алгоритм

инерциального сопровождения, обеспечивающий длительное сопровождение объекта с определением прямоугольных координат, что может быть использовано как для адаптивной регулировки мощности, так и, например, для повышения надежности швартовки в качестве резервного навигационного канала.

5. Найдены новые, ранее не отмеченные в литературе статистические закономерности в групповых и канальных сигналах с кодовым разделением каналов. Показаны корреляционные характеристики групповых сигналов с кодовым разделением каналов (МДКР) при различных значениях базиса ортогональности (т.е. разным количестве абонентов), позволяющие реализовать итерационный многопользовательский прием абонентских сигналов.
6. На основе системного анализа проведена классификация моделей нелинейности амплитудных характеристик усилителей.
7. Разработан метод определения параметров модели амплитудной характеристики усилителя мощности после функционального преобразования, позволяющий учитывать фазовую структуру интермодуляционных продуктов. Использование данного метода позволяет точно оценивать параметры модели и более точно рассчитывать требования к системам и уровень интермодуляционных продуктов на выходе нелинейного устройства (НУ), обеспечивая повышение точности оценки ОСШ на 3%.
8. Проведен анализ нелинейных искажений группового видео- и радиосигнала и их влияния на помехоустойчивость сети связи. Представленные аналитические выражения и графики могут быть использованы для решения вопросов компенсации нелинейных искажений и исследования межканальных влияний в системах связи и многопозиционного позиционирования при использовании ШПС.
9. Разработана компьютерная модель для исследования реальной помехоустойчивости группового тракта системы с МДКР с учетом

нелинейности амплитудной характеристики видеотракта и аддитивного белого гауссовского шума, а также с возможностью учета фазовой нелинейности.

10. Синтезированы стохастические дифференциальные уравнения (СДУ) и предложен метод расчета переходных матриц для марковской модели группового ШПС. Сформулирован подход к моделированию сигнала на выходе нелинейного усилителя с использованием стохастических дифференциальных уравнений. Описан способ аппроксимации закона распределения сигнала при помощи разложения в ряд Грама–Шарлье.
11. Разработан рекурсивный алгоритм для генерации группового сигнала на интервале одного периода ортогональности. Показано хорошее согласование результатов моделирования с реальными характеристиками группового сигнала.

В работе проанализированы существующие системы и технологии для автономного судовождения, проведено математическое моделирование и анализ влияния нелинейностей на ШПСС и МДКР. Разработан программный комплекс для экспериментальной проверки полученных теоретических результатов. Основным результатом исследования – это усовершенствованные модели сетей радиосвязи, алгоритмы навигации и методики анализа сетей радиосвязи, учитывающие особенности нелинейных искажений в многоканальных ШПСС и системах автономной навигации, применяемых в управлении движением судов, а также их практическая реализация в разработанном программном обеспечении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глушанков, Е. И. Анализ эффективности применения помехоустойчивого кодирования и многопозиционных сигналов в линиях радиосвязи систем автономного судовождения / Е. И. Глушанков, С. А. Митянин, Рылов Е. А. – 2023. – Т. 88. – № 4. – С. 81-83.
2. Овсянкина, О. Автономное судовождение // Овсянкина О. Автономное судовождение // Всероссийская еженедельная газета «Транспорт России», 2023. URL <https://transportrussia.ru/razdely/it-tekhnologii/10398-avtonomnoe-sudovozhdenie.html> (дата обращения 12.03.2024).
3. РМРС. Положения по классификации морских автономных и дистанционно управляемых надводных судов (МАНС) НД № 2-030101-037.
4. Митянин, А. Г. Инновационная система безэкипажного судовождения в порту / А. Г. Митянин, Д. Б. Соловьев. – 2024. – Морские порты. – № 5. – С. 58-62.
5. Генералов, С. В. Дорожная карта национальной технологической инициативы «МариНет» / С. В. Генералов. – 2016. – Т. 65. – № 4. – С. 14-17.
6. Митянин, А. Г. Инновационная система безэкипажного судовождения в порту / А. Г. Митянин, Д. Б. Соловьев. – 2024. – Морские порты. – № 5. – С. 58-62.
7. EUROCAE. Minimum Operational Performance Standards for Traffic Alert and Collision Avoidance System II (TCAS II) / EUROCAE EUROCAE, Minimum Operational Performance Standards for Traffic Alert and Collision Avoidance System II (TCAS II), Volume I. The European Organisation for Civil Aviation Equipment, 2008. – The European Organisation for Civil Aviation Equipment, 2008.
8. Airborne Collision Avoidance System (ACAS) guide. – URL: <https://www.eurocontrol.int/publication/airborne-collision-avoidance-system-acas-guide> (дата обращения: 24.06.2025). – Текст : электронный.
9. RTCA. Minimum Operational Performance Standards for Traffic Alert and Collision Avoidance System II (TCAS II) / RTCA.
10. ICAO. Aeronautical Telecommunications: Volume IV Surveillance and Collision Avoidance Systems. 2014 / ICAO.
11. On the transmission performance of DS-CDMA-based drone swarm / Y. Si, H. Zhang, X. Miao [et al.] // Digital Signal Processing. – 2024. – Vol. 153. – P. 104619. – DOI 10.1016/j.dsp.2024.104619.
12. Bingham, B. On the Design of Direct Sequence Spread-Spectrum Signaling for Range Estimation / B. Bingham, B. Blair, D. Mindell. – Text : electronic // OCEANS 2007 Oceans 2007. – Vancouver, BC : IEEE, 2007. – P. 1-7. – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4449375/> (date accessed: 14.01.2024).

13. Kirilova, M. A. Prospects of development of unmanned ships in Russian Federation / M. A. Kirilova, A. I. Rozhko // Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Marine engineering and technologies. – 2020. – № 3. – С. 16-22. – DOI 10.24143/2073-1574-2020-3-16-22.
14. Patel, Jay. CDMA-Based Multi-Domain Communications Network for Marine Robots / Patel, Jay, Seto, Mae // WUWNet '19 WUWNet '19: Proceedings of the 14th International Conference on Underwater Networks & Systems. – New York, NY, USA : Association for Computing Machinery, 2020.
15. Когновицкий, О. С. Широкополосные сигналы данных с расширением спектра прямой последовательностью и их характеристика / О. С. Когновицкий. – 2016. – Т. 2. – № 1. – С. 82-89.
16. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В. П. Ипатов. – Москва : Техносфера, 2007. – 488 с.
17. Казаринов, Ю. М. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов. – Академия, 2008. – 592 с.
18. Кузнецов, В. С. Теория многоканальных широкополосных систем связи. Учебное пособие для вузов. / В. С. Кузнецов с ил. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2013. – 200 с.
19. Григорьев, В. А. Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – Москва : Эко-трендз, 2005. – 384 с.
20. Современные системы радиодоступа / М. А. Сиверс, С. Л. Галкин, М. С. Григорьев, [и др.]. – Санкт-Петербург : Судостроение, 2001.
21. Lie-Liang Yang. Multicarrier ds-cdma: a multiple access scheme for ubiquitous broadband wireless communications / Lie-Liang Yang, L. Hanzo // IEEE Communications Magazine. – 2003. – Vol. 41. – Multicarrier ds-cdma. – № 10. – P. 116-124. – DOI 10.1109/MCOM.2003.1235603.
22. Prasad, R. An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA / R. Prasad, T. Ojanpera // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 1998. – Vol. 1. – № 1. – P. 2-29. – DOI 10.1109/COMST.1998.5340404.
23. Неортогональный множественный доступ (NOMA) как основа систем связи 5G и 6G / В. Б. Крейнделин, М. . Г. Бакулин, Т. Б. К. Бен Режеб, [и др.]. – Москва : Горячая Линия-Телеком, 2024. – 264 с.
24. Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond / Y. Liu, Z. Qin, M. El Kashlan [et al.] // Proceedings of the IEEE. – 2017. – Vol. 105. – № 12. – P. 2347-2381. – DOI 10.1109/JPROC.2017.2768666.
25. Vaezi, M. Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond / M. Vaezi; eds. Z. Ding, H. V. Poor. – Cham : Springer International Publishing, 2019. – URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-92090-0> (date accessed: 13.03.2025). – Text : electronic.
26. Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges / S. M. R. Islam, N. Avazov, O. A. Dobre, K. Kwak // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2017. – Vol. 19. – Power-

- Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems. – № 2. – P. 721-742. – DOI 10.1109/COMST.2016.2621116.
27. A Tutorial on Nonorthogonal Multiple Access for 5G and Beyond / M. Aldababsa, M. Toka, S. Gökçeli [et al.] // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2018. – Vol. 2018. – № 1. – P. 9713450. – DOI 10.1155/2018/9713450.
 28. Kara, F. BER performances of downlink and uplink NOMA in the presence of SIC errors over fading channels / F. Kara, H. Kaya // IET Communications. – 2018. – Vol. 12. – № 15. – P. 1834-1844. – DOI 10.1049/iet-com.2018.5278.
 29. Бакулин, М. Г. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов. – Москва : Горячая Линия-Телеком, 2018. – 279 с.
 30. Варгаузин, В. А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи / В. А. Варгаузин, И. А. Цикин. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2013. – 352 с.
 31. Oviedo, J. A. Fundamentals of Power Allocation Strategies for Downlink Multi-user NOMA with Target Rates / J. A. Oviedo, H. R. Sadjadpour. – Text : electronic. – 2019. – DOI 10.48550/ARXIV.1903.06822. – URL: <https://arxiv.org/abs/1903.06822> (date accessed: 13.03.2025).
 32. Ding, Z. Impact of User Pairing on 5G Nonorthogonal Multiple-Access Downlink Transmissions / Z. Ding, P. Fan, H. V. Poor // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2016. – Vol. 65. – № 8. – P. 6010-6023. – DOI 10.1109/TVT.2015.2480766.
 33. Optimal User Pairing for Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) / L. Zhu, J. Zhang, Z. Xiao [et al.] // IEEE Wireless Communications Letters. – 2019. – Vol. 8. – № 2. – P. 328-331. – DOI 10.1109/LWC.2018.2853741.
 34. Бабков, В. Ю. Сотовые системы мобильной радиосвязи / В. Ю. Бабков, И. А. Цикин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2013. – 432 с.
 35. Ханцо, Л. Л. Системы радиодоступа 3G, HSPA и FDD в сравнении с технологией TDD / Л. Л. Ханцо, Дж. Блох, С. Ни. – Москва : Техносфера, 2012. – 672 с.
 36. Гуревич, В. Э. Математические методы в теории радиотехнических систем. Частотные спектры импульсных сигналов : учебно-методическое пособие / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров. – Санкт-Петербург : СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича, 2023. – 51 с.
 37. Боккуцци, Д. Обработка сигналов для беспроводной связи : Мир радиоэлектроники / Д. Боккуцци; ред. В. И. Борисов; пер. Ю. Л. Цвирко. – Техносфера, 2012. – 671 с.
 38. 3rd Generation Partnership Project 2 (3GPP2), “Medium Access Control (MAC) Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems,” Sept. 2005, Release D.

39. Boccuzzi, J. Performance evaluation of non-linear transmit power amplifiers for North American digital cellular portables / J. Boccuzzi // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1995. – Vol. 44. – № 2. – P. 220-228. – DOI 10.1109/25.385912.
40. Горгадзе, С. Ф. СВЧ-усилители мощности для мобильной связи и радиодоступа / С. Ф. Горгадзе. – Горячая линия-Телеком. – Москва, 2022. – 456 с.
41. Смирнов, Н. И. Оценка эффективности использования мощности нелинейного ретранслятора в системах передачи информации с кодовым разделением / Н. И. Смирнов, С. Ф. Горгадзе. – 1995. – № 6. – С. 21-24.
42. Chen, S.-W. Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems / S.-W. Chen, W. Panton, R. Gilmore // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1996. – Vol. 44. – № 12. – P. 2743-2750.
43. Li, P. C. Performance analysis of synchronous M-PSK CDMA multi-tier systems with a nonlinear amplifier / P. C. Li, E. Geraniotis // Proceedings second IEEE symposium on computer and communications. – IEEE, 1997. – P. 275-279.
44. Li, P. Effects of nonlinear distortion on synchronous M-PSK DS/CDMA systems / P. Li, E. Geraniotis // Conference on information sciences and systems. – 1997. – P. 966-971.
45. Pickholtz, R. L. Spread spectrum for mobile communications / R. L. Pickholtz, L. B. Milstein, D. L. Schilling // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1991. – Vol. 40. – № 2. – P. 313-322. – DOI 10.1109/25.289412.
46. Pickholtz, R. Theory of Spread-Spectrum Communications - A Tutorial / R. Pickholtz, D. Schilling, L. Milstein // IEEE Transactions on Communications. – 1982. – Vol. 30. – № 5. – P. 855-884. – DOI 10.1109/TCOM.1982.1095533.
47. Baer, H. Interference Effects of Hard Limiting in PN Spread-Spectrum Systems / H. Baer // IEEE Transactions on Communications. – 1982. – Vol. 30. – № 5. – P. 1010-1017. – DOI 10.1109/TCOM.1982.1095550.
48. An analysis of nonlinear distortion due to TWT in asynchronous DS-SSMB communication systems / L. Chen, S. Ikuta, M. Kominami, H. Kusaka. – Text: electronic // Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'94) IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'94). – Oulu, Finland: IEEE, 1994. – P. 297-302. – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/379574/> (date accessed: 20.01.2024).
49. Анализ межканальных помех в ортогональных системе CDMA / В. Я. Архипкин, П. В. Иванов, А. Г. Соколов, В. М. Смольянинов // Электросвязь. – 2001. – № 12. – С. 25-27.
50. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер; ред. В. В. Марков. – Москва: Связь, 1979. – 592 с.

51. Горгадзе, С. Ф. Характеристики интермодуляционных помех при нелинейных преобразованиях совокупностей сложных сигналов / С. Ф. Горгадзе, А. А. Клинков. – 2008. – № 7. – С. 32-36.
52. Iltis, R. A. Localization using CDMA-MIMO Radar / R. A. Iltis // Proceedings of the International Telemetering Conference. – 2010. – Vol. 46.
53. Iltis, R. A. System-Level Algorithm Design for Radionavigation using UWB Waveforms / R. A. Iltis // International Telemetering Conference Proceedings. – San Diego, CA, 2012.
54. Khalife, J. Navigation With Cellular CDMA Signals—Part II: Performance Analysis and Experimental Results / J. Khalife, Z. M. Kassas // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2018. – Vol. 66. – Navigation With Cellular CDMA Signals—Part II. – № 8. – P. 2204-2218. – DOI 10.1109/TSP.2018.2799166.
55. Khalife, J. Navigation With Cellular CDMA Signals—Part I: Signal Modeling and Software-Defined Receiver Design / J. Khalife, K. Shamaei, Z. M. Kassas // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2018. – Vol. 66. – Navigation With Cellular CDMA Signals—Part I. – № 8. – P. 2191-2203. – DOI 10.1109/TSP.2018.2799167.
56. Fokin, G. A. A set of Models for Device Positioning in Sixth Generation Networks. Part 1. Methods Survey and Problem Statement / G. A. Fokin // Proceedings of Telecommunication Universities. – 2024. – Т. 10. – № 4. – С. 73-98. – DOI 10.31854/1813-324X-2024-10-4-73-98.
57. Fokin, G. A. A Set of Models for Device Positioning in Sixth Generation Networks. Part 2. Review of Algorithms and Accuracy Assessment / G. A. Fokin // Proceedings of Telecommunication Universities. – 2024. – Т. 10. – № 5. – С. 62-90. – DOI 10.31854/1813-324X-2024-10-5-62-90.
58. Фокин, р. Технологии сетевого позиционирования 5G / р Фокин. – Горячая Линия - Телеком, 2022. – 456 с.
59. Тихвнский, В. О. Сети мобильной связи LTE. Технологии и архитектура / В. О. Тихвнский, С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук. – Москва : Эко-Трендз, 2010. – 284 с.
60. Бакулин, М. Г. Технология ММО: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейнделин. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2014. – 242 с.
61. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – Москва : Радио и связь, 1985. – 384 с.
62. Харкевич, А. А. Борьба с помехами / А. А. Харкевич. – 4-е изд. – Москва : Либроком, 2013. – 280 с.
63. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи : Научное издание / А. М. Шлома, М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. П. Шумов. – Горячая линия-Телеком, 2021. – 344 с.
64. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной

- последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев; ред. В. И. Борисов. – Москва : Радио и связь, 2003. – 640 с.
65. Шахтарин, Б. И. Обнаружение сигналов / Б. И. Шахтарин. – 3. – Москва : Горячая линия-Телеком, 2015. – 464 с.
 66. Гуревич, В. Э. О вычислении биномиальных вероятностей в некоторых задачах техники связи / В. Э. Гуревич, Г. В. Рабинович // Труды учебных институтов связи. – 1965. – № 26. – С. 165-176.
 67. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд. – Москва : Радио и Связь, 1989. – 656 с.
 68. Ньюмэн, Э. Оптимизация приемника при помощи анализа модуля вектора ошибки / Э. Ньюмэн // Беспроводные Технологии. – 2007. – № 9. – С. 57-60.
 69. Шахтарин, Б. И. Фильтры Винера и Калмана / Б. И. Шахтарин. – Москва : Горячая Линия - Телеком, 2024. – 396 с.
 70. Шахтарин, Б. И. Нелинейная оптимальная фильтрация в примерах и задачах / Б. И. Шахтарин. – Москва : Горячая Линия-Телеком, 2024. – 344 с.
 71. Шахтарин, Б. И. Оптимальная фильтрация случайных процессов / Б. И. Шахтарин, В. Б. Сучков, Д. А. Губанов. – Москва : Горячая Линия-Телеком, 2021. – 90 с.
 72. Фари́на, А. Фари́на А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей : Пер. с англ. А. М. Бочкарева / Под ред. А. Н. Юрьева. - М. : Радио и связь, 1993. - 320 с.: ил. / А. Фари́на, Ф. Студер; ред. А. Н. Юрьев; пер. А. М. Бочкарев. – Радио и связь, 1993. – 320 с.
 73. Машков, Г. М. Анализ точности определения местоположения объектов дальномерными системами различного типа. / Г. М. Машков, А. Г. Владыко, Е. Г. Борисов. – 2015. – Т. 4. – С. 38-43.
 74. Бачевский, С. В. Повышение точности оценивания неизвестных параметров путем совместной обработки избыточных измерений в системе пространственно-разнесенных датчиков. / С. В. Бачевский, Е. Г. Борисов, Г. М. Машков. – 2015. – Т. 12. – № 198. – С. 16-20.
 75. Борисов, Е. Г. Получение максимально правдоподобных оценок координат целей при кооперативной обработке дальномерноугломерной информации / Е. Г. Борисов, Г. М. Машков. – 2012. – № 3.
 76. Схемы акватории порта. Петропавловск-Камчатский морской торговый порт.
 77. Mashkov, G. M. Analysis of object positioning accuracy provided by range-finding systems of various types / G. M. Mashkov, E. G. Borisov, A. G. Vladyko // Russian Aeronautics (Iz VUZ). – 2015. – Vol. 58. – № 4. – P. 401-406. – DOI 10.3103/S1068799815040078.
 78. APPLICATION OF MIMO TECHNOLOGY IN MODERN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS OF DIFFERENT GENERATIONS / Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI),

- M. G. Bakulin, V. B. Kreyndelin [et al.] // T-Comm. – 2021. – Vol. 15. – № 4. – P. 4-12. – DOI 10.36724/2072-8735-2021-15-4-4-12.
79. Location-Aware Communications for 5G Networks: How location information can improve scalability, latency, and robustness of 5G / R. Di Taranto, S. Muppirisetty, R. Raulefs [et al.] // IEEE Signal Processing Magazine. – 2014. – Vol. 31. – Location-Aware Communications for 5G Networks. – № 6. – P. 102-112. – DOI 10.1109/MSP.2014.2332611.
 80. A Survey of Enabling Technologies for Network Localization, Tracking, and Navigation / C. Laoudias, A. Moreira, S. Kim [et al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2018. – Vol. 20. – № 4. – P. 3607-3644. – DOI 10.1109/COMST.2018.2855063.
 81. Benefits of Positioning-Aided Communication Technology in High-Frequency Industrial IoT / E. S. Lohan, M. Koivisto, O. Galinina [et al.] // IEEE Communications Magazine. – 2018. – Vol. 56. – № 12. – P. 142-148. – DOI 10.1109/MCOM.2018.1701057.
 82. Caffery, J. J. Overview of radiolocation in CDMA cellular systems / J. J. Caffery, G. L. Stuber // IEEE Communications Magazine. – 1998. – Vol. 36. – № 4. – P. 38-45. – DOI 10.1109/35.667411.
 83. Sayed, A. H. Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information / A. H. Sayed, A. Tarighat, N. Khajehnouri // IEEE Signal Processing Magazine. – 2005. – Vol. 22. – Network-based wireless location. – № 4. – P. 24-40. – DOI 10.1109/MSP.2005.1458275.
 84. Рембовский, А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин; ред. А. М. Рембовский 3-е изд., перераб. и доп. – Москва : Горячая Линия-Телеком, 2012. – 624 с.
 85. Spinsante, S. Spread spectrum radar technology for automotive applications: State of the art and new proposals / S. Spinsante, E. Gambi, others // Vehicle Engineering. – 2012. – P. 113-147.
 86. Signal processing for harmonic pulse radar based on spread spectrum technology / P. Jau, Z. Tsai, N. Kuo [et al.] // IET Radar, Sonar & Navigation. – 2014. – Vol. 8. – № 3. – P. 242-250. – DOI 10.1049/iet-rsn.2013.0024.
 87. Дядюнов, Н. Г. Ортогональные и квазиортогональные сигналы / Н. Г. Дядюнов, А. И. Сенин; ред. Е. М. Тарасенко. – Москва : Связь, 1977. – 224 с.
 88. Pursley, M. Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications - Part I: Upper and Lower Bounds / M. Pursley, D. Sarwate, W. Stark // IEEE Transactions on Communications. – 1982. – Vol. 30. – Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications - Part I. – № 5. – P. 975-984. – DOI 10.1109/TCOM.1982.1095553.
 89. Гуревич, В. Э. Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов / В. Э. Гуревич,

- С. Г. Егоров // Труды учебных заведений связи. – 2020. – Т. 6. – № 2. – С. 30-38. – DOI 10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38.
90. Борисов, Е. Г. Инерционное сопровождение траектории воздушного судна радиолокационно-оптической системой слежения / Е. Г. Борисов, С. Г. Егоров. – 2018. – № 1. – С. 6-11.
 91. Рыбас, А. Л. Интегрированная наблюдательная система сопровождения. Пат. на изобретение № 2327188 G01S 13/66 Российская Федерация, МПК G01S 13/66. Интегрированная наблюдательная система сопровождения / А. Л. Рыбас, А. В. Жуков и др., опубл. 20.06.2008, бюл. № 17. / А. Л. Рыбас, А. В. Жуков. – 2008.
 92. Кузьмин, С. З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации / С. З. Кузьмин. – Москва : Советское радио, 1974. – 432 с.
 93. Коваленко, В. В. Малогабаритная инерциальная система: учебное пособие / В. В. Коваленко, А. Н. Лысов. – Челябинск, 2010. – 53 с.
 94. Борисов, Е. Г. Исследование многолучевого пеленгатора / Е. Г. Борисов, О. С. Голод, С. Г. Егоров // АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ сборник научных статей V международной научно-технической и научно-методической конференции. – Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2016. – Т. 1. – С. 115-119.
 95. Патент RU 2759199 С1. Способ измерения параметров движения объекта активным локатором / Е. Г. Борисов, С. Г. Егоров, О. С. Голод. – № 2020122456; заявл. 30.06.2020; опубл. 10.11.2021. – (Рос. Федерация).
 96. Гуревич, В. Э. Электромагнитная совместимость радиорелейных линий и цифровых радиосистем абонентского доступа / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров. – 2011. – Тт. 184-185. – С. 122-128.
 97. Панин, Р. С. К вопросу оптимизации параметров алгоритма множественного доступа в сети радиосвязи декаметрового диапазона / Р. С. Панин, А. Н. Путилин // Сборник статей межвузовской научно-практической конференции Применение современных информационных технологий в служебно-боевой деятельности. – Пермь, 2022.
 98. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – 5-е изд. – Москва : Дрофа, 2006. – 719 с.
 99. Jain, P. Problems of Synchronization and Non-Linear Distortion and Their Effect on the Detection of Walsh Functions / P. Jain // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 1971. – Vol. EMC-13. – № 3. – P. 192-198. – DOI 10.1109/TEMC.1971.303163.
 100. Егоров, С. Г. Анализ эффективности применения неортогонального разделения каналов (NOMA) в широкополосных сетях радиосвязи: Analysis of the efficiency of using non-orthogonal multiple access (NOMA) methods in broadband radio communication networks / С. Г. Егоров. – Текст : электронный // МОДЕЛИРОВАНИЕ, ОПТИМИЗАЦИЯ И

- ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ. – 2025. – Т. 13. – Анализ эффективности применения неортогонального разделения каналов (NOMA) в широкополосных сетях радиосвязи. – № 3(50). – DOI 10.26102/2310-6018/2025.50.3.043. – URL: <https://moitvivi.ru/ru/journal/pdf?id=2002> (дата обращения: 15.09.2025).
101. Johnson, K. K. Optimizing link budget performance, cost and interchangeability by predicting residual BER: Part I - residual BER overview and phase noise / K. K. Johnson // *The Microwave Journal*. – 2002.
 102. Андрей Валерьевич Рашич. Расчет пик-фактора многочастотных сигналов с ортогональным и неортогональным частотным уплотнением / Андрей Валерьевич Рашич, Тан Нгок Нгуен, Валентин Андреевич Сальников. – Текст: электронный. – 2018. – DOI 10.18721/JCSTCS.11304. – URL: <https://infocom.spbstu.ru/article/2018.58.4/> (дата обращения: 20.06.2025).
 103. Бобровский, А. К. Повышение эффективности ofdm модемов на основе клиппирования / А. К. Бобровский, А. К. Скворцов, А. Н. Путилин. – 2019. – С. 33-36.
 104. Рашич, А. В. Снижение пик-фактора многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением методом резервирования поднесущих частот / А. В. Рашич, Д. К. Фадеев, Е. О. Антонов. – 2018. – № 1. – С. 16-23.
 105. Дардари, Д. Методы спутникового и наземного позиционирования. Перспективы развития технологий обработки сигналов / Д. Дардари, М. Фаллетти, М. Луизе. – Москва : Техносфера, 2012. – 528 с.
 106. 60 GHz impairments modeling / V. Erceg, M. Messe, A. Tarighat, [et al.]. – IEEE 802.11, 2009.
 107. Jeruchim, M. C. Simulation of communication systems: modeling, methodology, and techniques : Information technology: transmission, processing, and storage. Simulation of communication systems / M. C. Jeruchim, P. Balaban, K. S. Shanmugan. – 2. ed. – New York, NY : Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2000. – 907 p.
 108. Honkanen, M. Modelling of narrowband high power amplifier in radio communication system simulation / M. Honkanen // *URSI/IEEE/IRC XXI Convention on Radio Science*. – Espoo, Finland, 1996.
 109. Honkanen, M. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations / M. Honkanen, S.-G. Haggman. – Text : electronic // *Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC '97 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC '97*. – Helsinki, Finland : IEEE, 1997. – Vol. 3. – P. 844-848. – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/627005/> (date accessed: 20.01.2024).
 110. Rapp, C. Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system / C. Rapp // *2nd European Conference on Satellite Communication*. – 1991. – P. 179-184.

111. Vuolevi, J. H. Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers / J. H. Vuolevi, T. Rahkonen, J. P. Manninen // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2001. – Vol. 49. – № 8. – P. 1383-1389.
112. Bosch, W. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers / W. Bosch, G. Gatti // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1989. – Vol. 37. – № 12. – P. 1885-1890. – DOI 10.1109/22.44098.
113. Mathews, V. J. Polynomial signal processing : Wiley series in telecommunications and signal processing / V. J. Mathews, G. L. Sicuranza. – New York Weinheim : Wiley, 2000. – 452 p.
114. Zhou, G. T. Spectral Analysis of Polynomial Nonlinearity with Applications to RF Power Amplifiers / G. T. Zhou, R. Raich // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2004. – Vol. 2004. – № 12. – P. 256395. – DOI 10.1155/S1110865704312114.
115. A Robust Digital Baseband Predistorter Constructed Using Memory Polynomials / L. Ding, G. T. Zhou, D. R. Morgan [et al.] // IEEE Transactions on Communications. – 2004. – Vol. 52. – № 1. – P. 159-165. – DOI 10.1109/TCOMM.2003.822188.
116. Kim, J. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory / J. Kim, K. Konstantinou // Electronics Letters. – 2001. – Vol. 37. – № 23. – P. 1417-1418. – DOI 10.1049/el:20010940.
117. Шварц, Н. З. Линейные транзисторные усилители СВЧ / Н. З. Шварц. – Москва : Советское радио, 1980. – 368 с.
118. Бруевич, А. Н. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии / А. Н. Бруевич, С. И. Евтянов. – Москва : Советское Радио, 1965. – 344 с.
119. Joung, J. Green Wireless Communications: - A Power Amplifier Perspective / J. Joung, C. K. Ho, S. Sun. – 2002.
120. Minkoff, J. The Role of AM-to-PM Conversion in Memoryless Nonlinear Systems / J. Minkoff // IEEE Transactions on Communications. – 1985. – Vol. 33. – № 2. – P. 139-144. – DOI 10.1109/TCOM.1985.1096262.
121. Евтянов, С. И. Радиопередающие устройства / С. И. Евтянов. – Москва : Связьиздат, 1950. – 643 с.
122. Voros, J. Modeling and identification of wiener systems with two-segment nonlinearities / J. Voros // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2003. – Vol. 11. – № 2. – P. 253-257. – DOI 10.1109/TCST.2003.809238.
123. Gerakoulis, D. P. CDMA: access and switching: for terrestrial and satellite networks. CDMA / D. P. Gerakoulis, E. Geraniotis. – Chichester ; New York : John Wiley, 2001. – 270 p.
124. Cann, A. Nonlinearity model with variable knee sharpness / A. Cann // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1980. – Vol. AES-16. – P. 874-877.

125. Cann, A. J. Improved Nonlinearity Model With Variable Knee Sharpness / A. J. Cann // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2012. – Vol. 48. – № 4. – P. 3637-3646. – DOI 10.1109/TAES.2012.6324749.
126. Comparison of measured and simulated $\pi/4$ -DQPSK adjacent channel power using a functional high power amplifier model / M. Honkanen, O. Pollanen, J. M. A. Tanskanen [et al.] // VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151). – 1998. – Vol. 3. – P. 2459-2463.
127. Saleh, A. A. M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers / A. A. M. Saleh // IEEE Transactions on Communications. – 1981. – Vol. 29. – № 11. – P. 1715-1720. – DOI 10.1109/TCOM.1981.1094911.
128. Proposed system impairment models / D. Falconer, T. Kolze, Y. Leiba, J. Liebetreu // IEEE. – 2000. – Vol. 802. – № 1. – P. 00.
129. Power Backoff Reduction Techniques for Generalized Multicarrier Waveforms / F. Danilo-Lemoine, D. Falconer, C.-T. Lam [et al.] // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2007. – Vol. 2008. – № 1. – P. 437801. – DOI 10.1155/2008/437801.
130. Kaye, A. Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications / A. Kaye, D. George, M. Eric // IEEE Transactions on Communications. – 1972. – Vol. 20. – № 5. – P. 965-972. – DOI 10.1109/TCOM.1972.1091254.
131. White, G. P. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems / G. P. White, A. G. Burr, T. Javornik // Electronics Letters. – 2003. – Vol. 39. – № 8. – P. 686-687. – DOI 10.1049/el:20030462.
132. Ghorbani, A. The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission / A. Ghorbani, M. Sheikhan // 1991 sixth international conference on digital processing of signals in communications. – 1991. – P. 193-197.
133. Saleh, A. A. M. Improving the Power-Added Efficiency of FET Amplifiers Operating with Varying-Envelope Signals / A. A. M. Saleh, D. C. Cox // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1983. – Vol. 31. – № 1. – P. 51-56. – DOI 10.1109/TMTT.1983.1131428.
134. Демиденко, Е. З. Линейная и нелинейная регрессии / Е. З. Демиденко. – Москва : Финансы и статистика, 1981. – 302 с.
135. Каганов, В. И. Радиотехника + компьютер + MathCAD / В. И. Каганов. – Москва : Горячая линия - Телеком, 2001. – 416 с.
136. Сахарчук, С. И. Вероятность ошибки при регистрации кодовой посылки комбинированными методами / С. И. Сахарчук. – 1972. – Т. 59. – С. 175-179.
137. Сахарчук, С. И. Об экспериментальных оценках качества дискретного канала связи по вторичным статистическим характеристикам / С. И. Сахарчук. – 1972. – Т. 59. – С. 77-84.

138. Сахарчук, С. И. О плотности вероятности массы искажений / С. И. Сахарчук // Труды учебных институтов связи. – 1974. – № 68. – С. 186-192.
139. Горяинов, В. Т. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи / В. Т. Горяинов, А. Г. Журавлев, В. И. Тихонов; ред. В. И. Тихонов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Советское радио, 1980. – 544 с.
140. Ньюман, Э. Оптимизация приемника при помощи анализа модуля вектора ошибки / Э. Ньюман. – 2007. – Т. 4.
141. Гуревич, В. Э. Нелинейные искажения группового сигнала в радиосистеме абонентского доступа / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров // Инфокоммуникационные технологии. – 2012. – Т. 10. – № 3. – С. 79-82.
142. Егоров, С. Г. Анализ реальной помехоустойчивости группового тракта радиосистемы абонентского доступа / С. Г. Егоров // Инфокоммуникационные технологии. – 2012. – Т. 10. – № 4. – С. 59-62.
143. Харкевич, А. А. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. – 5-е изд. – Москва : Либроком, 2018. – 240 с.
144. Хорн, Р. Матричный анализ / Р. Хорн, Ч. Джонсон. – Москва : Мир, 1989. – 655 с.
145. Кендалл, М. Дж. Теория распределений / М. Дж. Кендалл, А. Стьюарт. – Москва : Наука, 1966. – 587 с.
146. Primak, S. Stochastic Methods and Their Applications to Communications: Stochastic Differential Equations Approach. Stochastic Methods and Their Applications to Communications / S. Primak, V. Kontorovich, V. Lyandres. – 1. – Wiley, 2004. – URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/0470021187> (date accessed: 17.01.2024). – Text : electronic.
147. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. – 4-е изд. – Москва : Наука, 1969. – 576 с.
148. Беллами, Д. Цифровая телефония : пер. с англ. / Д. Беллами; ред. А. Н. Берлин, Ю. Н. Чернышов. – Москва : Эко-Трендз, 2004. – 640 с.
149. Harada, H. Simulation and software radio for mobile communications : The Artech House universal personal communications series / H. Harada, R. Prasad. – Boston, Mass. : Artech House, 2002. – 467 p.
150. Proakis, J. G. Contemporary communication systems using MATLAB / J. G. Proakis, M. Salehi, G. Bauch. – 3rd ed. – Stamford, CT : Cengage Learning, 2013. – 580 p.
151. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – 2-е, испр. – Москва : Вильямс, 2004. – 1104 с.
152. Егоров, С. Г. Анализ статистических характеристик группового сигнала в сетях радиодоступа с кодовым разделением каналов. / С. Г. Егоров, Е. И. Глушанков // Военная связь будущего. Квантовый скачок как неизбежность. – Санкт-Петербург, 2023.
153. Глушанков, Е. И. Математическое моделирование сигналов в непрерывных каналах связи в форме стохастических дифференциальных

- уравнений / Е. И. Глушанков, В. Я. Конторович, Д. А. Караваев. – Текст : электронный. – 2023. – DOI 10.24412/2410-9916-2023-4-1-35. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/matematicheskoe-modelirovanie-signalov-v-nepreryvnyh-kanalah-svyazi-v-forme-stohasticheskikh-differentsialnyh-uravneniy> (дата обращения: 17.01.2024).
154. Primak, S. Markov models of non-Gaussian exponentially correlated processes and their applications / S. Primak, V. Lyandres, V. Kontorovich // *Physical Review E*. – 2001. – Vol. 63. – № 6. – P. 63-72. – DOI 10.1103/PhysRevE.63.061103.
 155. Корн, Г. Справочник по математике. Определения, теоремы, формулы / Г. Корн, Т. Корн. – 6-е изд., стер. – Санкт-Петербург : Лань, 2003. – 832 с.
 156. Гантмахер, Ф. Р. Теория матриц / Ф. Р. Гантмахер. – Москва : Физматлит, 2010. – 560 с.
 157. Junichi Nakayama. Generation of Stationary Random Signals with Arbitrary Probability Distribution and Exponential Correlation / Junichi Nakayama // *The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers*. – 1994. – P. 917-922.
 158. Alspach, D. Nonlinear Bayesian estimation using Gaussian sum approximations / D. Alspach, H. Sorenson // *IEEE Transactions on Automatic Control*. – 1972. – Vol. 17. – № 4. – P. 439-448. – DOI 10.1109/TAC.1972.1100034.
 159. Kontorovich, V. Comments on the Application of Multidimensional Distributions in engineering problems / V. Kontorovich. – 2024. – URL: <https://www.techrxiv.org/users/683909/articles/722537-comments-on-the-application-of-multidimensional-distributions-in-engineering-problems?commit=e09b4344112dcebba9e8a05e8ae656d2466eec4d> (date accessed: 04.05.2024). – Text : electronic.
 160. Space time spreading with modified Walsh-Hadamard sequences / P. Vial, B. Wysocki, I. Raad, T. Wysocki. – Text : electronic // Eighth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications - Programme and Book of Abstracts (IEEE Cat. No.04TH8738) Eighth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications - Programme and Book of Abstracts. – Sydney, NSW, Australia : IEEE, 2004. – P. 943-946. – URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1371840/> (date accessed: 17.01.2024).
 161. Кловский, Д. Д. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений.pdf / Д. Д. Кловский, В. Я. Конторович.
 162. Ходасевич, Г. Б. Планирование эксперимента и обработка экспериментальных данных на ЭВМ / Г. Б. Ходасевич, О. И. Пантюхин, С. Б. Ногин. – Санкт-Петербург : Лань, 2014. – 86 с.
 163. Голяницкий, И. А. Математические модели и методы в радиосвязи / И. А. Голяницкий; ред. Ю. А. Громаков. – Москва : Эко-трендз, 2005. – 440 с.

164. Егоров, С. Г. Компьютерная модель для исследования реальной помехоустойчивости группового тракта системы CDMA / С. Г. Егоров, В. Э. Гуревич // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: материалы второй международной научно-технической и научно-методической конференции. – Санкт-Петербург : СПбГУТ, 2013. – С. 289-292.
165. Hanzo, L. L. Single- and Multi-Carrier quadrature amplitude modulation: Principles and applications for personal communications, WLANs and broadcasting / L. L. Hanzo, W. T. Webb, T. Keller. – John Wiley & Sons, Inc., 2007. – 762 p.
166. Никитин, Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов: учебное пособие / Никитин, Г. И. – Санкт-Петербург : СПбГУАП, 2003. – 86 с.
167. Брандт, З. Анализ данных: Статистические и вычислительные методы для научных работников и инженеров / З. Брандт Пер. с англ. – Москва : Мир, 2003. – 686 с.
168. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013611031. Модель группового тракта системы передачи информации с квадратурной амплитудной модуляцией и прямым расширением спектра / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров. – № 2012661085; заявл. 12.12.2012; опубл. 09.01.2013. – (Рос. Федерация).
169. Tarokh, V. Space-time block coding for wireless communications: performance results / V. Tarokh, H. Jafarkhani, A. R. Calderbank // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1999. – Vol. 17. – Space-time block coding for wireless communications. – № 3. – P. 451-460. – DOI 10.1109/49.753730.
170. Tarokh, V. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction / V. Tarokh, N. Seshadri, A. R. Calderbank // IEEE Transactions on Information Theory. – 1998. – Vol. 44. – Space-time codes for high data rate wireless communication. – № 2. – P. 744-765. – DOI 10.1109/18.661517.
171. Conti, A. An analytical framework for CDMA systems with a nonlinear amplifier and AWGN / A. Conti, D. Dardari, V. Tralli // IEEE Transactions on Communications. – 2002. – Vol. 50. – № 7. – P. 1110-1120. – DOI 10.1109/TCOMM.2002.800803.
172. Wenjun Sheng. CMOS RF receiver system design: a systematic approach / Wenjun Sheng, A. Emira, E. Sanchez-Sinencio // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2006. – Vol. 53. – CMOS RF receiver system design. – № 5. – P. 1023-1034. – DOI 10.1109/TCSI.2005.862286.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АБГШ – аддитивный белый гауссовский шум
- СВ – случайная величина
- ПРВ – плотность распределения вероятностей
- ФРВ – функция распределения вероятностей
- РВ – распределение вероятностей (для дискретной СВ)
- МАВ – максимума апостериорной вероятности
- СКО – средний квадрат ошибки
- СДУ – стохастическое дифференциально уравнение
- МП – марковский процесс
- ФПК – (уравнение) Фоккера-Планка-Колмогорова
- ГШ – (ряд) Грама-Шарлье
- ПВК – пространственно-временное кодирование
- ОСШ – отношение сигнал шум
- МНК – метод наименьших квадратов
- КФ – корреляционная функция
- АКФ – автокорреляционная функция
- ВКФ – взаимно корреляционная функция
- НУ – нелинейное устройство
- НИ – нелинейные искажения
- АХ – амплитудная характеристика
- АМ/АМ – преобразование амплитудной модуляции в амплитудную, в НУ (АХ)
- АМ/ФМ – преобразование амплитудной модуляции в фазовую, в НУ (ФАХ)
- ЛБВ – лампы бегущей волны
- МДЧР – множественный доступ с частотным разделением
- МДВР – множественный доступ с временным разделением
- МДКР – множественный доступ с кодовым разделением
- НОМД – неортогональный множественный доступ

ОМД – ортогональный множественный доступ

ПРС – прямое расширение спектра

ПМД – помеха множественного доступа

ШПС – широкополосные сигналы

СШПС – сверхширокополосные сигналы

ШПСС – широкополосные сети связи

КАМ – квадратурно амплитудная модуляция

СУДС – системы управления движением судов

СУДС-П – СУДС в порту

Приложение А: Аналитические выкладки

Вывод формулы 1: Нахождение ФРВ и ПРВ на выходе НУ

Дана условная ПРВ:

$$W(y|u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi} \cdot \left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1+2p}{2p}}} \exp \left[- \frac{\left\{ \frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} - u \right\}^2}{2\sigma^2} \right] \quad (\text{П.А.1})$$

Необходимо найти условную ФРВ:

$$F(y_0|u) = \int_{-\infty}^{y_0} W(y|u) dy =$$

$$= \int_{-\infty}^{y_0} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi} \cdot \left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1+2p}{2p}}} \exp \left[- \frac{\left\{ \frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} - u \right\}^2}{2\sigma^2} \right] dy \quad (\text{П.А.2})$$

Покажем, что интеграл (П.А.2) можно выразить через обычный интеграл вероятности Гаусса

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

Для этого необходимо выполнить ряд несложных преобразований:

- 1) Подведем функцию $\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}$ под знак дифференциала, так что

$$d \left(\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \right) = \left(\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \right)' \cdot dy$$

В правой части вычислим производную, получим

$$d \left(\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \right) = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{2p}+1}} \cdot dy$$

2) В результате после подведения под знак дифференциала получим

$$F(y_0 | u) = \int_{-\infty}^{y_0} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{\left\{ \frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} - u \right\}^2}{2\sigma^2} \right] d \left(\frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \right)$$

3) Сделаем замену переменной

Обозначив $t = \frac{y}{\left[1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}}$ и изменив верхний предел интегрирования,

запишем получившееся выражение:

$$F(y_0 | u) = \int_{-\infty}^{\frac{y_0}{\left[1 - \left(\frac{y_0}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}}} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{\{t-u\}^2}{2\sigma^2} \right] d(t)$$

А это известный определенный табличный интеграл

$$F(y_0 | u) = 1 - Q \left(\frac{\frac{y_0}{\sigma} - u}{\left[1 - \left(\frac{y_0}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}} \right)$$

*Вывод формулы 2: Расчет производной от обратной АМ/АМ
характеристики для расчета ПРВ на выходе НУ*

Найдем производную $\frac{dx}{dy}$ от функции

$$x(y) = \frac{y}{\left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (\text{П.А.3})$$

По известной формуле для производной частного, если $x(y) = \frac{u(y)}{v(y)}$ тогда

$$\frac{dx}{dy} = \frac{v(y) \frac{du}{dy} - u(y) \frac{dv}{dy}}{v(y)^2} \quad (\text{П.А.4})$$

где:

$$1) \quad u(y) = y$$

$$2) \quad v(y) = \left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{2p}}$$

$$3) \quad v(y)^2 = \left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{p}}$$

$$4) \quad \frac{du}{dy} = \frac{dy}{dy} = 1$$

5)

$$= \frac{1}{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{2p}-1} \cdot \left[0 - \frac{d \left[\left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]}{dy} \right] = -\frac{1}{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right)^{\frac{1}{2p}-1} \cdot \frac{d \left[\left(\frac{y}{s} \right)^{2p} \right]}{dy} =$$

$$= -\frac{1}{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}-1} \cdot \frac{1}{s^{2p}} 2p \cdot y^{2p-1} = (-1) \cdot \frac{1}{y} \left(\frac{y}{s}\right)^{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}-1}$$

Подставим:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dy} &= \frac{v(y) \frac{du}{dy} - u(y) \frac{dv}{dy}}{v(y)^2} = \frac{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}} \cdot 1 - y \cdot (-1) \cdot \frac{1}{y} \left(\frac{y}{s}\right)^{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}-1}}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{p}}} = \\ &= \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p} - \frac{1}{p}} + \left(\frac{y}{s}\right)^{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}-1-\frac{1}{p}} = \\ &= \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{-\frac{1}{2p}} + \left(\frac{y}{s}\right)^{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{-\frac{1}{2p}-1} \end{aligned}$$

Упростим полученное выражение. Для начала запишем его в виде дробей.

$$\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{-\frac{1}{2p}} + \left(\frac{y}{s}\right)^{2p} \left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{-\frac{1}{2p}-1} = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} + \frac{\left(\frac{y}{s}\right)^{2p}}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}+1}},$$

приведем к общему знаменателю и сложим две дроби

$$\frac{1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}+1}} + \frac{\left(\frac{y}{s}\right)^{2p}}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}+1}} = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}+1}}$$

и окончательно

$$\frac{dx(y)}{dy} = \frac{1}{\left(1 - \left(\frac{y}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}+1}}.$$

Приложение Б: Фрагмент исходного текста программы расчета

```
% Определение исходных данных
Po = 50;          % курсовой параметр объекта
So = 150.1;       % курсовая дальность до объекта
Vo = 10;          % вектор путевой скорости объекта
sigma_R = 0.2;    % среднеквадратическая ошибка измерения дальности
To = 1;           % дискретность отсчета дальности
N = 1000;
rng(6);
% Временной интервал
t = 0:1:20;
% Расчет значений курсовой дальности в трех смежных циклах измерений
S1 = So - Vo .* t;
S2 = So - Vo .* t - Vo * To;
S3 = So - Vo .* t - 2 * Vo * To;
% Расчет значений дальности
R1 = sqrt(Po^2 + S1.^2);
R2 = sqrt(Po^2 + S2.^2);
R3 = sqrt(Po^2 + S3.^2);
% Расчет значений курсового угла
theta3 = atan(abs(Po ./ S3));
sigma_theta3 = std(theta3);
% Расчет значений вектора скорости цели
Vr = (sqrt(2) .* sqrt(R1.^2 - 2 .* R2.^2 + R3.^2)) ./ (2 * To);
% Расчет значений курсовой дальности
Sr3 = ((sqrt(2) .* (R1.^2 - 4 .* R2.^2 + 3 .* R3.^2) .* ...
        sqrt(R1.^2 - 2 .* R2.^2 + R3.^2)) ./ ...
        (2 * (2 * R1.^2 - 4 * R2.^2 + 2 * R3.^2))) * (-1);
% Расчет значений курсового параметра
Pro = abs((sqrt(2) / 4) .* sqrt(((R1 - 2 .* R2 + R3) .* ...
        (R1 + 2 .* R2 + R3) .* (R1 + 2 .* R2 - R3) .* ...
        (2 .* R2 - R1 + R3)) ./ ...
        (R1.^2 - 2 .* R2.^2 + R3.^2))));
% Расчет значений курсового угла
theta_r3 = acos(abs(Sr3 ./ R3));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% ----- Теоретические значения СКО [моделирование] -----
```



```

% ----- Оценка среднеквадратических ошибок (СКО) [моделирование] -----
% Генерация зашумленных измерений (моделирование)
R1_noise = R1 + sigma_R .* randn(N, length(t));
R2_noise = R2 + sigma_R .* randn(N, length(t));
R3_noise = R3 + sigma_R .* randn(N, length(t));
% Расчет СКО путевой скорости (моделирование)
Vr_noise = (sqrt(2) .* sqrt(R1_noise.^2 - 2 .* R2_noise.^2 + R3_noise.^2)) ./
(2 * To);
sigma_Vr = std(Vr_noise);
% Расчет СКО курсовой дальности (моделирование)
Sr3_noise = ((sqrt(2) .* (R1_noise.^2 - 4 .* R2_noise.^2 + 3 .* R3_noise.^2) .*
...
sqrt(R1_noise.^2 - 2 .* R2_noise.^2 + R3_noise.^2)) ./ ...
(2 * (2 * R1_noise.^2 - 4 * R2_noise.^2 + 2 * R3_noise.^2))) * (-1);
sigma_Sr3 = std(Sr3_noise);
% Расчет СКО курсового параметра (моделирование)
Pro_noise = abs((sqrt(2) / 4) .* sqrt(((R1_noise - 2 .* R2_noise + R3_noise) .*
...
(R1_noise + 2 .* R2_noise + R3_noise) .* (R1_noise + 2 .* R2_noise -
R3_noise) .* ...
(2 .* R2_noise - R1_noise + R3_noise)) ./ ...
(R1_noise.^2 - 2 .* R2_noise.^2 + R3_noise.^2))));
sigma_Pro = std(Pro_noise);
% Расчет СКО курсового угла (моделирование)
%theta_r3 = acos(abs(Sr3 ./ R3));
theta_r3_noise = acos(abs(Sr3_noise ./ R3_noise));
sigma_theta_r3 = rad2deg(std(theta_r3_noise));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% ----- Вывод графиков -----
figure;
% Основные параметры
subplot(4,2,1);
plot(t, Vr, 'b', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(mean(Vr_noise))
ylim([min(Vr)-1 max(Vr)+1]);

xlabel('Время (с)'); ylabel('Скорость (м/с)');
title('Путевая скорость (Vr)'); grid on;
subplot(4,2,3);
plot(t, Sr3, 'r', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(mean(Sr3_noise(2:end)))

```

```

xlabel('Время (с)'); ylabel('Курсовая дальность (м)');
title('Курсовая дальность (Sr3)'); grid on;
subplot(4,2,5);
plot(t, Pro, 'g', 'LineWidth', 1.5); hold on;
ylim([min(Pro)-15 max(Pro)+15]);
plot(mean(Pro_noise))
xlabel('Время (с)'); ylabel('Курсовой параметр (м)');
title('Курсовой параметр (Pro)'); grid on;
subplot(4,2,7);
plot(t, rad2deg(theta_r3), 'm', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, rad2deg(abs(theta_r3_noise(2,:))))
xlabel('Время (с)'); ylabel('Курсовой угол (градусы)');
title('Курсовой угол (thetar3)'); grid on;
% СКО (моделирование + Линеаризация)
subplot(4,2,2);
plot(t, sigma_Vr, 'b', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, sigma_Vr_theory, '--k', 'LineWidth', 1.5);
xlabel('Время (с)'); ylabel('СКО (м/с)');
title('СКО путевой скорости'); legend('Моделирование', 'Линеаризация'); grid
on;
subplot(4,2,4);
plot(t, sigma_Sr3, 'r', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, sigma_Sr3_theory, '--k', 'LineWidth', 1.5);
xlabel('Время (с)'); ylabel('СКО (м)');
title('СКО курсовой дальности'); legend('Моделирование', 'Линеаризация'); grid
on;
subplot(4,2,6);
plot(t, sigma_Pro, 'g', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, sigma_Pro_theory, '--k', 'LineWidth', 1.5);
xlabel('Время (с)'); ylabel('СКО (м)');
title('СКО курсового параметра'); legend('Моделирование', 'Линеаризация'); grid
on;
subplot(4,2,8);
plot(t, sigma_theta_r3, 'm', 'LineWidth', 1.5); hold on;
plot(t, sigma_theta_r3_theory, '--k', 'LineWidth', 1.5);
xlabel('Время (с)'); ylabel('СКО (градусы)');
title('СКО курсового угла'); legend('Моделирование', 'Линеаризация'); grid on;

disp('Вычисления завершены.');
```

Приложение В: Акты о внедрении результатов





Акционерное общество
«Проектно-конструкторское бюро
«РИО»
(АО «ПКБ «РИО»)
Уральская ул., д. 19, корп.9, литер. Ж,
Санкт-Петербург, 199155
Для почтовых отправлений:
а/я 108, Санкт-Петербург, 199048
Тел/факс (812) 313-61-81
E-mail: rio@pkb-rio.com, www.pkb-rio.com
ОКПО 11147091, ОГРН 1027800540162
ИНН/КПП 7805069865/780101001

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
АО «ПКБ «РИО»
К.В. Гольдибаев
«1» сентября 2025 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Егорова Станислава Геннадьевича
«Исследование помехоустойчивых широкополосных сетей радиосвязи и автономной
радионавигации для систем управления движением судов»

Комиссия в составе:
председателя комиссии:
заместителя генерального директора – главного конструктора
Сорокина Андрея Валерьевича,
членов комиссии:
заместителя генерального директора – главного конструктора проектов, кандидата
технических наук Кильдишевой Ольги Эдуардовны,
заместителя генерального директора – начальника НТЦ ИКС НК, кандидата технических наук
Полковникова Игоря Анатольевича

составила настоящий акт о том, что новые научные результаты диссертационного
исследования Егорова С.Г. были использованы при разработке проектов в АО «Проектно-
конструкторское бюро «РИО», а именно:

- Математическая стохастическая модель сигналов широкополосных сетей радиосвязи;
- Аналитическая оценка помехоустойчивости к воздействию параметров нелинейности
видео- и радиотракта для системы радиодоступа с прямым расширением спектра;
- Программные коды разработанных средств для проведения имитационного
эксперимента.

Предложенные в диссертации модели и алгоритмы использованы при формировании
научно-технического задания в рамках инициативных работ (инициативной ОКР «МКС БЭК» -
модульный комплекс связи для безэкипажных катеров), а также для последующего
проведения научно-испытательных и опытно-конструкторских работ АО «ПКБ «РИО», в
частности, по модернизации комплексов и систем связи с повышенной
помехозащищённостью для надводных кораблей, вспомогательных судов и безэкипажных
катеров.

Председатель комиссии:

Сорокин А.В.

Члены комиссии:

Кильдишева О.Э.

Полковников И.А.

Рис. В.1 Акт об использовании результатов диссертации в ПКБ «РИО»



**Акционерное общество
Научно-производственное предприятие
«Авиационная и Морская Электроника» (АО НПП «АМЭ»)**
ул. Маршала Говорова, д. 29, литер О, пом. 7-Н, офис 70, Санкт-Петербург, 198095
Почтовый адрес: а/я 51, Санкт-Петербург, 198097
Тел.: (812) 339-91-10, факс: (812) 327-46-67, <https://www.nppame.com>, e-mail: mail@nppame.ru
ОКПО 11141092; ОГРН 1037841007896; ИНН/КПП 7819029855/780501001

Экз. № _____



«УТВЕРЖДАЮ»

Зам генерального директора – директор
НПК РТС СНГ АО НПП «АМЭ»
д.т.н., профессор

В.А. Тупиков

« 5 » сентября 2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Егорова Станислава Геннадьевича,
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.13. –
Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Научно-техническая комиссия АО НПП «АМЭ» в составе директора научно-технического центра систем телекоммуникации и управления (главного конструктора ОКР «Маяк-САС» и «Связь-БЭК») Соловьева Д.Б., главного конструктора центра комплексирования радиоэлектронных средств Божченко Г.Г., ведущего специалиста отдела поисковых и прикладных исследований Горбунова А.Ю., составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Егорова С.Г. внедрены в Акционерном обществе Научно-производственное предприятие «Авиационная и Морская Электроника» при разработке систем автономного судовождения, а именно:

- способ измерения параметров движения объекта, обеспечивающий повышение точности определения координат судна, использован при описании процессов моделирования вариантов построения оптимальных траекторий движения автономных судов в порту;

- неортогональные методы множественного доступа использованы при описании процессов моделирования вариантов построения сети систем автономного судовождения в порту, при разработке устройств обмена информацией между пунктами управления различного уровня, при оценке качества приема-передачи радиосигналов в выделенных сетях, применение которых позволило повысить качество автономного управления движением объектов.

Внедренные результаты способствуют выработке технических решений и вариантов построения создаваемых систем автономного судовождения в порту, оценены специалистами АО НПП «АМЭ» как имеющие практическую значимость и перспективность для улучшения эксплуатационных характеристик средств связи.

Результаты внедрения оформлены инженерной запиской главного конструктора ОКР и отражены в технической документации ОКР.

Председатель комиссии:

Члены комиссии:

Д. Соловьев

Г. Божченко

А. Горбунов

Рис. В.2. Акт об использовании результатов диссертации в НПП «АМЭ»

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
ИМ. ПРОФ. М.А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»
(СПбГУТ)

Юридический адрес: набережная реки Мойки,
д. 61, литера А, Санкт-Петербург, 191186

Почтовый адрес: пр. Большевиков, д. 22, корп. 1,
Санкт-Петербург, 193232
Тел. (812) 3263156, Факс: (812) 3263159
http://sut.ru
E-mail: rector@sut.ru
ОКПО 01179934 ОГРН 1027809197635
ИНН 7808004760 КПП 784001001
ОКТМО 40909000

№ _____
на № _____ от _____

УТВЕРЖДАЮ
И.о. проректора по научной работе
доктор технических наук, доцент



А.В. Рабин

АКТ

о внедрении результатов научных исследований
Станислава Геннадьевича Егорова

Комиссия в составе декана факультета радиоэлектронных систем и робототехники к.т.н., доцента Владыко А.Г., заведующего кафедрой радиотехники к.ф.-м.н., доцента Коровина К.О. и профессора кафедры радиотехники д.т.н., профессора Глушанкова Е.И. составила настоящий акт в том, что следующие научные результаты исследований:

1. Сравнительный анализ и обзор аппроксимационных моделей нелинейности радиотракта;
 2. Разработка программы для статистического моделирования многоантенной системы связи;
- использованы в отчетах по второму этапу научно-исследовательской работы «Прикладные научные исследования в области создания сетей связи 2030, включая услуги телеприсутствия с сетевой поддержкой, и экспериментальная проверка решений при подготовке отраслевых кадров. Вторая очередь» (Номер государственной регистрации: 123060900012–6), выполненной в рамках государственного контракта № 071–03-2022-008 от 27.01.2022 г. (шифр «Телепорт-2030»).

Декан факультета РСР
к.т.н., доцент

Владыко А.Г.

Зав. каф. РТ
к.ф.-м.н., доцент

Коровин К.О.

Профессор каф. РТ
д.т.н., профессор

Глушанков Е.И.

Рис. В.3. Акт о внедрении результатов диссертации в СПбГУТ



Рис. В.4. Свидетельство о регистрации программы ЭВМ № 2025667355

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2013611031

**Модель группового тракта системы передачи информации
с квадратурной амплитудной модуляцией и прямым
расширением спектра**

Правообладатель(ли): **Федеральное государственное образовательное
бюджетное учреждение высшего профессионального образования
«Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (RU)**

Автор(ы): **Гуревич Виктор Элизарович,
Егоров Станислав Геннадьевич (RU)**



Заявка № 2012661085

Дата поступления 12 декабря 2012 г.

Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
9 января 2013 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Б.П. Симонов

Рис. В.5. Свидетельство о регистрации программы ЭВМ № 2025667355

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



(19) RU (11)

2 759 199⁽¹³⁾ C1

(51) МПК
G01S 5/02 (2010.01)
G01S 13/42 (2006.01)

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
G01S 5/02 (2021.05); G01S 5/0244 (2021.05); G01S 13/42 (2021.05)

(21)(22) Заявка: 2020122456, 30.06.2020
(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
30.06.2020
Дата регистрации:
10.11.2021
Приоритет(ы):
(22) Дата подачи заявки: 30.06.2020
(45) Опубликовано: 10.11.2021 Бюл. № 31
Адрес для переписки:
191025, Санкт-Петербург, ул. Марата, 16, кв.
13, Приходько Т.С.

(72) Автор(ы):
Борисов Евгений Геннадьевич (RU),
Егоров Станислав Геннадьевич (RU),
Голод Олег Саулович (RU)
(73) Патентообладатель(и):
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего
образования "Санкт-Петербургский
государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А.
Бонч-Бруевича" (RU)
(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: RU 2290661 C2, 27.12.2006. RU
2533660 C2, 20.11.2014. RU 2703258 C1,
16.10.2019. RU 2171999 C2, 10.08.2001. RU
2682661 C1, 20.03.2019. US 4430655 A, 07.02.1984.
JP 2001264429 A, 26.09.2001. GB 1403485 A,
28.08.1975.

(54) Способ измерения параметров движения объекта активным локатором

(57) Реферат:

Изобретение относится к ближней радио и гидролокации и может использоваться в системах автономного управления движением взаимодействующих объектов для вычисления на ограниченных расстояниях параметров движения объекта - путевой скорости, курсового параметра и угла встречи движущегося или неподвижного локатора с движущимся объектом. Техническим результатом изобретения является расширение диапазона измеряемых параметров движения цели, а также упрощение реализации способа путем использования только дальномерных измерений. В заявленном способе

излучают импульсный сигнал, принимают отраженный эхосигнал от поверхности движущегося объекта, измеряют между ними дальности, устанавливают исходное отсчетное время T , регистрируют в первый, второй и третий дискретные периоды соответственно первую дальность R_1 , вторую дальность R_2 и третью дальность R_3 до наблюдаемого движущегося объекта. Затем вычисляют искомые параметры движения объекта: скорость сближения движущегося объекта и локатора, курсовой параметр, угол встречи локатора с движущимся объектом. 6 ил.

RU 2 759 199 C 1

RU 2 759 199 C 1

Рис. В.6. Сведения о государственной регистрации Патент RU 2759199 C1