ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ КАЗЕННОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ИНСТИТУТ МВД РОССИИ»

На правах рукописи

**ГЕРАСИМЕНКО ЕВГЕНИЙ СЕРГЕЕВИЧ**

# БЫСТРЫЕ ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ КОГЕРЕНТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ И ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

2.2.13 — Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Шерстюков Сергей Анатольевич

Воронеж — 2022

# СОДЕРЖАНИЕ

1. ОБРАБОТКА МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ ..... 13
1.1. Сигналы с фазовой манипуляцией ..... 13
1.2. Сигналы с многопозиционной амплитудной модуляцией ..... 15
1.3. Сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией ..... 16
1.4. Модели сигналов, канала связи и помех ..... 20
1.5. Модели узкополосных радиотрактов ..... 22
1.5.1. Модель многокаскадного резонансного усилителя ..... 22
1.5.2. Связанные колебательные контуры ..... 27
1.6. Цифровая модель радиотракта ..... 29
1.7. Демодуляция сигналов ..... 34
1.8. Методы синхронизации цифровых демодуляторов ..... 36
1.9. Цифровые алгоритмы и устройства когерентной обработки сигнала ..... 41
1.10. Выводы по главе 1 ..... 43
2. РАЗРАБОТКА БЫСТРЫХ ЦИФРОВЫХ АЛГОРИТМОВ КОГЕРЕНТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ..... 45
2.1. Квантование радиосигнала ..... 45
2.2. Базовый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции ФМ сигналов ..... 48
2.3. Частотные характеристики базового алгоритма ..... 52
2.4. Модели сигнала и шума на выходе базового алгоритма ..... 55
2.5. Разработка цифрового алгоритма демодуляции двоичных ФМ сигналов 61
2.6. Разработка цифрового алгоритма демодуляции четырехпозиционных ФМн сигналов ..... 64
2.7. Разработка цифрового алгоритма демодуляции двоичных сигналов с ОФМ ..... 68
2.8. Разработка цифрового алгоритма демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ ..... 71
2.9. Разработка цифрового алгоритма когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ ..... 74

2.10. Разработка цифрового алгоритма демодуляции сигналов с КАМ..... 77
2.11. Реализация быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с фазовой манипуляцией ..... 82
3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОГЕРЕНТНЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ ..... 88
3.1. Исследование помехоустойчивости демодулятора двоичных ФМ сигналов ..... 88
3.2. Анализ помехоустойчивости демодулятора четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов ..... 90
3.3. Исследование помехоустойчивости когерентной демодуляции двоичных сигналов с ОФМ ..... 96
3.4. Исследование помехоустойчивости цифровой демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ..... 98
3.5. Анализ помехоустойчивости когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ..... 100
3.6. Исследование помехоустойчивости демодулятора сигналов с КАМ..... 104
3.7. Узкополосные сигналы и помехи ..... 113
3.8. Выводы по главе 3..... 118
4. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ И АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕМОДУЛЯТОРОВ..... 120
4.1. Численное представление цифровых алгоритмов обработки сигналов. 120
4.2. Представление сигналов и помех ..... 121
4.3. Исследование свойств демодулятора двоичных ФМ сигналов..... 129
4.4. Исследование свойств демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов..... 136
4.5. Исследование свойств демодулятора многопозиционных сигналов с АМ..... 141
4.6. Исследование свойств демодулятора сигналов с КАМ ..... 146
4.7. Аппаратная реализация демодуляторов на основе ПЛИС..... 149
4.8. Выводы по главе 4..... 152

ЗАКЛЮЧЕНИЕ ..... 154
ЛИТЕРАТУРА ..... 156
ПРИЛОЖЕНИЕ А Программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией ..... 166
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акты внедрения результатов диссертационного исследования ..... 171
ПРИЛОЖЕНИЕ В Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ ..... 178
ПРИЛОЖЕНИЕ Г Патенты на изобретения Российской Федерации ..... 182

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** В радиотехнических системах передачи дискретной информации по проводным и радиоканалам применяются различные сигналы с фазовой модуляцией (ФМ, Phase Modulation - PM) и манипуляцией (ФМн, Phase Shift Keying - PSK), относительной фазовой манипуляцией (ОФМ), амплитудной модуляцией (АМ), а также квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ, Quadrature Amplitude Modulation - QAM) [1-6]. Широкое распространение получили двоичные и многопозиционные (много-кратные) сигналы, например, двоичные ФМн (BPSK) и четырехпозиционные (QPSK) сигналы, в том числе со сдвигом фазы на $\pi/4$ (π/4 **QPSK**). С точки зрения помехоустойчивости оптимальной является когерентная демодуляция сигналов [7-9], однако при этом необходима полная (фазовая) синхронизация опорного генератора демодулятора с принимаемым сигналом [10-14]. Применение относительной фазовой манипуляции (ОФМ), [15-19] и некогерентной демодуляции с квадратурной обработкой сигнала [19-20] упрощает систему синхронизации приемника, но приводит к существенной потере помехоустойчивости.

В современных системах передачи дискретной информации широко используется цифровая обработка сигналов (ЦОС). Принимаемый случайный процесс $x(t)$ квантуется по уровню и времени с частотой $f_{КВ}$ аналого-цифровым преобразователем (АЦП) [21]. Полученные отсчеты смеси сигнала и помех $x_n = x(t_n)$ в моменты квантования $t_n$ передаются в вычислительной устройство для формирования результата обработки, например, принимаемого информационного символа.

Известные оптимальные алгоритмы ЦОС [22-36] требуют значительных вычислительных мощностей и часто труднореализуемы в реальном времени. Наилучшие результаты обеспечивают быстрые алгоритмы ЦОС, например, [37, 38], однако они ориентированы прежде всего на спектральный анализ сигнала (алгоритмы быстрого преобразования Фурье - БПФ) и быструю свертку принимаемого и опорного сигналов, а их применение затруднительно

при потоковой обработке отсчетов высокочастотных радиосигналов. Хорошие результаты обеспечивает быстрый цифровой алгоритм некогерентной цифровой обработки сигналов с относительной фазовой манипуляцией в демодуляторе [20].

В известных источниках отсутствуют предложения по реализации быстрых цифровых алгоритмов и соответствующих им устройств когерентной демодуляции сигналов с ФМн, ОФМ, АМ и КАМ, и их разработка является **актуальной**.

Вопросы демодуляции сигналов в своих трудах описывали отечественные и зарубежные ученые такие, как Агеев А.В., Багдасарян Д.А., Глушков А.Н., Панкратов Д.Ю., Блейхуд Р., Петрович Н.Т., Витерби Э.Д., Шахгильдян В.В. и т.д.

**Объектом исследования** являются алгоритмы когерентной ЦОС сигналов с ФМн, ОФМ, АМ и КАМ и соответствующие им устройства демодуляции.

**Предметом исследования** являются процедуры формирования результатов цифровой когерентной обработки радиосигналов, свойства и характеристики алгоритмов и устройств их демодуляции.

**Цель работы** заключается в разработке быстрых цифровых алгоритмов и соответствующих им устройств когерентной демодуляции различных высокочастотных радиосигналов с ФМн, ОФМ, АМ и КАМ, требующих выполнения минимального числа простых арифметических операций, обладающих высокой вычислительной эффективностью и допускающих практическую реализацию на современной элементной базе.

Для достижения поставленной в диссертации решены следующие **научные задачи**:

1) разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с фазовой, относительной фазовой, амплитудной и квадратурной амплитудной манипуляциями, а так же их аппаратная реализация;

2) исследование возможности упрощения реализации квадратурных каналов;

3) исследование алгоритмов сравнения фаз в демодуляторах с двоичной и четырехпозиционной ОФМ;

4) разработка и исследование моделей узкополосного радиотракта;

5) исследования помехоустойчивости и статистическое имитационное моделирование предлагаемых быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции.

**Методы исследования**: теория вероятностей, статистическая радиотехника, теория принятия решений, программирование и статистическое имитационное моделирование.

**Научная новизна** полученных в ходе исследования результатов заключается в следующем.

1. На единообразной основе предложены быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции сигналов с двоичной фазовой и относительной фазовой манипуляцией, с четырехпозиционной фазовой и относительной фазовой манипуляцией, многопозиционной амплитудной манипуляцией и квадратурной амплитудной модуляцией, требующие выполнения минимального числа простых арифметических операций.

2. На базе предложенных быстрых алгоритмов цифровой обработки сигнала разработаны структурные схемы цифровых когерентных демодуляторов. Показано, что они обладают высокой собственной частотной избирательностью и обеспечивают оптимальное накопление отсчетов на интервале длительности информационного символа. Получены патенты РФ на изобретение №2633183, №2748858.

3. Предложена цифровая модель узкополосного радиотракта на базе рекурсивного цифрового фильтра, согласованная с предлагаемыми алгоритмами обработки радиосигналов. Исследовано влияние узкополосности радиотракта на форму демодулируемых сигналов и их межсимвольную интерференцию. Даны рекомендации по выбору параметров радиотракта.

4. Проведено исследование помехоустойчивости предлагаемых демодуляторов при воздействии шумовых помех. Показано, что они обеспечивают потенциальную помехоустойчивость при минимальных вычислительных или аппаратных затратах. Наблюдается нормализация помех с различными статистическими свойствами, что расширяет возможности использования полученных выражений для вероятностей ошибок.

5. Разработаны программы статистического имитационного моделирования предлагаемых демодуляторов. Полученные результаты хорошо согласуются с расчетами помехоустойчивости. Исследовано влияние узкополосности радиотракта на вероятности ошибок, показано, что избыточное уменьшение полосы пропускания приводит к значительному ухудшению помехоустойчивости. Рассмотрено влияние смещения фаз принимаемого и опорного сигналов. Показано, что при демодуляции простых двоичных сигналов требования к точности фазовой синхронизации совпадают с известными результатами для оптимальных демодуляторов. При обработке многопозиционных сигналов требования к их синфазности с опорным сигналом повышаются или требуется увеличение рабочего отношения сигнал/шум.

6. Рассмотрен пример аппаратной реализации демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС). Показано, что для решения поставленной задачи на несущих частотах до 10÷20 МГц достаточно сравнительно простой и недорогой ПЛИС семейства Spartan-6.

**Теоретическая и практическая значимость работы.** Результаты диссертационного исследования могут быть использованы при проектировании и разработке аппаратуры связи. Использование предлагаемых алгоритмов дает возможность построения эффективных цифровых когерентных демодуляторов, обеспечивающих цифровую обработку высокочастотных радиосигналов при минимальных требованиях к вычислительной мощности. Практическая значимость работы подтверждается зарегистрированными в федеральной службе по интеллектуальной собственности патентами на изобретение (№2748858 от 09 октября 2020 г.;

№2633183 от 11.10.2017 г.) и программами для ЭВМ (№2017615092 от 03.05.2017 г.; №2017615256 от 12.05.2017 г.; №2017615365 от 15.05.2017 г.; №2017660249 от 21.06.2017 г.).

Рассмотрен пример аппаратной реализации демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС). Показано, что для решения поставленной задачи на несущих частотах до 10-20 МГц достаточно сравнительно простой и недорогой ПЛИС семейства Spartan-6.

**Достоверность** результатов подтверждается использованием известных математических методов и результатами имитационного моделирования, подтвержденными свидетельствами о государственной регистрации 4-х программ для ЭВМ, двумя зарегистрированными патентами на изобретение, а так же внедрением результатов работы в образовательную и практическую деятельность.

**Соответствие паспорту специальности.** Содержание диссертации соответствует п.5 паспорта специальности 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения так как в работе произведена разработка и исследование цифровых алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях и семинарах: Международная научно-практическая конференция «Охрана, безопасность, связь» (г. Воронеж, 2014, 2015, 2016, 2017, 2019, 2020 гг.); Международная научно-техническая конференция «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» СИНХРОИНФО 2014 (г. Воронеж, 2014 г.); Всероссийская научно-практическая конференция «Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем» (г. Воронеж 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019 гг.); Международная научно-практическая конференция «Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии» (г. Воронеж, 2014, 2015, 2016, 2017 гг.).

**Публикации.** По материалам диссертации опубликовано 31 научных работы (1статья в журнале индексируемом в международных базах, 11 статей в журналах перечня ВАК, 13 материалов научных конференций, 4 вычислительных программных средства, зарегистрированных в Федеральной службе по интеллектуальной собственности, 2 патента на изобретение, зарегистрированный в Федеральной службе по интеллектуальной собственности), в том числе 15 работ опубликовано без соавторов.

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции сигналов с двоичной и четырехпозиционной ФМн и ОФМ, многопозиционной АМ и КАМ, отличающиеся минимальным числом арифметических операций на период, что позволяет уменьшить вычислительные затраты в $\eta = \frac{4N}{\log_2 N + 1}$, например для сигнала с N=16 периодов в 12,8 раз [70, 73, 75, 77, 80, 82, 105].

2. Быстрый цифровой алгоритм когерентной квадратурной обработки сигналов, отличающийся формированием по четыре отсчета АЦП на период сигнала, что упрощает реализацию квадратурных каналов [70, 73, 75, 77, 80, 82].

3. Быстрые цифровые алгоритмы сравнения фаз соседних символов сигналов с двоичной и четырехпозиционной ОФМ, отличающиеся простотой и быстродействием реализации [75].

4. Цифровая модель узкополосного радиотракта на базе рекурсивного цифрового фильтра, работающая с предлагаемыми алгоритмами обработки радиосигналов [64].

5. Методика расчета помехоустойчивости и результаты статистического имитационного моделирования быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции радиосигналов, отличающаяся учетом специфики предлагаемых быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции, подтверждающая их оптимальность и согласующаяся с классической теорией потенциальной помехоустойчивости [70, 73, 75, 77, 80, 82].

**Структура и объем работы.**

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 107 наименований и одного приложения. Работа изложена на 183 страницах машинописного текста (основной текст занимает 155 страниц, содержит 114 рисунков и 9 таблиц).

**В главе 1** проведен анализ радиосигналов с ФМ, ОФМ, АМ и КАМ, рассмотрены их свойства и методы демодуляции. Рассмотрены модели канала связи и приемного радиотракта, предложена цифровая модель узкополосного радиотракта, ориентированная на исследование свойств рассматриваемых алгоритмов демодуляции. Рассмотрены методы синхронизации демодуляторов, сформулированы требования к погрешностям оценки фазы принимаемого сигнала. Проведен анализ известных цифровых алгоритмов и устройств когерентной обработки радиосигналов.

В результате анализа определены подходы к разработке быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с ФМ, ОФМ, АМ и КАМ.

**В главе 2** рассмотрены быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции радиосигналов, рассмотрен базовый алгоритм и его свойства. Предложены алгоритмы и соответствующие им устройства когерентной демодуляции двоичных и четырехпозиционных сигналов с ФМ и ОФМ. Рассмотрены алгоритмы демодуляции сигналов с многопозиционной АМ и КАМ, вопросы реализации рассматриваемых алгоритмов.

Получены структурные схемы алгоритмов когерентной демодуляции, обладающие собственной частотной селективностью и формирующие оптимальные отклики при воздействии аддитивной смеси сигнала и шума.

**В главе 3** проведен анализ помехоустойчивости рассмотренных алгоритмов когерентной демодуляции. Получены выражения для вероятности ошибки в гауссовских помехах, проведен их анализ. Показано, что рассматриваемые алгоритмы демодуляции обеспечивают минимальные вероятности ошибок, то есть обладают потенциальной помехоустойчивостью.

Рассмотрено влияние параметров узкополосного приемного тракта на форму откликов демодулятора и его помехоустойчивость. Показано, что для

предлагаемых алгоритмов демодуляции ослабляются требования к частотной селективности приемного радиотракта.

**В главе 4** проведены вычислительные эксперименты и статистическое имитационное моделирование рассмотренных алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с ФМ, ОФМ, АМ и КАМ. Полученные результаты свидетельствуют об их высокой (потенциальной) помехоустойчивости и вычислительной эффективности. Результаты моделирования хорошо согласуются с теоретическими расчетами вероятностей ошибок. Проведено исследование влияния на работу демодуляторов узкополосного радиотракта.

Рассмотрены вопросы реализации предлагаемых алгоритмов демодуляции. Показано, что наилучшие результаты обеспечиваются на базе современных ПЛИС.

**Заключение** содержит основные результаты и выводы.

# 1. ОБРАБОТКА МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

## 1.1. Сигналы с фазовой манипуляцией

В системах передачи информации по проводным и радиоканалам используются [1-5] три базовых вида модуляции - амплитудная (АМ, Amplitude Modulation – AM), частотная (ЧМ, Frequency Modulation – FM) и фазовая (ФМ, Phase Modulation – PM). Для дискретного (цифрового) информационного сигнала процесс формирования радиосигнала называют манипуляцией.

Цифровой модулятор отображает последовательность информационных символов в соответствующую им последовательность радиосигналов. Если передаваемые информационные сигналы принимают только два значения, то соответствующую манипуляцию называют двоичной, в противном случае речь идет о многопозиционной модуляции. Многопозиционный сигнал образуется объединением $m$ передаваемых двоичных элементов (бит) в один $M$-позиционный сигнал при $M = 2^m$.

Модулированный сигнал [1-3] может быть представлен в виде

$$s(t) = S(t)\cos(2\pi f_0 t + \psi(t)), \qquad (1.1)$$

где $S(t)$ - его амплитуда, $f_0$ - несущая частота, $\psi(t)$ - начальная фаза, значение которой изменяется в соответствии с передаваемыми информационными символами, длительность которых равна $N$ периодам несущей $T_0 = 1/f_0$. Временная диаграмма идеального ФМ сигнала (1.1) с постоянной амплитудой представлена на рис. 1.1а, на рис 1.1б – его спектр амплитуд $G(f)$. Пунктиром показана амплитудно-частотная характеристика приемного тракта с полосой пропускания, равной удвоенной ширине спектра сигнала. Выходной сигнал узкополосного тракта приемника приведен на рис. 1.1в, на границе символов

имеются изменения амплитуды сигнала.

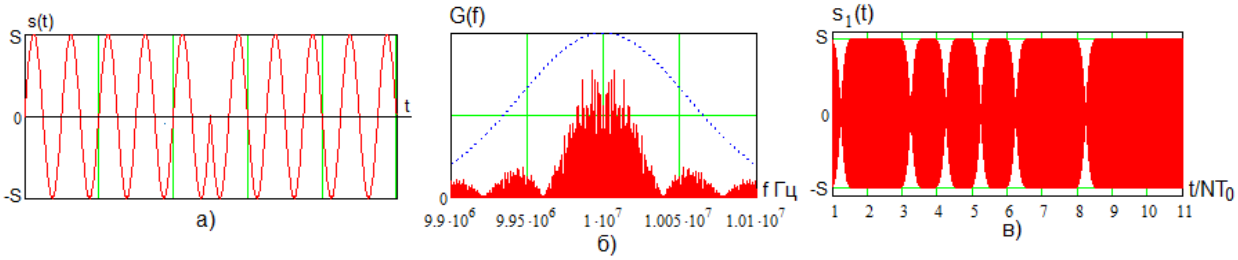



Рис. 1.1. Временная диаграмма идеального ФМ сигнала с постоянной амплитудой (а), его спектр амплитуд $G(f)$ (б), выходной сигнал узкополосного тракта приемника (в)

С уменьшением полосы пропускания приемника падает уровень шума, но при этом снижается энергия элемента сигнала. С этой точки зрения целесообразно проектировать алгоритмы демодуляции, обладающие собственными оптимальными для сигнала частотно-селективными свойствами.

Фазоманипулированные сигналы удобно отображать графически в полярных координатах, как показано на рис. 1.2. Для двоичного ФМн сигнала начальные фазы принимают значения $0$ и $\pi$ (рис. 1.2а,), при четырехкратной ФМн (квадратурной ФМн - QPSK) соответственно $0, \pi/2, \pi$ *и* $3\pi/2$ (рис. 1.2б), а при восьмикратной ФМн $-0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4$ (рис. 1.2в).

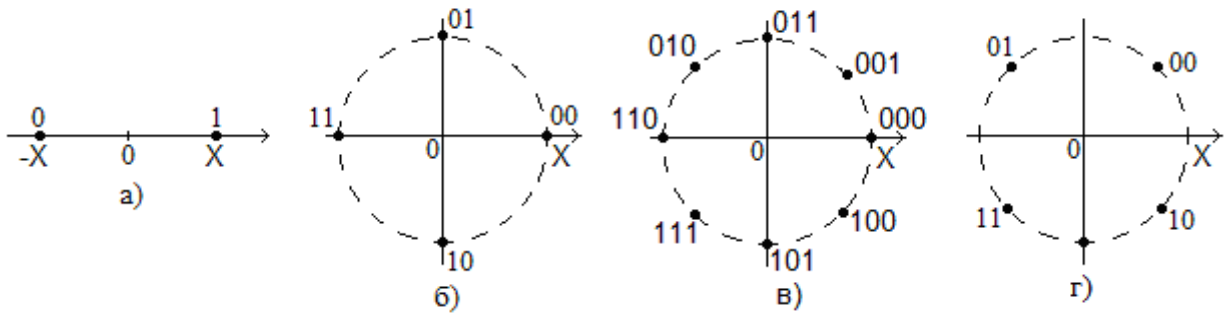



Рис. 1.2. Фазоманипулированные сигналы в полярных координатах: для двоичного ФМн сигнала (а), при четырехкратной ФМн (б), при восьмикратной ФМн (в), четырехпозиционной ФМн со сдвигом фазы символов на $\pi/4$ (г)

Применяется [17] четырехпозиционная ФМн со сдвигом фазы символов на $\pi/4$ (π/4 Quadrature Phase Shift Keying – π/4 QPSK), представление которой в полярных координатах показано на рис. 1.2г.

При относительной (дифференциальной, фазоразностной) двоичной фазовой манипуляции ОФМ (DPSK) [17] информационный бит определяет сдвиг фаз $0$ *или* $\pi$ между сигналами принятого и предшествующего символов.

Дифференциальная (относительная) квадратурная (четырехпозиционная) фазовая манипуляция (DQPSK) отличается от QPSK тем, что информация передается не абсолютными значениями фаз, а разностью фаз $0, \pi/2, \pi$ *или* $3\pi/2$ между сигналами принятого и предшествующего элементов.

Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом π/4 (π/4 Differential Quadrature Phase Shift Keying – π/4 DQPSK) является дискретной фазовой манипуляцией с дискретном изменения фазы на π/2 (как и при QPSK), но с дополнительным сдвигом по фазе на π/4 при переходе от символа к символу входной модулирующей последовательности. Этот вид фазовой манипуляции используется в различных сотовых системах связи NADC-IS-54 и PDC, в беспроводных системах передачи данных PHS, в транкинговых системах связи TETRA [2-5].

Относительная фазовая манипуляция устраняет обратную работу фазового демодулятора [16-18]. Сигналы с ОФМ допускают некогерентную обработку принимаемого сигнала, что позволяет упростить систему синхронизации демодулятора, но при этом существенно снижается помехоустойчивость передачи информации.

## 1.2. Сигналы с многопозиционной амплитудной модуляцией

Для увеличения информационной скорости в каналах с невысоким

уровнем помех используются сигналы с совместной двоичной ФМ и многопозиционной АМ, как показано на рис. 1.3а ($M$ - число позиций сигнала). Значения амплитуд могут быть положительными (начальная фаза сигнала равна 0) или отрицательными (при фазе сигнала $\pi$). На практике используется равномерный шаг изменения амплитуды сигнала, равный $2A$, как показано на рис. 1.3б при четных $M$. Недостатком таких сигналов является неодинаковая энергия различных символов и сравнительно низкая помехоустойчивость.

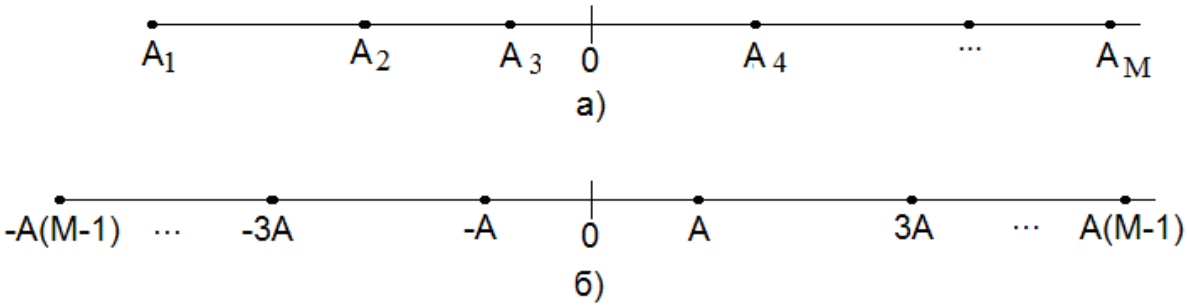



Рис. 1.3. Сигналы с совместной двоичной ФМ и многопозиционной АМ

### 1.3. Сигналы с квадратурной амплитудной модуляцией

В проводных телефонных (стандарт ITU-T, протоколы v32, V34) и в радиоканалах используется [2, 3] квадратурная амплитудная модуляция (КАМ, Quadrature Amplitude Modulation - QAM), которую можно рассматривать как амплитудно-фазовую манипуляцию с необходимостью когерентной обработки принимаемого сигнала. Квадратурная амплитудная модуляция представляет собой комбинацию четырехпозиционной ФМ с многопозиционной АМ, при этом число градаций амплитуды значительно меньше, чем для сигнала с многопозиционной АМ (рис. 1.3).

Сигнал с КАМ описывается выражением

$$s(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t) + B(t)\sin(2\pi f_0 t)\,, \qquad (1.2)$$

где $A(t)$ и $B(t)$ - медленно меняющиеся амплитуды синфазной и квадратурной составляющих радиосигнала соответственно,

$$\begin{cases} A(t) = S\cos(\psi(t)), \\ B(t) = S\sin(\psi(t)), \end{cases} \tag{1.3}$$

которые принимают дискретные значения в соответствии с модулирующим цифровым сигналом.

Шестнадцатипозиционный сигнал с КАМ формируется следующим образом. Входной четырехбитовый двоичный код (16 вариантов) разделяется на две двухбитовые составляющие по 4 значения (00, 01, 10, и 11), которым ставятся в соответствие амплитуды синфазной (A) и квадратурной (B) составляющих в (1.2) в соответствии с табл. 1.1 при заданном $U$ . Эти значения можно отобразить точками на плоскости (A,B), как показано на рис. 1.4.

Таблица 1.1. Представление сигналов с КАМ

| Двоичный код | 00 | 01 | 10 | 11 |
|---|---|---|---|---|
| Амплитуда (A или B) | U | 3U | -U | -3U |

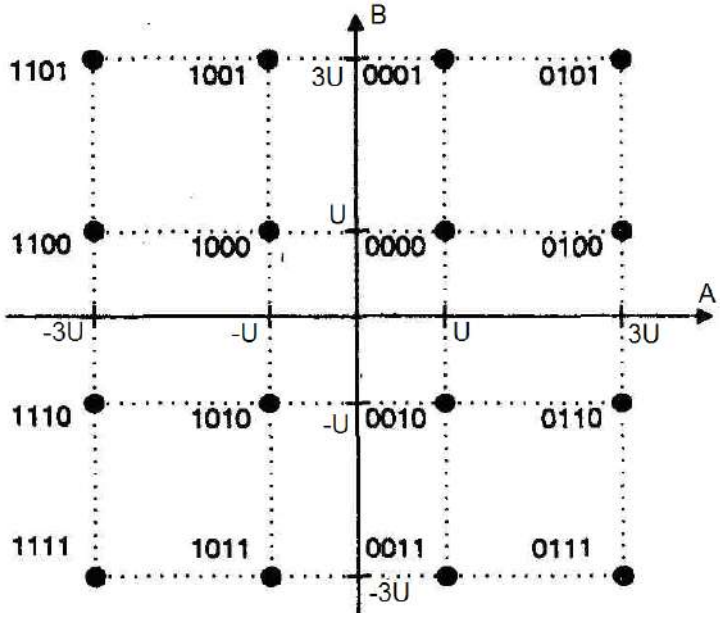



Рис. 1.4. Отображение сигналов с КАМ

Такое представление сигналов с КАМ называют «созвездием» или сигнальной диаграммой. Всего на рис. 1.3 имеется 16 значений для элемента сигнала, который обозначается КАМ16. Число элементов созвездия может достигать 512 (в протоколе v.32bis при скорости 14400 бит/с используется КАМ 128) [2-5]. Примеры временных диаграмм показаны на рис. 1.5.

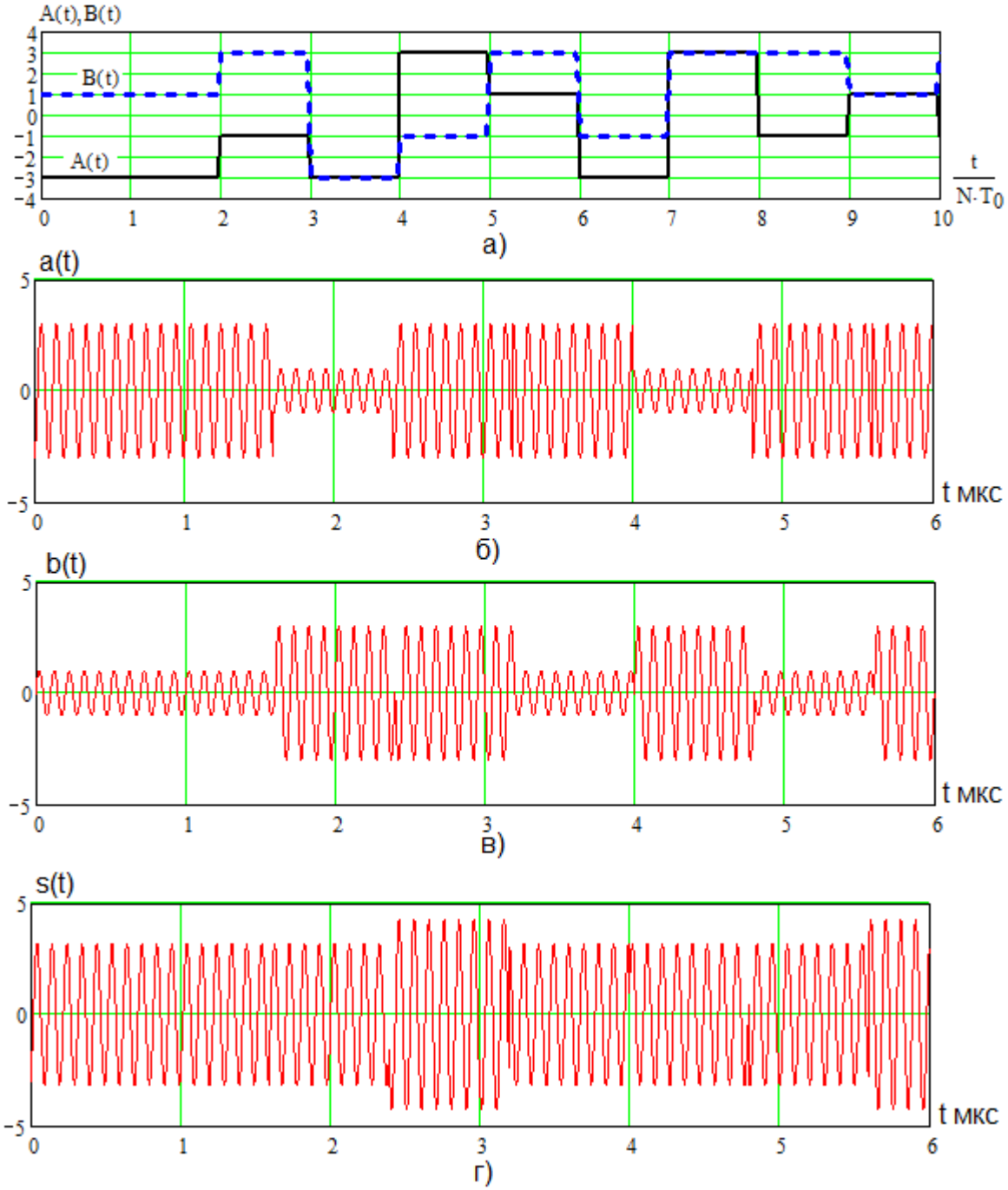



Рис. 1.5. Примеры временных диаграмм сигналов с КАМ

На рис. 1.5а представлены диаграммы амплитуд синфазной и квадратурной составляющих $A(t)$ и $B(t)$ при $U=1$, текущее время нормировано к длительности символа $N \cdot T_0$. На рис. 1.5б и рис. 1.5в приведены временные реализации синфазной $a(t)$ и квадратурной $b(t)$ составляющих сигнала с КАМ вида (1.2),

$$\begin{aligned} a(t) &= A(t)\cos(2\pi f_0 t), \\ b(t) &= B(t)\sin(2\pi f_0 t), \end{aligned} \tag{1.4}$$

при $f_0 = 10\,МГц$ ($T_0 = 0{,}1\,мкс$) и $N=8$. Как видно, наблюдается амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), а изменение знака амплитуд $A(t)$ и $B(t)$ (рис. 1.5а) приводит к фазовой манипуляции соответствующих составляющих. На рис. 1.5г показан результирующий сигнал с КАМ (1.2). В узкополосном приемном тракте появятся пограничные изменения амплитуды импульсов, аналогичные показанным на рис. 1.1в, то есть и в этом случае целесообразно обеспечивать собственную частотную избирательность цифрового демодулятора.

Применение не кодированной многопозиционной КАМ не обеспечивает высокую помехоустойчивость, поэтому во всех современных высокоскоростных протоколах она используется совместно с решетчатым (сверточным) кодированием. Такой подход [22] называют треллис-модуляцией. Выбранная определенным образом комбинация конкретной КАМ и помехоустойчивого кода называется сигнально-кодовой конструкцией, которая позволяет повысить помехозащищенность передачи информации наряду со снижением требований к отношению сигнал/шум в канале на несколько децибел.

Рассмотренные ранее фазоманипулированные сигналы можно представить как сигналы с КАМ и представлять их в квадратурных

координатах (рис. 1.6).

Для сигнала с двоичной ФМн амплитуда синфазной компоненты равна $A = U$ или $A = -U$, а квадратурной - $B = 0$ (рис. 1.6а), для четырехкратной ФМн - $A = \pm U$ при $B = 0$ или $A = 0$ при $B = \pm U$ (рис. 1.6б), а для восьмикратной ФМн к ним добавляются $A = \pm U / \sqrt{2}$ и $B = \pm U / \sqrt{2}$ (рис. 1.6в).

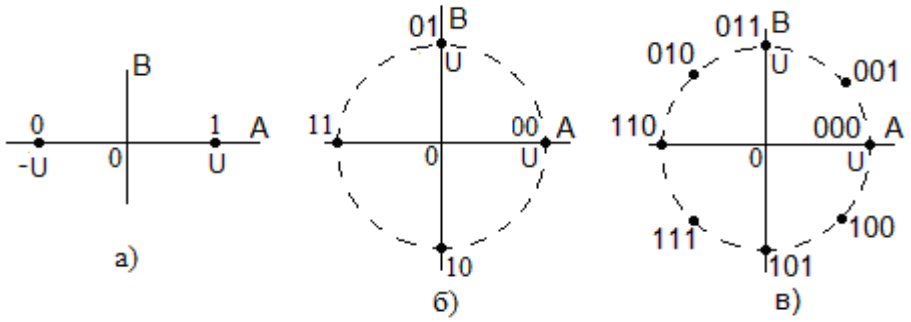



Рис. 1.6. Сигналы с КАМ в квадратурных координатах

Разнообразие видов сигналов с фазовой манипуляцией, необходимое для обеспечения требуемых характеристик (скорости передачи информации, достоверности, энергетики и частотной эффективности) приводит к необходимости проектирования различных быстрых алгоритмов и устройств их демодуляции. Актуальной становится задача унификации алгоритмической и аппаратной основы таких цифровых устройств при максимально высоком их быстродействии и простоте реализации.

### 1.4. Модели сигналов, канала связи и помех

Структурная схема линии передачи дискретных сообщений [1-5] показана на рис. 1.7. Сообщения $u(t)$ поступают в кодер, который формирует информационные символы, поступающие в модулятор и далее в передатчик, создающий канальные модулированные сигналы $s(t)$.

В канале связи передаваемый сигнал искажается мультипликативными помехами $\mu(t)$ и к нему добавляются аддитивные помехи $n(t)$,

результирующий сигнал $x(t)$ поступает на вход приемника. С выхода тракта промежуточной частоты (ПЧ) $f_0$ приемника принятый сигнал $y(t)$ поступает в демодулятор, затем принятые канальные символы передаются в декодер, выдающий получателю принятые символы сообщений $v(t)$.

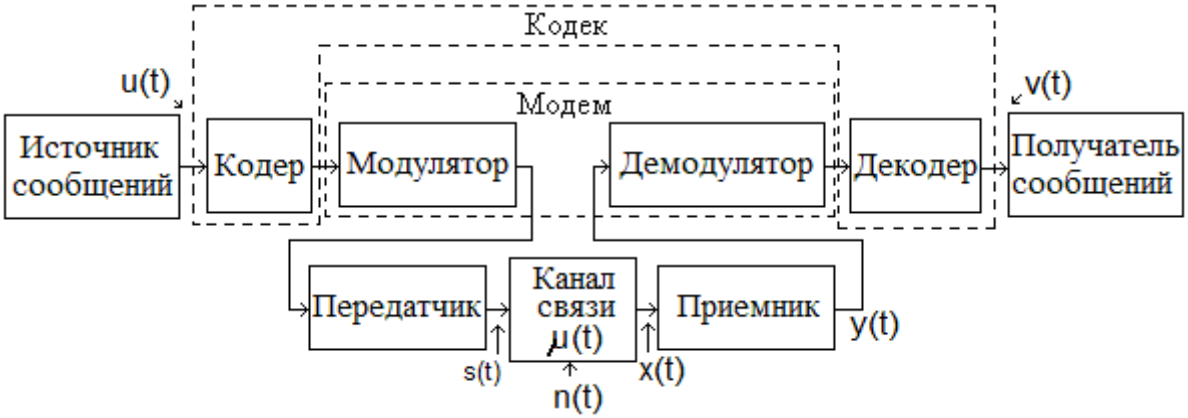



Рис. 1.7. Пример структурной схемы линии передачи дискретных сообщений

Сигнал на входе приемника $x(t)$ можно записать в виде [1-3]

$$x(t) = \Phi(s(t), \mu(t), n(t)), \tag{1.5}$$

где $\Phi(...)$ - функциональное преобразование сигнала и помех в канале связи. Удобной оказывается модель с мультипликативной и аддитивной помехами

$$x(t) = \mu(t) \cdot s(t) + n(t), \tag{1.6}$$

а в простейшем случае – модель с аддитивной помехой

$$x(t) = s(t) + n(t). \tag{1.7}$$

Выбор модели канала связи определяется целями и задачами исследования. В статистической радиотехнике [1] классической является

теория потенциальной помехоустойчивости, в рамках которой исследуются оптимальные алгоритмы обработки сигнала, обеспечивающие минимальную вероятность ошибочного приема. При этом чаще всего используется аддитивная модель (1.7) с нормальной (гауссовской) шумовой помехой.

Передаваемый по каналу связи узкополосный радиосигнал можно представить в виде (1.1) или (1.2). Функции $S(t)$, $\psi(t)$, $A(t)$ и $B(t)$ определяются информационным сигналом и видом модуляции.

Рассмотренные идеальные сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией (1.1), (1.2), например показанные на рис. 1.4, имеют неограниченный спектр и прямоугольную форму огибающей. Реальные сигналы и шум имеют ограниченную ширину спектра, определяемую их параметрами и полосой пропускания тракта промежуточной частоты (ПЧ) приемника.

## 1.5. Модели узкополосных радиотрактов

### 1.5.1. Модель многокаскадного резонансного усилителя

Тракт передачи сигнала (передатчик – канал связи - приемник) в рамках линейной модели удобно представлять четырехполюсником (рис. 1.8), где $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ - комплексные амплитуды входного и выходного сигнала

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = U_1 \cdot \exp(j\psi_1), \\ \dot{U}_2 = U_2 \cdot \exp(j\psi_2), \end{cases} \tag{1.8}$$

$U_1$ и $U_2$ - их амплитуды, а $\psi_1$ и $\psi_2$ - начальные фазы.

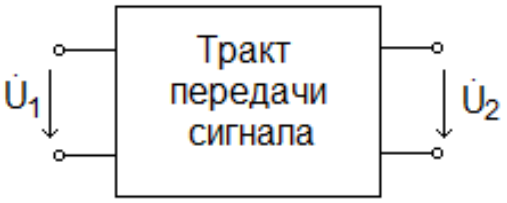



Рис. 1.8. Модель представления тракта передачи сигнала в виде четырехполюсника

Свойства линейного четырехполюсника определяются его комплексным коэффициентом передачи

$$\dot{K}(f)=\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=K(f)\cdot\exp\left(j\varphi(f)\right)=\frac{U_2}{U_1}\exp\left(\psi_2-\psi_1\right), \tag{1.9}$$

$K(f)=U_2/U_1$ - амплитудно-частотная (АЧХ), а $\varphi(f)=\psi_2-\psi_1$ - фазо-частотная (ФЧХ) характеристики.

В теории радиотехнических цепей [39] используется модель многокаскадного резонансного усилителя в виде полосового гауссовского фильтра. Нормированный комплексный коэффициент передачи тракта ПЧ приемника можно представить в виде

$$\dot{K}(\Delta f)=\exp\left[-4\frac{(\Delta f)^2}{\Pi^2}\right]\cdot\exp\left(-j\cdot\Delta t\cdot\Delta f\right), \tag{1.10}$$

где $\Pi$ - полоса пропускания тракта (Гц), $\Delta f = f - f_0$ - абсолютная расстройка, $f_0$ - центральная частота (несущая частота сигнала), $\Delta t$ - время задержки сигнала (предполагается, что ФЧХ линейна), равная

$$\Delta t=\frac{2\sqrt{K}}{\Pi}, \tag{1.11}$$

$K$ - число каскадов усиления тракта ПЧ, равное $2 \div 4$, можно принять

$$\Delta t = \frac{3}{\Pi}, \tag{1.12}$$

тогда из (1.10) получим

$$\dot{K}(\Delta f) = \exp\left[-4\frac{(\Delta f)^2}{\Pi^2}\right] \cdot \exp\left(-j \cdot 2\pi \frac{3\Delta f}{\Pi}\right). \tag{1.13}$$

В рассматриваемой модели частотные характеристики тракта ПЧ зависят только от полосы пропускания. Для АЧХ получим

$$K(\Delta f) = \exp\left[-4\frac{(\Delta f)^2}{\Pi^2}\right], \tag{1.14}$$

а для ФЧХ

$$\varphi(\Delta f) = -2\pi \frac{3\Delta f}{\Pi}. \tag{1.15}$$

Графики АЧХ и ФЧХ в нормированных координатах показаны на рис. 1.9а и рис. 1.9б соответственно. Прямолинейная ФЧХ на рис. 1.9б является идеализированным представлением фазовых свойств радиотракта при отсутствии фазовых искажений сигнала.

Полоса пропускания $\Pi$ определяется на уровне $e^{-1} = 0{,}368$, а в теории цепей [39] принят уровень $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ (-3 дБ), тогда для полосы пропускания $\Pi_{1/\sqrt{2}}$ получим

$$\Pi_{1/\sqrt{2}} = 0{,}789 \cdot \Pi. \tag{1.16}$$

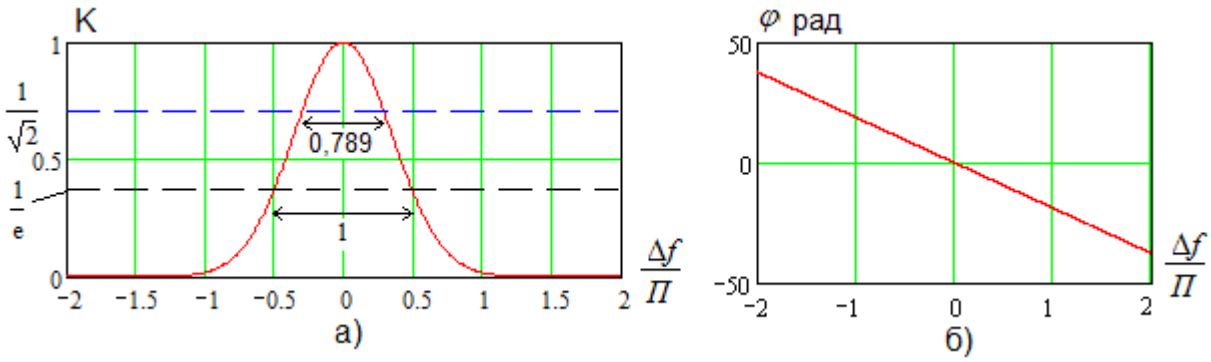



Рис. 1.9. Графики АЧХ и ФЧХ в нормированных координатах

Импульсная характеристика тракта ПЧ [39] имеет вид

$$g(t) = \frac{П}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[ -\frac{П^2}{8} (t - \Delta t)^2 \right] \cdot \cos(2\pi f_0 t). \qquad (1.17)$$

На рис. 1.10 показаны импульсные характеристики гауссовской модели тракта ПЧ при $f_0 = 10$ МГц для широкой $П = 2$ МГц (рис. 1.10а) и узкой $П = 10$ кГц (рис. 1.10б) полосы пропускания.

Время задержки равно $\Delta t = 1{,}5\,мкс$ и $\Delta t = 300\,мкс$ соответственно, на рис. 1.10б не видно высокочастотного заполнения. Максимум огибающей импульсной характеристики соответствует точке $t = \Delta t$.

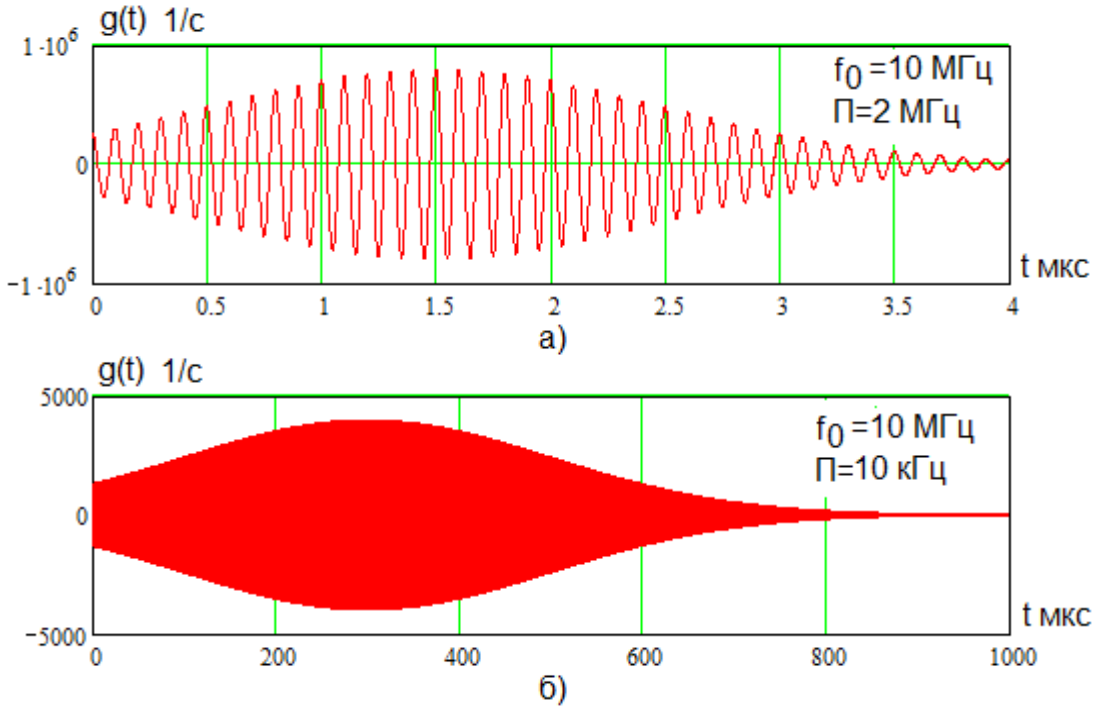



Рис. 1.10. Импульсные характеристики гауссовской модели тракта ПЧ при $f_0 = 10$ МГц для широкой $\Pi = 2$ МГц (а) и узкой $\Pi = 10$ кГц (б) полосы пропускания

Большая продолжительность импульсной характеристики затрудняет использование ее для формирования выходного сигнала, поэтому целесообразно применять спектральный метод. В этом случае по известному входному сигналу $u_1(t)$ на интервале времени моделирования $T_{МОД}$ определяется комплексный спектр $\dot{U}_{1n}$, $n$ - номер гармоники на частоте

$$f_n = \frac{n}{T_{МОД}}, \tag{1.18}$$

$$\dot{U}_{1n} = \frac{2}{T_{МОД}} \int_0^{T_{МОД}} u_1(t) \cdot \exp(-j2\pi f_n t) dt. \tag{1.19}$$

Затем на частотах гармоник находим комплексный коэффициент передачи $K(f_n)$ (1.9), например, вида (1.10), и определяем комплексные амплитуды $n$-х

гармоник выходного сигнала

$$\dot{U}_{2n} = \dot{U}_{1n}\dot{K}(f_n), \tag{1.20}$$

а затем обратным преобразованием Фурье [39] вычисляем выходной сигнал $u_2(t)$.

Расчет комплексных спектров проводится с помощью алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) [22-37]. Удобно пользоваться стандартными процедурами быстрого прямого и обратного преобразования Фурье, имеющимися в библиотеках программных комплексов. Например, в программе MathCAD имеются функции fft(u) и ifft(x) прямого и обратного БПФ.

### 1.5.2. Связанные колебательные контуры

Простейшей реальной моделью радиотракта с непрямолинейной ФЧХ может служить система из двух одинаковых связанных колебательных контуров, нормированный комплексный коэффициент передачи $\dot{K}(\xi)$ которой равен [39, 41]

$$\dot{K}(\xi) = \frac{2A}{1 + A^2 - \xi^2 + j2\xi}, \tag{1.21}$$

где $A$ - фактор связи, выбираемый в пределах от 1 до 2,41, $\xi$ - обобщенная расстройка, равная

$$\xi = 2Q\frac{\Delta f}{f_0}, \tag{1.22}$$

$Q$ - добротность контуров ($50 \div 100$), $\Delta f = f - f_0$ - расстройка, $f_0$ - центральная частота. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $K(\xi)$

такого тракта из (1.21) равна

$$K(\xi) = \frac{2A}{\sqrt{(1+A^2-\xi^2)^2+(2\xi)^2}}, \tag{1.23}$$

а фазо-частотная (ФЧХ) $\varphi(\xi)$ соответственно

$$\varphi(\xi) = -arctg\left[\frac{2\xi}{1+A^2-\xi^2}\right], \tag{1.24}$$

Графики АЧХ и ФЧХ при $A = 2{,}41$ представлены на рис. 1.11а и рис. 1.11б соответственно сплошной линией, та же пунктиром показаны аналогичные кривые при $A = 1$.

Для тракта из $D$ таких каскадов их общие АЧХ и ФЧХ соответственно равны

$$\begin{aligned} K_{ОБЩ}(\xi) &= [K(\xi)]^D, \\ \varphi_{ОБЩ}(\xi) &= D \cdot \varphi(\xi). \end{aligned} \tag{1.25}$$

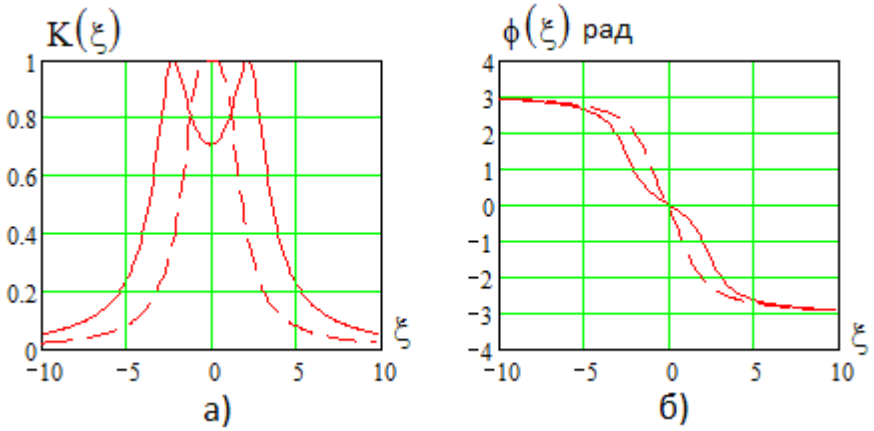



Рис. 1.11. Графики АЧХ и ФЧХ связанных колебательных контуров

Рассмотренная аналоговая модель приемного тракта отражает его реальные характеристики (неравномерную АЧХ и непрямолинейную ФЧХ).

Как уже отмечалось, при описании тракта приема с помощью частотных

характеристик целесообразно применять спектральный метод (1.18) – (1.20). Недостатком такого подхода является трудности спектральной обработки продолжительных реализаций сигнала и шума (более $10^6$ отсчетов), что существенно ограничивает возможности статистического имитационного моделирования.

### 1.6. Цифровая модель радиотракта

При статистическом имитационном моделировании продолжительных реализаций узкополосных сигналов и помех в качестве модели тракта обработки сигнала целесообразно использовать цифровые полосовые рекурсивные фильтры Баттерворта с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ фильтры) [39]. В простейшем случае можно использовать фильтры второго порядка.

Алгоритм цифровой фильтрации отсчетов входного сигнала $x_i$ ($i$ - номер текущего отсчета) фильтра второго порядка имеет вид

$$y_i = a_0 x_i + a_2 x_{i-2} + a_4 x_{i-4} - b_2 y_{i-2} - b_4 y_{i-4}, \tag{1.26}$$

$y_i$ - отсчеты выходного сигнала, $a_0, a_2, a_4, b_2, b_4$ - коэффициенты, определяемые программой синтеза цифрового БИХ фильтра, которые зависят от центральной частоты $f_0$, нижней и верхней частот среза $f_1$ и $f_2$, а также частоты квантования $f_{KB}$, равной

$$f_{KB} = 4 f_0, \tag{1.27}$$

выбор которой обусловлен значениями тактовых частот (соответственно $2 f_0$ и $4 f_0$) в рассматриваемых ниже цифровых демодуляторах и (1.27) превышает значения частоты квантования из теоремы В.А. Котельникова [39].

Значения коэффициентов $a_0, a_2, a_4, b_2, b_4$ выбираются из условия

согласования полосы частот канала с шириной спектра сигнала, при этом полоса пропускания фильтра равна

$$\Pi_1 = \Delta f = \frac{f_0}{N_M}, \tag{1.28}$$

$N_M$ - число периодов $T_0$ в символе ФМ сигнала, который согласован с моделью канала. Их значения приведены в табл. 1.2 для различные значений $N_M$.

Комплексная передаточная функция такого цифрового фильтра равна

$$H(j\nu) = \frac{a_0 + a_2 \exp(-j4\pi\nu) + a_4 \exp(-j8\pi\nu)}{b_0 + b_2 \exp(-j4\pi\nu) + b_4 \exp(-j8\pi\nu)}, \tag{1.29}$$

где

$$\nu = \frac{f}{f_{KB}} \tag{1.30}$$

- нормированная частота сигнала, центральной частоте фильтра $f_0$ соответствует $\nu = 0{,}25$. Графики АЧХ $H(f / f_{KB})$ и ФЧХ $\varphi(f / f_{KB})$ для различных $N$ приведены на рис. 1.12.

Таблица 1.2. Значения коэффициентов $a_0, a_2, a_4, b_2, b_4$ для различные значений $N_M$

| Параметр модели | $N_M = 16$ | $N_M = 32$ | $N_M = 64$ |
|---|---|---|---|
| Полоса пропускания $\Delta\nu$ | 0,015626 | 0,0078124 | 0,00390538 |
| Нижняя граничная частота $\nu_1$ | 0,24219 | 0,24609 | 0,24805 |
| Верхняя граничная частота $\nu_2$ | 0,25781 | 0,25391 | 0,25195 |
| $a_0$, $a_4$ | 0,002252 | 0,000582 | 0,000148 |
| $a_2$ | -0,004503 | -0,001165 | -0,000296 |
| $b_0$ | 1 | 1 | 1 |

| | | | |
|---|---|---|---|
| $b_2$ | 1,86136 | 1,930580 | 1,96529 |
| $b_4$ | 0,870367 | 0,932914 | 0,965883 |

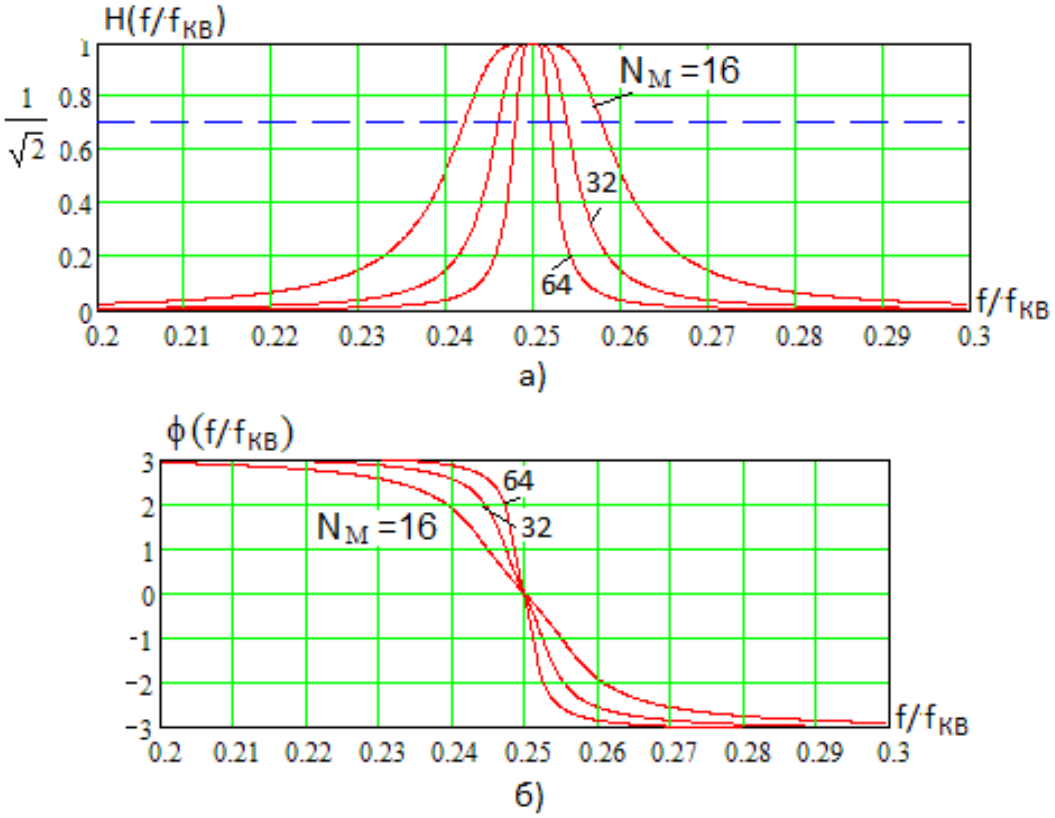



Рис. 1.12. Графики АЧХ $H(f/f_{КВ})$ и ФЧХ $\varphi(f/f_{КВ})$ для различных $N$

В табл. 1.2 приведены нормированные значения граничных частот $\nu_1$ и $\nu_2$, а также полосы пропускания $\Delta\nu$. Их абсолютные значения при $f_0 = 10$ МГц представлены в табл. 1.3:

$$f_{КВ} = 4f_0 = 40 \text{ МГц}, \quad \Delta f = \Delta\nu \cdot f_{КВ}, \quad f_1 = \nu_1 \cdot f_{КВ}, \quad f_2 = \nu_2 \cdot f_{КВ}.$$

Таблица 1.3. Абсолютные значения граничных частот и полосы пропускания

| Параметр при $f_0 = 10$ МГц | $N_M = 16$ | $N_M = 32$ | $N_M = 64$ |
|---|---|---|---|
| Полоса пропускания $П_1$ (1.28) кГц | 625 | 312,5 | 156,2 |
| Полоса пропускания $\Delta f$ кГц | 625 | 312,5 | 156,2 |
| Нижняя граничная частота $f_1$ кГц | 9687,48 | 9843,8 | 9921,89 |
| Верхняя граничная частота $f_2$ кГц | 10312,5 | 1015,6 | 1007,81 |

Цифровая модель (1.26) не требует спектральных преобразований выборки отсчетов сигнала и шума, что упрощает моделирование и позволяет использовать реализации случайных процессов большого объема для повышения точности статистического моделирования.

На рис. 1.13 сплошной линией показана АЧХ цифровой модели, а точечным пунктиром – гауссовской модели (1.14). Как видно, их характеристики достаточно близки.

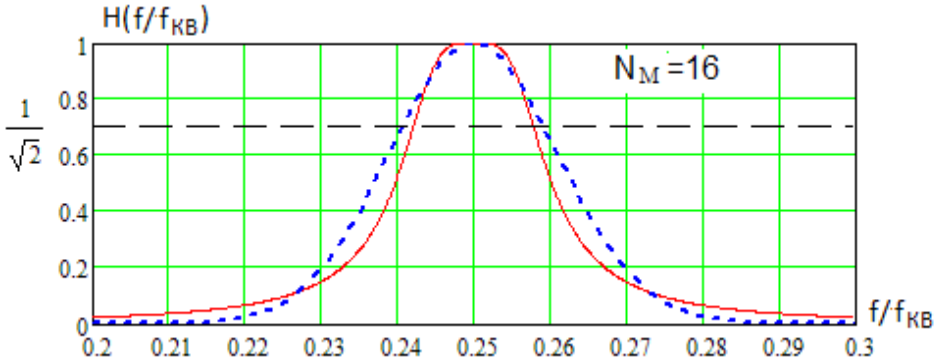



Рис. 1.13. АЧХ цифровой модели и гауссовской модели радиотракта

Фильтрующие свойства модели показывают полученные в результате статистического имитационного моделирования спектры амплитуд входного белого шума $G_1(f)$ и выходного $G_2(f)$ сигнала (узкополосного шума) на рис. 1.14а и рис. 1.14б соответственно при $N_M = 16$.

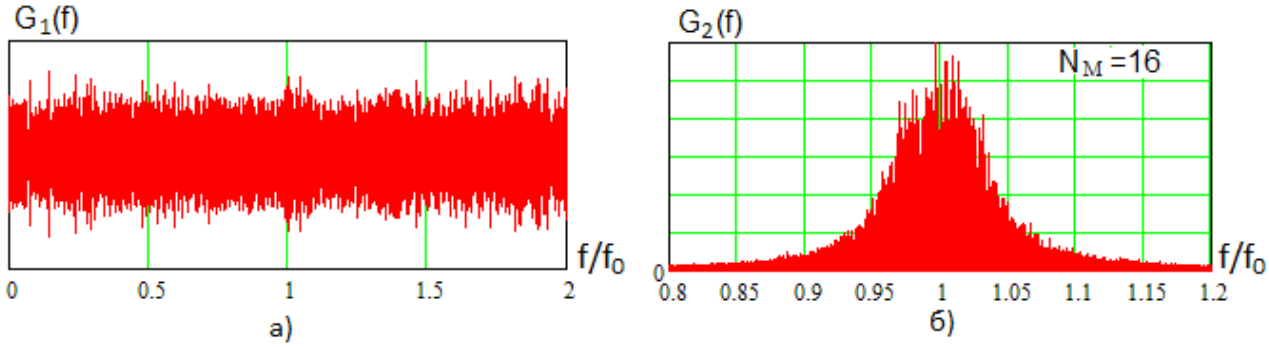



Рис. 1.14. Спектры амплитуд входного шума $G_1(f)$ (а)

и шума $G_2(f)$ на выходе узкополосного радиотракта (б)

По значениям ФЧХ $\varphi$ радиотракта можно определить групповое время задержки $\tau$ сигнала на частоте $\omega$ из соотношения

$$\varphi = -\omega\tau \,, \tag{1.31}$$

тогда

$$\tau = -\frac{d\varphi}{d\omega} \,. \tag{1.32}$$

Из (1.29) можно записать

$$\varphi(\nu) = \arg\left[H(j\nu)\right], \tag{1.33}$$

где из (1.30)

$$\nu = \frac{f}{f_{KB}} = \frac{\omega}{\omega_{KB}} \,. \tag{1.34}$$

тогда с учетом (1.27)

$$\tau = -\frac{1}{2\pi f_{KB}}\frac{d\varphi}{d\nu} = -\frac{1}{8\pi f_0}\frac{d\varphi}{d\nu} \,. \tag{1.35}$$

На рис. 1.15 в качестве примера приведена зависимость $\frac{d\varphi}{d\nu}$ от $\nu$ при $N_M = 16$. В полосе пропускания среднее значение производной равно

$$\frac{d\varphi}{d\nu}_{CP} = -4N_M\pi \,, \tag{1.36}$$

тогда из (1.35)

$$\tau = \frac{N_M T_0}{2} \,, \tag{1.37}$$

то есть задержка равна половине длительности символа.

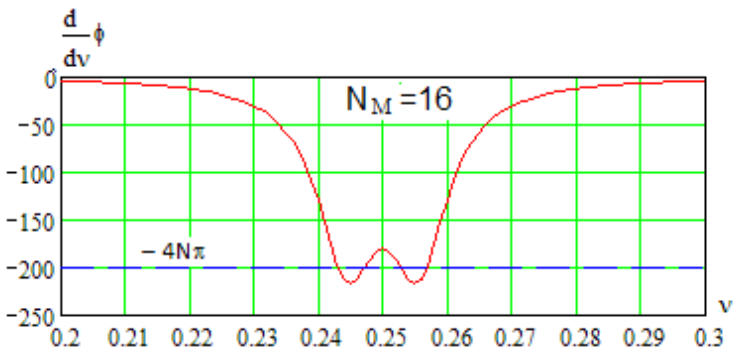



Рис. 1.15. График зависимости $\frac{d\varphi}{d\nu}$ от $\nu$ при $N_M = 16$

## 1.7. Демодуляция сигналов

Демодулятор обеспечивает извлечение модулирующего сигнала из радиосигнала на выходе приемника (рис. 1.7). Различают когерентную и некогерентную демодуляцию [1, 40].

Когерентная демодуляция предусматривает формирование на приемной стороне опорного сигнала, синхронного и синфазного с принимаемым модулированным сигналом, при этом в приемнике точно известны все передаваемые элементы $a_k(t)$, $k = \overline{1,m}$, $m$ - их число. На выходе демодулятора формируется решение о принятом элементе. Пример структурной схемы оптимального когерентного демодулятора [1] показан на рис. 1.16.

Рис. 1.16. Пример структурной схемы оптимального когерентного демодулятора

Обработка сигнала предусматривает выполнение $m$ нелинейных операций перемножения с последующим интегрированием (накоплением в сумматорах) на каждый отсчет принимаемого сигнала. Такие устройства называют корреляторами [1]. Они обеспечивают оптимальную линейную обработку сигналов. Их можно заменить согласованными фильтрами, которые имеют импульсную характеристику, являющуюся зеркальным отображением ожидаемого сигнала. Согласованная фильтрация широко применяется при обработке сигналов со сложной внутренней структурой (большой базой), например, широкополосных сигналов (ШПС) [42-48].

Когерентная обработка используется для демодуляции фазоманипулированных сигналов и сигналов с КАМ и обеспечивает высокую помехоустойчивость. Ее основной недостаток - необходимость синхронного и синфазного с принимаемым сигналом режима работы опорного генератора приемника.

Некогерентная (квадратурная) обработка модулированного сигнала [1] не требует фазовой синхронизации опорного генератора приемника, но ее алгоритм существенно усложняется и падает помехоустойчивость.

Некогерентная обработка используется при демодуляции АМ и ЧМ сигналов, а также сигналов с относительной (дифференциальной) фазовой манипуляцией.

Передаваемые дискретные сообщения кодируются [49-55], что позволяет на приемной стороне осуществлять обнаружение и исправление ошибок в принятых кодовых комбинациях. Процедуры демодуляции и декодирования могут выполняться раздельно: в результате демодуляции определяются принятые символы, а затем при декодировании производится выявление и исправление ошибок.

Эффективность помехоустойчивого кодирования повышается при увеличении длины кода и реализации процедур мягкого декодирования [1], однако при этом усложняется кодек.

Для обеспечения максимальной помехоустойчивости наиболее целесообразно объединить демодуляцию и декодирование и выполнять прием сообщений «в целом» [1-3], не вынося решения отдельно по каждому принятому символу. В этом случае демодулятор и декодер объединяются и представляют собой согласованные фильтры, настроенные на ожидаемые кодированные сигналы.

## 1.8. Методы синхронизации цифровых демодуляторов

Виды и методы синхронизации когерентных демодуляторов дискретных сигналов рассмотрены в [10, 56], При использовании современных высокостабильных синтезаторов сетки частот приемного и передающего устройств совпадают и необходимо обеспечивать временную синхронизацию демодулятора с принимаемым сигналом:

- фазовую синхронизацию опорного генератора входного АЦП демодулятора с принимаемым сигналом;

- тактовую синхронизацию, при которой обеспечивается совпадение во времени тактовых импульсов в решающем устройстве с моментами окончания

информационных символов;

- блочную синхронизацию кодированного сигнала, при которой обеспечивается совпадение во времени моментов формирования отклика демодулятора на принимаемую кодовую комбинацию.

Синхронизация демодулятора может обеспечиваться по специально передаваемому синхросигналу или по принимаемому информационному сигналу. В первом случае необходимы дополнительные затраты ресурсов на формирование синхросигнала, а во втором необходимо выделять импульсы синхронизации из принимаемого модулированного информационного сигнала. Очевидно, что к помехоустойчивости системы синхронизации предъявляются повышенные требования.

Рассмотрим фазовую синхронизацию демодуляторов ФМ сигналов.

Когерентный прием ФМ сигналов требует синхронной работы опорного генератора демодулятора с принимаемым сигналом, как показано на рис. 1.17а, однако фактически наблюдается смещение этих сигналов по времени $\Delta t$ (или по фазе $\varphi$), как показано на рис. 1.17б,

$$\varphi = -2\pi f_0 \Delta t = -2\pi \frac{\Delta t}{T}. \qquad (1.38)$$

Сдвиг фаз $\varphi$ удобно использовать как величину рассогласования синхронного состояния.

Временные и фазовые сдвиги принимаемого и опорного сигналов случайны и согласно [56] имеют нормальное распределение вероятностей. В [56] получено выражение для вероятности ошибки $p_{ОШ}$ когерентной демодуляции ФМ сигнала с кратностью $m$ при отношении сигнал/шум $h$,

$$p_{ОШ}(h) = 1 - \Phi\left(\frac{\pi}{m}\frac{h}{\sqrt{1+2\sigma_\varphi^2 h^2}}\right), \qquad (1.39)$$

где

$$\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt\,, \qquad (1.40)$$

$\sigma_\varphi^2$ - дисперсия фазового сдвига.

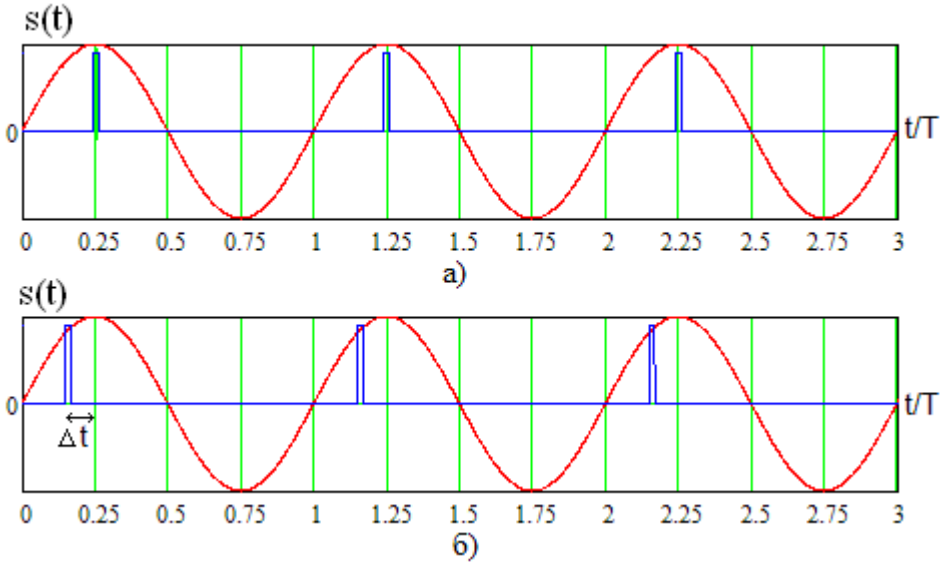



Рис. 1.17. Временные диаграммы синфазной (а) и рассогласованной (б) работы опорного генератора демодулятора

На рис. 1.18 показаны зависимости вероятности ошибки (1.39) от отношения сигнал/шум *h* на двоичный элемент для различных значений $\sigma_\varphi$.

Из кривых на рис. 1.18 следует, что при величине $\sigma_\varphi = 0{,}1\,рад$ наблюдается заметное снижение помехоустойчивости, и величину $\sigma_\varphi = 0{,}1\,рад$ можно считать допустимым значением среднеквадратического отклонения фазового сдвига, тогда для среднеквадратического значения сдвига по времени $\sigma_{\Delta t}$ из (1.38) получим

$$\frac{\sigma_{\Delta t}}{T} = \frac{\sigma_\varphi}{2\pi} = \frac{0{,}1}{2\pi} = 0{,}016\,. \qquad (1.42)$$

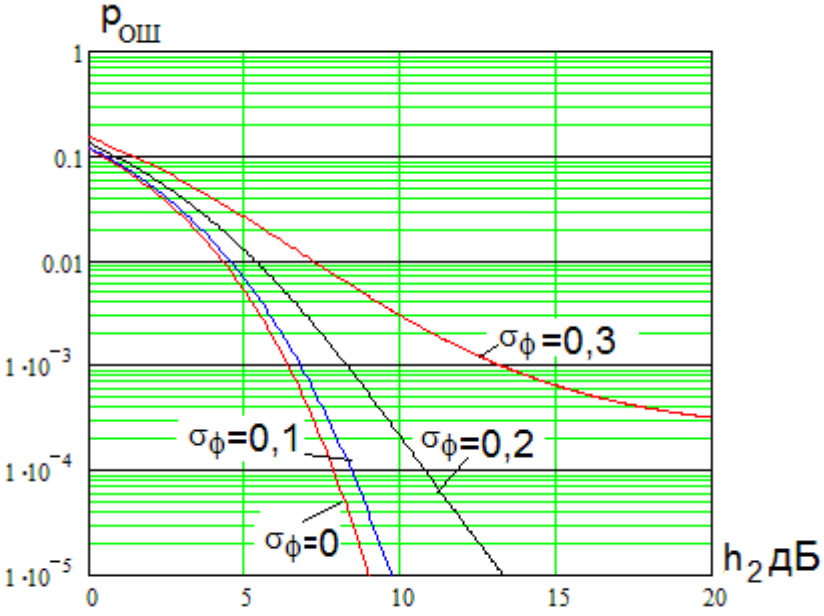



Рис. 1.18. Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум *h* на двоичный элемент для различных значений $\sigma_\varphi$.

Следовательно, система фазовой синхронизации должна обеспечивать синхронное и синфазное состояние опорного генератора с входным сигналом с относительной среднеквадратической погрешностью не выше 2%.

Формирование опорного сигнала может быть реализовано по схеме А.А. Пистолькорса [10, 56], показанной на рис 1.19а.

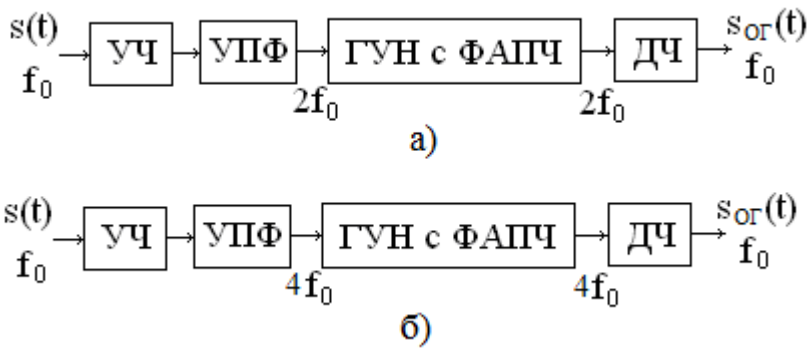



Рис. 1.19. Формирование опорного сигнала по схеме А.А. Пистолькорса для двоичной (а) и четырехпозиционной ФМн

Входной сигнал $s(t)$ с двоичной ФМн с частотой $f_0$ поступает (рис.

1.19а) на умножитель (удвоитель) частоты (УЧ), на выходе которого после узкополосного полосового фильтра (УПФ) формируется сигнал с частотой $2f_0$, в котором отсутствует модуляция фазы. Он подается в цепь фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) генератора, управляемого напряжением (ГУН). На выходе ГУН формируется гармонический сигнал с частотой $2f_0$, который поступает в делитель частоты (ДЧ) на 2, формирующий сигнал опорного генератора $s_{ОГ}(t)$ с частотой $f_0$, синхронный с входным сигналом $s(t)$ с точностью до фазы 0 или $\pi$. За счет этого в когерентном демодуляторе ФМ сигнала имеет место «обратная работа» [1].

На рис. 1.19б показана схема фазовой синхронизации А.А. Пистолькорса [10] для четырехпозиционных ФМ сигналов. Она отличается от предыдущей операциями умножения (в УЧ) и деления (в ДЧ) частоты на 4.

Широко используется в аппаратуре схема фазовой синхронизации Костаса [10], показанная на рис. 1.20, в которой не требуется умножение и деление частоты сигнала.

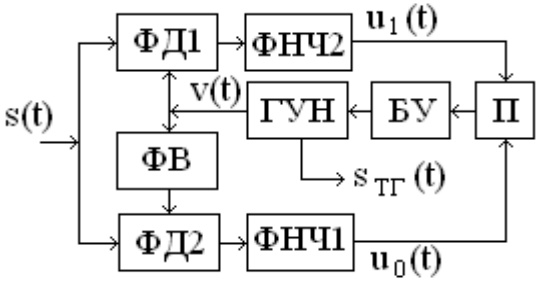



Рис. 1.20. Схема фазовой синхронизации Костаса

Входной сигнал с двоичной ФМн поступает на входы фазовых детекторов ФД1 и ФД2. Его начальная фаза сравнивается в ФД1 с фазой гармонического сигнала $v(t)$ генератора, управляемого напряжением (ГУН), а в ФД2 – с фазой того же напряжения после фазовращателя (ФВ) на $\pi/2$. На выходах фильтров нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 формируются напряжения $u_0(t)$ и $u_1(t)$, пропорциональные функциям $\sin(\varphi)$ и $\cos(\varphi)$ сдвига фаз между

входным и опорным сигналами. Они подаются на перемножитель (П), который формирует сигнал, пропорциональный $\sin[2\varphi]$, не зависящий от модуляции фазы входного сигнала. Этот сигнал через блок управления (БУ) регулирует фазу напряжения ГУН, обеспечивая его синфазность с входным сигналом с точностью до $\pi$.

Для синхронизации четырехпозиционных ФМ сигналов (QPSK) используются аналогичные алгоритмы фазовой синхронизации.

## 1.9. Цифровые алгоритмы и устройства когерентной обработки сигнала

В настоящее время бурно развиваются методы построения универсальных и специализированных цифровых алгоритмов и устройств обработки модулированных сигналов, возможности их аппаратной и алгоритмической реализации [22-38].

Предложения по применению цифровой обработки сигналов (ЦОС) возникли в середине двадцатого века [23], однако их практическая реализация затруднялась возможностями электронной аппаратуры. Первыми появились быстрые алгоритмы вычисления быстрого преобразования Фурье (БПФ), затем алгоритмы быстрого вычисления свертки и других математических преобразований сигналов [24, 32]. Интенсивно развиваются быстрые алгоритмы выполнения матричных операций и обработки изображений [38].

Алгоритмы можно описать соотношением между входным и выходным процессами, или детально объясняя его внутреннюю структуру. Они могут быть записаны в виде математических формул, а результаты получены в соответствии с этой записью. Такая реализация алгоритма называется прямой [2].

Под быстрым алгоритмом понимается описание вычислительной процедуры, которая не является очевидным способом определения выходного сигнала по известному входному [2]. Быстрый алгоритм жертвует

концептуальной ясностью вычислений в пользу их эффективности.

Эффективность алгоритма оценивают числом необходимых умножений и сложений (вычитаний) на один отсчет сигнала. Кроме того, оценивается площадь кристалла или число логических элементов на нем, а также время, необходимое для выполнения цикла вычислений. [56]

Устройства цифровой обработки сигналов реализуют заданный вычислительный алгоритм преобразования отсчетов входного сигнала (например, фильтрации, БПФ, свертки). Они обладают следующими преимуществами по сравнению с аналоговыми устройствами [22-38]:

1) их характеристики стабильны и не изменяются при вариациях внешних условий;

2) возможна реализация операций, не достижимых в аналоговых устройствах;

3) алгоритмы ЦОС могут быть реализованы на универсальных или специализированных вычислительных устройствах, в виде больших и сверхбольших интегральных схем, в том числе на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

Основными недостатками устройств ЦОС являются высокие требования к скоростным характеристикам аппаратуры при обработке сигналов в реальном времени, нелинейные и динамические искажения сигналов в АЦП, сложность технической реализации известных оптимальных алгоритмов.

Программируемые устройства ЦОС (микропроцессоры) эффективны при частотах дискретизации до десятков мегагерц. Цифровые сигнальные процессоры (Digital Signal Processor - DSP) с встроенным аналого-цифровым интерфейсом [76] ориентированы на операции быстрой свертки и БПФ, в их состав входит аппаратный умножитель с возможностью накопления (суммирования) результатов. Имеется возможность выполнения арифметических операций с высокой точностью, в том числе и с плавающей точкой. Однако программная реализация сложных алгоритмов обработки потока отсчетов сигнала в реальном времени наталкивается на значительные

технические трудности, в том числе связанные с необходимостью использования мультипроцессорных систем.

В настоящее время интенсивно развиваются и внедряются в современную аппаратуру ПЛИС [57-62], позволяющие реализовать сложные алгоритмы ЦОС в реальном времени на частотах до 200-400 МГц. Рассматриваемые ниже алгоритмы когерентной демодуляции сигналов с фазовой модуляцией ориентированы на ПЛИС.

Рассмотренные выше устройства фазовой синхронизации реализуют аналоговую обработку сигнала со всеми свойственными ей недостатками. Для обеспечения фазовой синхронизации рассматриваемых когерентных демодуляторов целесообразно использовать цифровое квадратурное устройство фазовой синхронизации и демодуляции в соответствии с патентом [63], при этом имеется возможность реализации на его основе тактовой синхронизации демодулятора.

### 1.10. Выводы по главе 1

1. Сигналы с ФМ, АМ и КАМ широко используются в когерентных системах передачи дискретной информации. Они обеспечивают высокую помехоустойчивость (ФМ) и высокоскоростную передачу данных (АМ и КАМ).
2. Цифровые технологии являются перспективным направлением проектирования устройств обработки сигналов.
3. Известные оптимальные алгоритмы демодуляции фазоманипулированных сигналов неудобны для цифровой реализации при ограниченной вычислительной мощности.
4. Задача разработки быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов является актуальной, и ее решение позволит реализовать высокоэффективные цифровые демодуляторы, способные обрабатывать поток отсчетов высокочастотного сигнала с выхода

приемника.

5. Рассмотрены модели узкополосных радиотрактов. Предложена цифровая модель узкополосного радиотракта на базе рекурсивного фильтра, удобная для исследования предлагаемых алгоритмов демодуляции [64].
6. Показаны возможности формирования узкополосных сигналов и помех при моделировании быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов.
7. Показано, что проектируемые демодуляторы должны обладать собственной частотной избирательностью.
8. Для реализации предлагаемых быстрых цифровых алгоритмов целесообразно использовать программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС).
9. Для обеспечения фазовой синхронизации когерентных демодуляторов целесообразно использовать цифровое квадратурное устройство фазовой синхронизации и демодуляции в соответствии с патентом [63].

# 2. РАЗРАБОТКА БЫСТРЫХ ЦИФРОВЫХ АЛГОРИТМОВ КОГЕРЕНТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ

## 2.1. Квантование радиосигнала

Модулированный сигнал можно представить в виде (1.1) или (1.2), общий вид его энергетического спектра $G(f)$ показан на рис. 2.1, $f_0$ - несущая частота радиосигнала, $F$ - граничная частота спектра модулирующего сигнала, а $2F$ - ширина спектра.

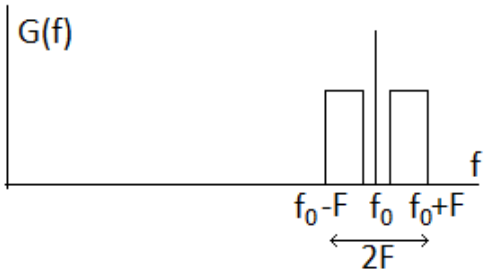



Рис. 2.1. Энергетический спектра $G(f)$ модулированного сигнала

При цифровой обработке сигнала временная дискретизация осуществляется по теореме В.А. Котельникова, в соответствии с которой частота квантования $f_{КВ}$ равна удвоенной ширине спектра. Для радиосигнала со спектром на рис. 2.1

$$f_{КВ} = 2(f_0 + F). \tag{2.1}$$

Частота квантования может выбираться и выше, и ниже границы (2.1) [22]. Критерием качества квантования является возможность восстановления исходного сигнала по последовательности квантованных отсчетов.

При разработке быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов частота квантования выбирается исходя из необходимости решения поставленной задачи.

Для когерентной демодуляции сигнала с двоичной ФМ вида

$$s(t) = S\cos(2\pi f_0 t + \psi(t)), \qquad (2.2)$$

где $S$ - постоянная амплитуда, а $\psi(t) = 0$ *или* $\pi$ - начальная фаза, значения которой определяются передаваемыми символами, необходимо выбрать частоту квантования из условия

$$f_{КВ} = 2f_0. \qquad (2.3)$$

Временная диаграмма квантования сигнала в синхронном режиме показана на рис. 2.2. Как видно, соседние отсчеты оказываются противофазными и на каждом периоде $s_1 = S\cdot\cos(\psi)$, $s_2 = -S\cdot\cos(\psi)$, а их разность равна $x = s_1 - s_2 = 2S\cdot\cos(\psi)$, где $\psi = 0$ или $\psi = \pi$. При $\psi = 0$ получим $x = s_1 - s_2 = 2S$, а при $\psi = \pi$ соответственно $x = s_1 - s_2 = -2S$. Таким образом, при накоплении значений $x_i$ в течение $N$ периодов имеется возможность принимать решение о принимаемом символе по накопленным значениям суммы $\pm 2NS$.

С той же частотой необходимо квантовать сигналы с многопозиционной АМ, при этом решение может приниматься по значениям накопленных сумм разностей отсчетов за $N$ периодов.

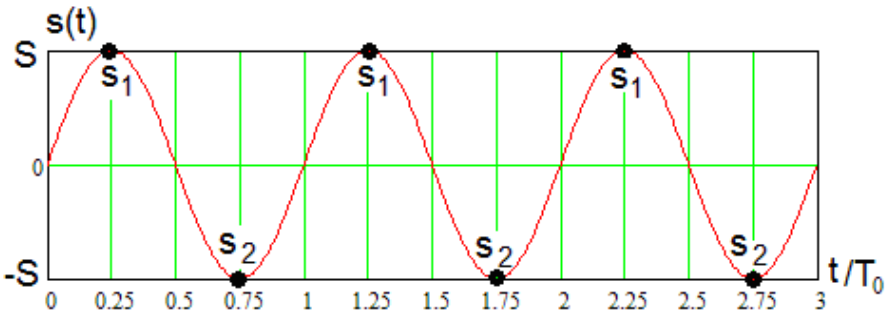



Рис. 2.2. Временная диаграмма квантования сигнала в синхронном режиме

Квантование сигнала с частотой (2.3) может использоваться при демодуляции сигнала с ОФМ, если проводить накопление отсчетов на

предшествующем и текущем элементах сигнала с последующим суммированием и вычитанием результатов накопления. Если фазы сигнала в этих элементах совпадают, то сумма (за $2N$ периодов) будет равна $\pm 4NS$, а разность 0, а в противном случае – наоборот, что и позволит демодулировать сигнал с ОФМ. Для обработки сигналов с четырехпозиционной ФМ и КАМ предлагается выбирать частоту квантования равной

$$f_{KB} = 4 f_0 . \tag{2.4}$$

(в два раза выше требуемой по теореме В.А. Котельникова). Это позволяет получить на периоде несущей частоты следующие значения отсчетов

$$\begin{cases} s_1 = S\cos(\psi), \\ s_2 = S\cos(\psi + \pi/2) = -S\sin(\psi), \\ s_3 = S\cos(\psi + \pi) = -S\cos(\psi), \\ s_4 = S\cos(\psi + 3\pi/2) = S\sin(\psi), \end{cases} \tag{2.5}$$

где $\psi$ принимает одно из значений $0, \pi/2, \pi$ и $3\pi/2$. Примеры квантования сигнала при $\psi = 0$ и $\psi = 3\pi/2$ показаны на рис. 2.3а и рис. 2.3б соответственно. Как видно, четные и нечетные пары отсчетов ортогональны и для обработки сигнала можно использовать разности

$$\begin{cases} x_1 = s_1 - s_3 = 2S\cos(\psi), \\ x_2 = s_2 - s_4 = -2S\sin(\psi). \end{cases} \tag{2.6}$$

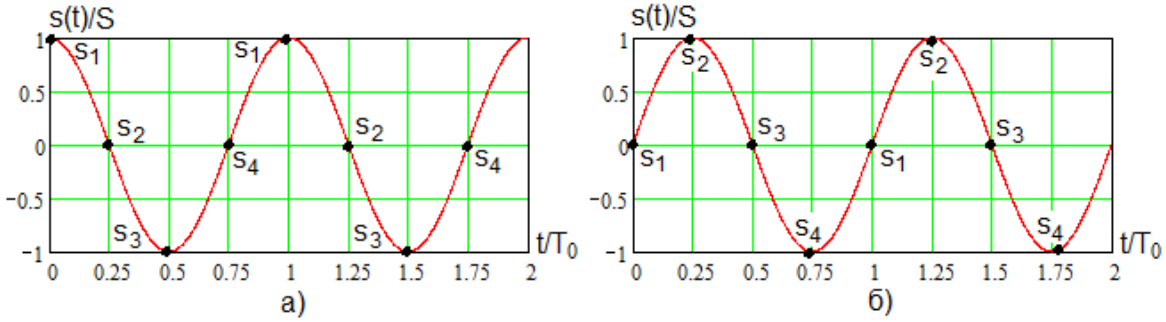



Рис. 2.3. Примеры квантования сигнала при $\psi = 0$ и $\psi = 3\pi/2$

Для различных $\psi$ значения $x_1$ и $x_2$ приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Значения разностей отсчетов $x_1$ и $x_2$ для различных $\psi$

| $\psi$ | 0 | $\pi/2$ | $\pi$ | $3\pi/2$ |
|---|---|---|---|---|
| $x_1$ | $2S$ | 0 | $-2S$ | 0 |
| $x_2$ | 0 | $-2S$ | 0 | $2S$ |

Как видно, по значениям $x_1$ и $x_2$ можно принимать решение о фазе принимаемого четырехпозиционного ФМ сигнала.

Квантование сигнала с частотой (2.4) позволяет реализовать два квадратурных канала обработки, что необходимо для демодуляции сигналов с КАМ.

Рассматриваемый подход можно использовать при умножении частоты радиосигнала для обработки многократных фазоманипулированных сигналов. Удвоение частоты сигнала вида (1.1) приводит к формированию сигнала вида

$$s_2(t) = S_2 \cos(4\pi f_0 t + 2\psi)\,. \tag{2.7}$$

Его квантование с частотой

$$f_{KB} = 8 f_0 \tag{2.8}$$

позволит обрабатывать сигналы с восьмикратной ФМ.

Таким образом, выбирая подходящую частоту квантования, можно реализовать демодуляцию разнообразных сигналов.

## 2.2. Базовый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции ФМ сигналов

Базовый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции ФМ сигналов [64] на каждом принятом $i$ - м периоде предусматривает вычисление

величин

$$y_i = \sum_{k=0}^{N-1}\left(s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{(i-k)}\ , \qquad (2.9)$$

где $s_{1(i-k)}$ и $s_{2(i-k)}$ - значения отсчетов $s_1$ и $s_2$ (рис. 2.2) для $(i-k)$-го периода,

$$x_{(i-k)} = s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}\,. \qquad (2.10)$$

Суммирование выполняется на интервале длительности символа, то есть за $N$ периодов сигнала.

Вычисление суммы (2.9) требует выполнения $(N-1)$ суммирований, что неприемлемо. Для ускорения расчетов необходимо выполнять их поэтапно, суммируя и запоминая сначала по два соседних значения $x_i$ и $x_{i-1}$, $a_{i1} = x_i + x_{i-1}$, затем по четыре значения $a_{i2} = x_i + x_{i-1} + x_{i-2} + x_{i-3} = a_{i1} + a_{(i-2)1}$, потом по восемь значений $a_{i3} = x_i + x_{i-1} + x_{i-2} + x_{i-3} + x_{i-4} + x_{i-5} + x_{i-6} + x_{i-7} = a_{i2} + a_{(i-4)2}$ и так далее. Всего необходимо выполнить

$$n = \log_2 N \qquad (2.11)$$

таких суммирований, что значительно меньше $(N-1)$.

Структурная схема базового алгоритма показана на рис. 2.4. Она удобна для программной реализации вычислений на базе сигнального процессора. На рис. 2.5 представлена структурная схема того же базового алгоритма, удобная для аппаратной реализации на базе ПЛИС. В этом случае каждая арифметическая операция и действия по запоминанию результатов промежуточных вычислений реализуются отдельными аппаратными блоками ПЛИС.

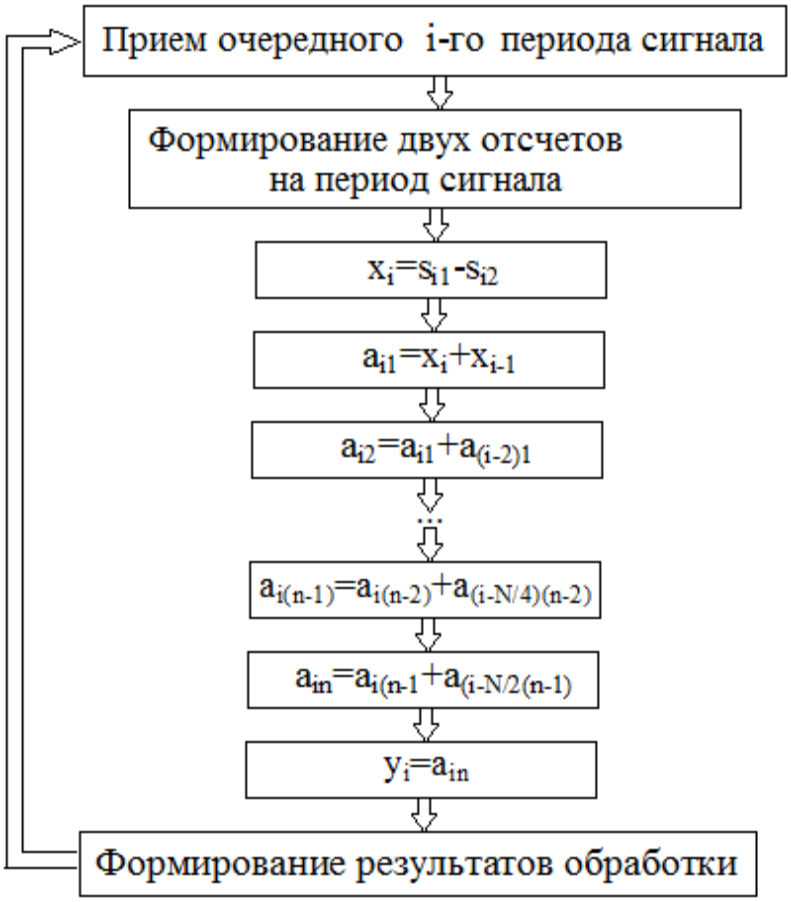



Рис. 2.4. Схема базового алгоритма обработки сигнала

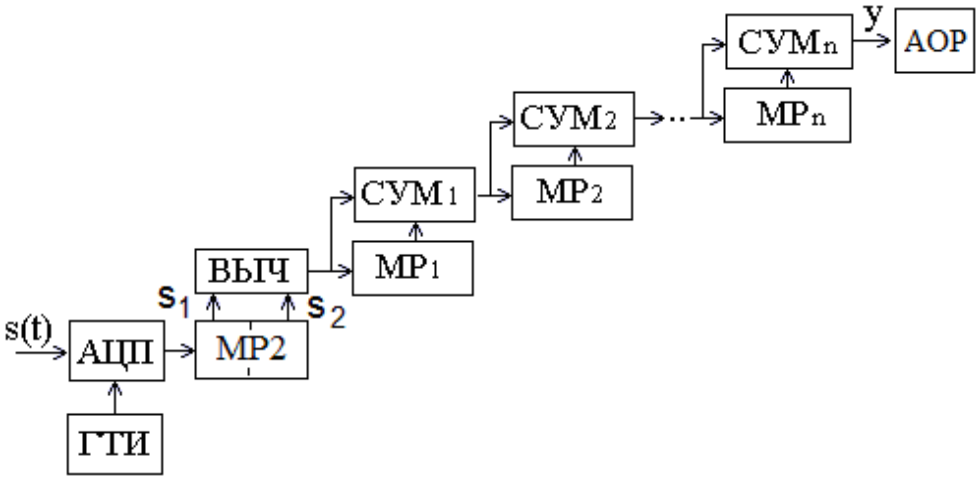



Рис. 2.5. Структурная схема базового алгоритма для аппаратной реализации на базе ПЛИС

Входной ФМн сигнал с двумя значениями начальной фазы $\psi = 0$ или

$\psi = \pi$ квантуется по времени АЦП, который формирует по два отсчета $s_1$ и $s_2$ на период, как показано на рис. 2.2. Они запоминаются в многоразрядном регистре сдвига на два отсчета (МР2) и поступают в вычитатель (ВЫЧ), на выходе которого формируется их разность $x_i = s_{i1} - s_{i2}$, $i$ - номер текущего обрабатываемого периода. Значение $x_i$ складывается в сумматоре СУМ$_1$ с предшествующим значением $x_{i-1}$, полученным и записанным ранее в многоразрядном регистре сдвига МР$_1$ на одну ячейку, после чего оно заносится в МР$_1$ вместо $x_{i-1}$. Далее полученное значение $a_{i1} = x_i + x_{i-1}$ складывается в сумматоре СУМ$_2$ с ранее полученной суммой $a_{(i-2)1} = x_{i-2} + x_{i-3}$ на выходе многоразрядного регистра сдвига на три ячейки МР$_2$, после чего $a_{i1}$ записывается в МР$_2$, данные в котором предварительно сдвигаются, а значение $a_{(i-2)1}$ теряется. Далее процесс протекает аналогично. В сумматоре СУМ$_n$ складываются величина

$$y_i = \sum_{k=0}^{N/2-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)} \right) \tag{2.12}$$

с выхода сумматора СУМ$_{n-1}$ и ранее полученное и записанное в регистре МР$_n$ значение

$$y_{i-(N/2-1)} = \sum_{k=N/2}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)} \right), \tag{2.13}$$

формируя в результате отклик $y_i$ (2.9). В блоке «Алгоритм обработки результатов» (АОР) формируются решения о принимаемых информационных сигналах.

Каждый из блоков алгоритма на рис. 2.5 может быть реализован отдельно аппаратно на ПЛИС, что позволит обрабатывать высокочастотные

сигналы с выхода тракта промежуточной частоты приемника.

### 2.3. Частотные характеристики базового алгоритма

Преобразование отсчетов сигнала (2.9) соответствует цифровому нерекурсивному фильтру [22-24], его структурная схема показана на рис. 2.6, где $ЛЗ_1$ – линия задержки на один такт АЦП, $ЛЗ_2$ – линия задержки на два такта (один период сигнала) (всего $N-1$ элементов), символом «+» обозначены сумматоры отсчетов, «1» - повторитель, а «-1» - инвертор отсчетов.

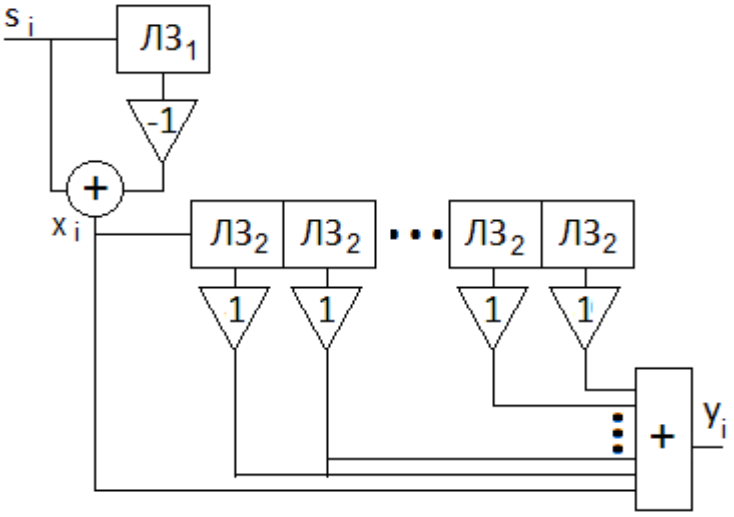



Рис. 2.6. Структурная схема цифрового нерекурсивного фильтра

Импульсной характеристикой $h_k$ ($k$ - номер такта АЦП) цифрового фильтра [66] является его реакция на один единичный отсчет, результат его прохождения показан на рис. 2.7. Рассматриваемый фильтр представляет собой дифференциатор с последующим усреднением. Его импульсную характеристику можно записать в виде

$$h_k = \begin{cases} -(-1)^k & при \quad 1 \le k \le 2N, \\ 0 & при \quad k > 2N. \end{cases} \tag{2.14}$$

Отклик фильтра можно представить соотношением

$$y_i = \sum_{n=1}^{N}\left(s_{i-2(n-1)} - s_{i-2(n-1)-1}\right) = \sum_{k=1}^{2N} h_k s_{i-k+1}\,. \qquad (2.15)$$

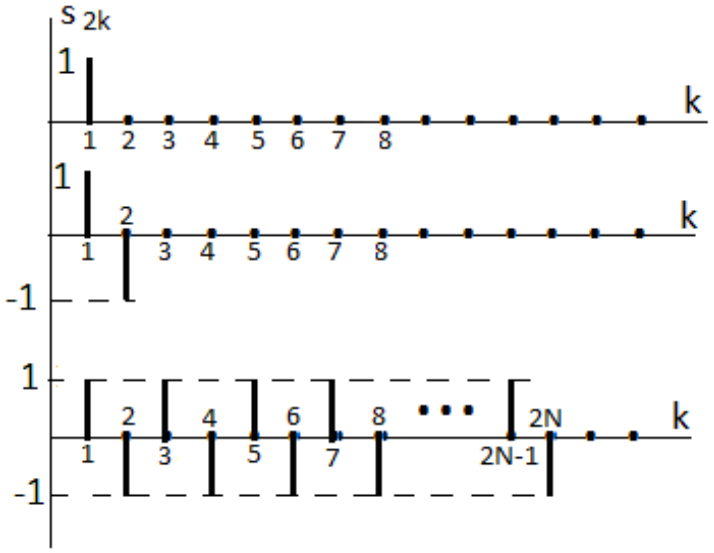



Рис. 2.7. Реакция фильтра на один единичный отсчет

Под передаточной характеристикой $H$ будем понимать отношений амплитуды отклика к амплитуде входного сигнала.

В терминах z-преобразования [67] получим

$$H(z) = \sum_{k=0}^{2N-1} h_{k+1} z^{-k} = 1 - z^{-1} + z^{-2} - z^{-3} \ldots = \sum_{k=0}^{2N-1}\left(-\frac{1}{z^1}\right)^k = \frac{\left(z^{2N}-1\right)}{(1+z)} z^{-2N+1}\,. \qquad (2.16)$$

Это выражение можно записать в виде

$$H_0(z) = (1-z^{-1})(1+z^{-2})(1+z^{-4})\ldots(1+z^{-N/4})(1+z^{-N/2})\,. \qquad (2.17)$$

Из (2.17) вытекает структура алгоритма быстрого вычисления величин $y$ (рис. 2.5). Первый сомножитель соответствует вычитанию двух соседних

отсчетов через половину периода сигнала, второй требует суммирования полученных в соседних периодах разностей, третий – сложения этих сумм и так далее.

При подстановке в (2.16) $z = e^{j\omega T/2}$ найдем модуль $H(\omega)$ передаточной характеристики в виде

$$H(\omega) = \left| \frac{\sin\left(\dfrac{N\omega T_0}{2}\right)}{\cos\left(\dfrac{\omega T_0}{4}\right)} \right| \tag{2.18}$$

или

$$H(f) = \left| \frac{\sin\left(N\pi \dfrac{f}{f_0}\right)}{\cos\left(\dfrac{\pi f}{2 f_0}\right)} \right|. \tag{2.19}$$

График частотной характеристики представлен на рис. 2.8, пунктиром показана частотная характеристика узкополосного фильтра на базе одиночного колебательного контура.

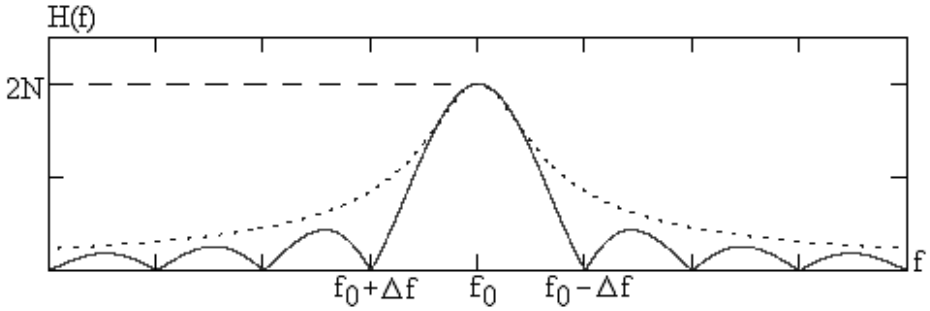



Рис. 2.8. График частотной характеристики фильтра

Полоса частот *П* между ближайшими к $f_0$ нулями $H(f)$ равна

$$\Pi = 2\Delta f = 2\frac{f_0}{N}. \qquad (2.20)$$

Максимум $H(f)$ достигается на частотах

$$f = (1+2k)f_0, \quad k = \overline{0,\infty}, \qquad (2.21)$$

и равен

$$\max_f H(f) = 2N. \qquad (2.22)$$

Передаточная характеристика $H(f)$ базового алгоритма является периодической функцией частоты с интервалом $2f_0$.

Как видно, предлагаемая процедура цифровой обработки сигнала обеспечивает достаточно высокую частотную избирательность.

## 2.4. Модели сигнала и шума на выходе базового алгоритма

Пусть входное воздействие является аддитивной смесью гармонического сигнала $s(t) = S\cos(\omega_0 t + \psi)$ и шума с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{Ш}^2$.

Величина $y$ (2.9) при формировании двух отсчетов на периоде сигнала является суммой $2N$ отсчетов сигнала $S\cos\psi$ и независимых отсчетов шума. Тогда среднее значение $y$ будет равно

$$y_{CP} = 2NS\cos\psi = \begin{cases} 2NS & при \quad \psi = 0, \\ -2NS & при \quad \psi = \pi. \end{cases} \qquad (2.23)$$

На выходе имеется случайная компонента в виде суммы $2N$ отсчетов шума. Тогда при достаточно разнообразных статистических свойствах шума в соответствии с центральной предельной теоремой [45] при $2N >> 1$ сумма независимых отсчетов шума имеет нормальное (гауссовское) распределение

вероятностей с нулевым средним значением и дисперсией, равной сумме дисперсий отсчетов

$$\sigma^2 = 2N\sigma_{Ш}^2 . \qquad (2.24)$$

График плотности вероятностей $w(x)$ гауссовской случайной величины $x$ с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2$, равной единице, показан на рис. 2.9.

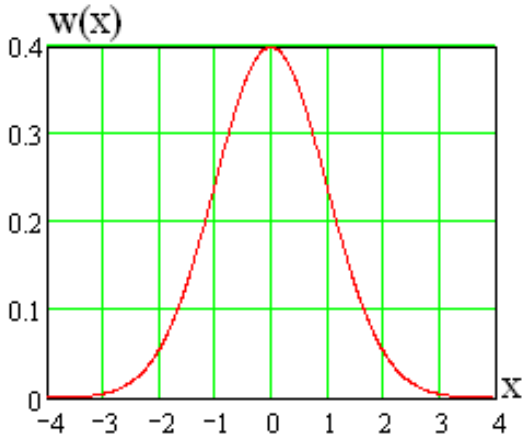



Рис. 2.9. График плотности вероятностей $w(x)$ гауссовской случайной величины $x$

Автоковариационная функция $R_y(k)$ выходного процесса определяется выражением [68]

$$R_y(k) = \sum_{m=0}^{2N-1} \sum_{n=0}^{2N-1} h_{m+1} h_{n+1} R_x(k+m-n) , \qquad (2.25)$$

где $k$- число тактов сдвига процесса, $R_x(\nu)$ - ковариационная функция входного сигнала, $h_\nu$ - значения импульсной характеристики из (2.14).

Из (2.23) с учетом (2.14) получим

$$R_y(k) = \sum_{m=0}^{2N-1} \sum_{n=0}^{2N-1} (-1)^{m+n} R_x(k+m-n) , \qquad (2.26)$$

Для белого входного шума ковариационная функция равна

$$R_x(n) = \begin{cases} 1 & при \quad n = 0, \\ 0 & при \quad n \neq 0, \end{cases} \tag{2.27}$$

тогда из (2.26) следует

$$R_y(k) = \begin{cases} 1 - \dfrac{k}{N} & при \quad 0 \le k \le N, \\ 0 & при \quad N \le k. \end{cases}, \tag{2.28}$$

При некоррелированном входном сигнале выходной сигнал сильно коррелирован. Зависимость $R_y(k)$ вида (2.28) показана на рис. 2.10.

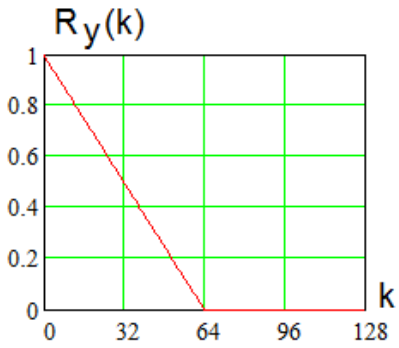



Рис. 2.10. Ковариационная функция выходных отсчетов $R_y(k)$

В результате случайная величина $y$ имеет нормальное распределение вероятностей, дисперсию $2N\sigma_{Ш}^2$ и среднее значение $y_{CP} = 2NS\cos\psi$, как показано на рис. 2.11 при $y_{CP} = 6$ и $\sigma^2 = 1$.

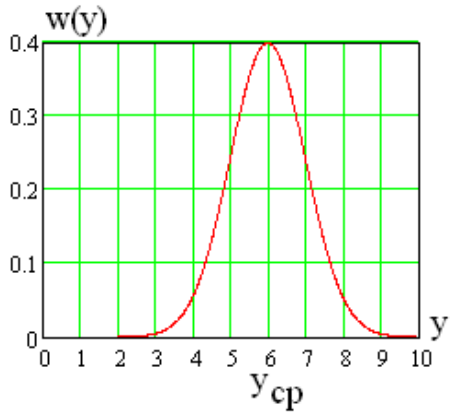



Рис. 2.11. Плотность вероятностей выходных отсчетов $y$

Нормализация шумовой компоненты на выходе базового алгоритма обработки обусловлена суммированием большого числа отсчетов, что благоприятствует построению оптимального алгоритма обработки сигнала.

Согласно (2.28) корреляционная функция $B_y(\tau)$ отклика равна

$$B_y(\tau) = B(0)R_y(\tau), \tag{2.29}$$

где $\tau = kT_0$. Спектральная плотность мощности $G_y(\omega)$ отклика равна [43]

$$G_y(\omega) = 4\int_0^\infty B(\tau)\cos(\omega\tau)d\tau\,. \tag{2.30}$$

С учетом (2.28) и (2.29) в результате интегрирования получим выражение для нормированной спектральной плотности мощности

$$g_y(\omega) = \frac{G_y(\omega)}{G_y(0)} = \frac{4}{(\omega NT_0)^2}\sin^2\left(\frac{\omega NT_0}{2}\right), \tag{2.31}$$

а для нормированного спектра амплитуд получим

$$S_y(\omega) = \sqrt{g_y(\omega)} = \frac{2}{\omega N T_0}\left|\sin\left(\frac{\omega N T_0}{2}\right)\right|. \qquad (2.32)$$

Нормированные графики энергетического спектра и спектра амплитуд отклика показаны на рис. 2.12а и рис. 2.12б соответственно при $f_0 = 10$ МГц и $N = 256$. На рис 2.13 приведены спектры амплитуд входного белого шума и шумового отклика базового алгоритма соответственно, полученные в результате статистического имитационного моделирования при тех же условиях.

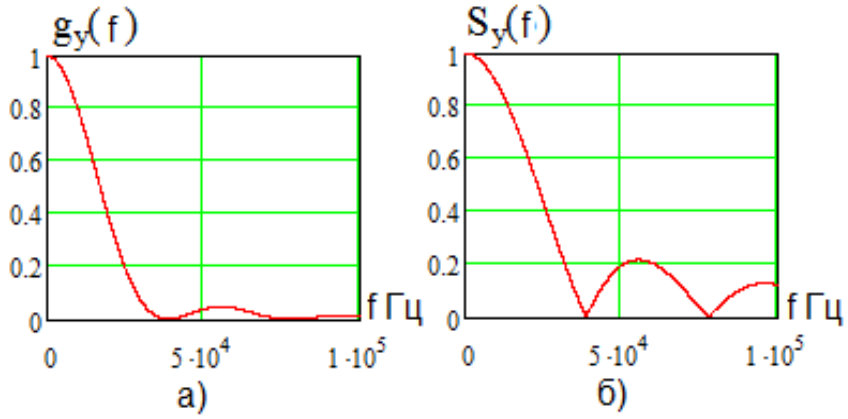



Рис. 2.12. Нормированные графики энергетического спектра (а) и спектра амплитуд (б) отклика

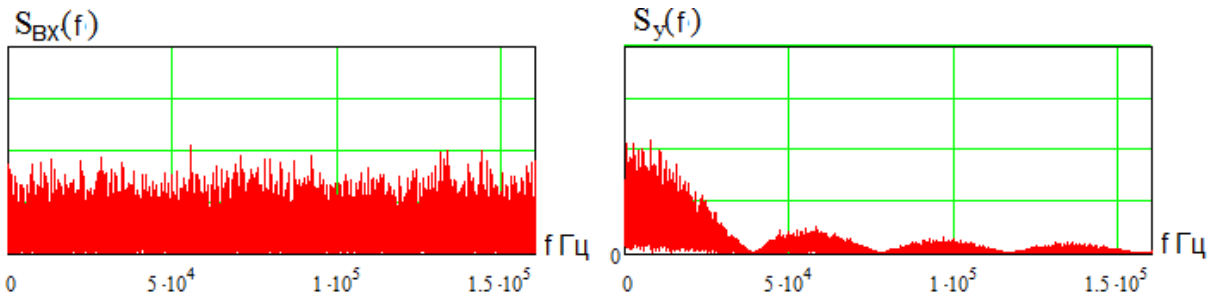



Рис. 2.13. Спектры амплитуд входного белого шума (а) и шумового отклика базового алгоритма (б)

Как видно, и со спектральной точки зрения базовый алгоритм обладает высокой собственной частотной избирательностью применительно к шумовой помехе.

При расчетах помехоустойчивости демодуляторов радиосигналов важнейшим параметром является отношение сигнал/шум $h^2$ на выходе устройства [1], равное отношению энергии сигнала $E$ к двухсторонней спектральной плотности мощности шума $w_0/2$ ($w_0$ - односторонняя спектральная плотности мощности шума)

$$h^2 = \frac{2E}{w_0} = N\frac{S^2}{\sigma_{Ш}^2}, \tag{2.33}$$

где

$$E = NT_0S^2/2 \tag{2.34}$$

- энергия принятого сигнала с амплитудой $S$ и длительностью $NT_0$,

$$w_0 = T_0\sigma_{Ш}^2. \tag{2.35}$$

При узкополосном входном шуме его мощность (дисперсия) $\sigma_{ВХ\ Ш}^2$ уменьшается относительно дисперсии широкополосного шума $\sigma_{Ш}^2$. Если полоса частот тракта ПЧ $П_{ЭФФ}$ равна интервалу частот $П$ между соседними нулями АЧХ алгоритма обработки, то для $\sigma_{ВХ\ Ш}^2$ получим

$$\sigma_{ВХ\ Ш}^2 = \frac{\sigma_{Ш}^2}{N}. \tag{2.36}$$

Отношение сигнал/шум равно

$$h^2 = N\frac{S^2}{\sigma_{Ш}^2} = \frac{y_{СР}^2}{2\sigma^2}. \tag{2.37}$$

Статистическое имитационное моделирование подтверждает

полученные результаты.

## 2.5. Разработка цифрового алгоритма демодуляции двоичных ФМ сигналов

Базовый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции ФМ сигналов (рис. 2.5) позволяет реализовать алгоритм быстрой цифровой демодуляции двоичных фазоманипулированных (ФМ2 или PSK) сигналов, структурная схема которого показана на рис. 2.14.

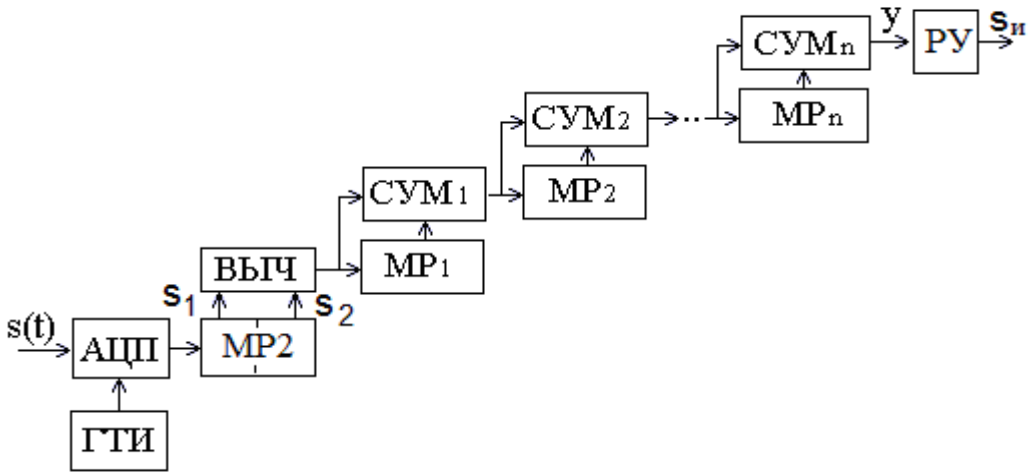



Рис. 2.14. Структурная схема алгоритма быстрой цифровой демодуляции двоичных ФМн сигналов

Входной двоичный ФМ сигнал с двумя значениями начальной фазы $\psi = 0$ и $\psi = \pi$ квантуется по времени и уровню АЦП, который синхронно с входным сигналом формирует по два отсчета $s_1$ и $s_2$ на период, как показано на рис. 2.2. Эти отсчеты на каждом периоде запоминаются в многоразрядном регистре сдвига на два отсчета (МР2).

В базовом алгоритме за $N = 2^n$ периодов на выходе демодулятора накапливается величина $y_i$ ,

$$y_i = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)} \right), \tag{2.38}$$

в моменты окончания символов достигающая максимума, при отсутствии шума равного

$$y = \begin{cases} 2NS & при \quad \psi = 0, \\ -2NS & при \quad \psi = \pi. \end{cases} \tag{2.39}$$

Эти значения $y$ сравниваются с нулем в решающем устройстве (РУ), которое формирует принятые информационные символы $s_И$: если $y > 0$, то принят сигнал с начальной фазой $\psi = 0$, а иначе $\psi = \pi$.

Зависимость нормированного отклика $y/2N$ демодулятора от номера обрабатываемого периода *i* при отсутствии шума для $S = 1$ и $N = 256$ показана на рис. 2.15. Точками отмечены моменты вынесения решения о принимаемом информационном символе. Пилообразная максимально сглаженная форма отклика свидетельствует об оптимальности процедуры обработки.

Модулированный двоичный ФМн сигнал имеет вид

$$s(t) = S \cdot \cos\left[ 2\pi f_0 t + \pi \cdot \frac{1 - x_{]t/NT_0[}}{2} \right], \tag{2.40}$$

где $\rfloor t/NT_0 \lfloor$ - целая часть числа, равная номеру информационного символа $x_k$ со значениями $\pm 1$ (*k* - номер символа). Начальная фаза ФМ сигнала принимает значения 0 или $\pi$, первой соответствует значение $y/2N = 1$, а второй $y/2N = -1$.

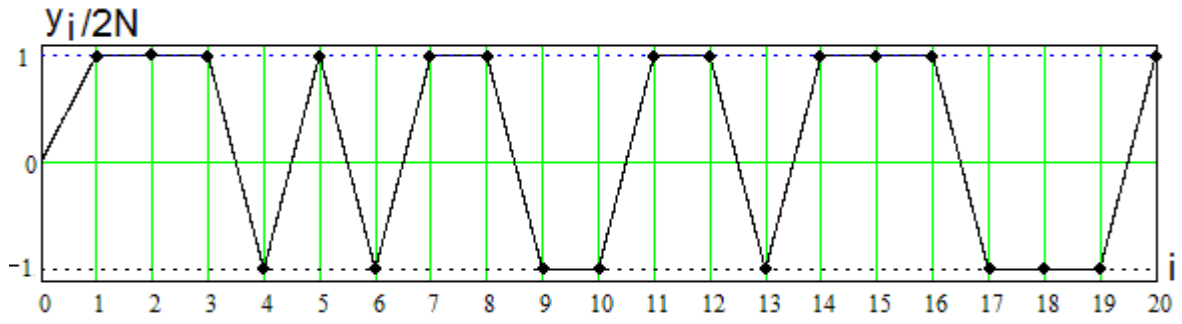



Рис. 2.15. Зависимость нормированного отклика демодулятора от номера обрабатываемого периода *i* при отсутствии шума

На рис. 2.16 приведен полученный в результате статистического имитационного моделирования график зависимости отклика демодулятора от номера текущего периода при наличии шумов при указанных параметрах, там же пунктиром обозначена временная диаграмма модулирующего сигнала.

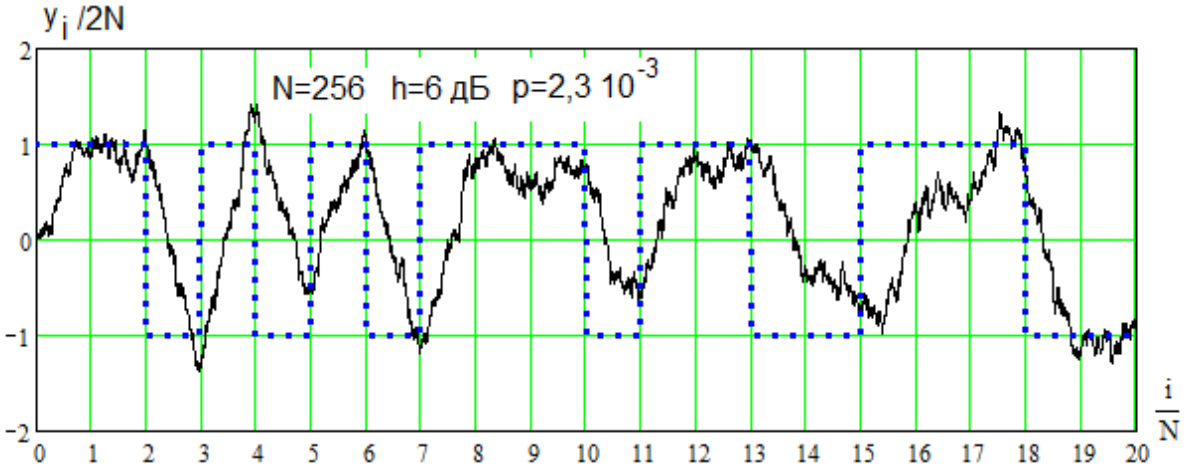



Рис. 2.16. График зависимости отклика демодулятора от номера текущего периода при наличии шумов

Как видно, шумовая помеха приводит к искажению демодулированного сигнала и появлению ошибочных решений (в примере вероятность ошибки $p = 2{,}3 \cdot 10^{-3}$), сигнальная и шумовая компоненты сглажены, что обусловлено фильтрующими свойствами демодулятора. Алгоритм демодуляции обеспечивает эффективное выделение информационного сигнала при

небольшом отношении сигнал/шум *h*. [69-71]

## 2.6. Разработка цифрового алгоритма демодуляции четырехпозиционных ФМн сигналов

На рис. 2.17 приведена структурная схема демодулятора сигнала с четырехкратной ФМн (QPSK) с начальными фазами $\psi = 0$, $\psi = \pi/2$, $\psi = \pi$ и $\psi = 3\pi/2$.

Как видно, алгоритм демодуляции образован двумя базовыми алгоритмами. На каждый *i*-й период сигнала формируются по четыре отсчета $s_1$, $s_2$, $s_3$ и $s_4$, как показано на рис. 2.3. Нечетные отсчеты $s_1$ и $s_3$ поступают в вычитатель ВЫЧ$_0$, а четные – в ВЫЧ$_1$, и затем выполняется быстрое накопление разностей $s_1 - s_3$ и $s_2 - s_4$ за *N* периодов в соответствии с базовым алгоритмом.

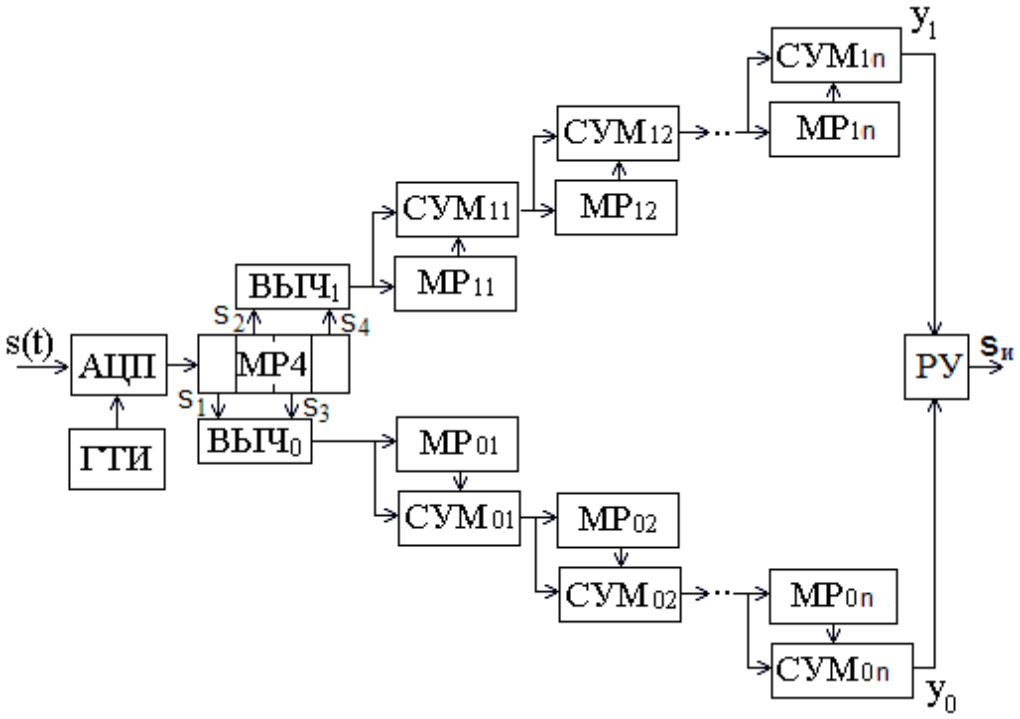



Рис. 2.17. Структурная схема демодулятора сигнала с четырехкратной ФМн (QPSK)

В результате формируются отклики $y_{0i}$ и $y_{1i}$ базовых алгоритмов,

$$y_{0i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{3(i-k)} \right), \tag{2.41}$$

$$y_{1i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{2(i-k)} - s_{4(i-k)} \right), \tag{2.42}$$

один из которых по окончании приема элемента при отсутствии помех равен $\pm 2NS$, а другой равен нулю. Для примера сигнала на рис. 2.3б $y_0 = 0$ и $y_1 = 2NS$. В предлагаемом демодуляторе реализуется два квадратурных канала обработки сигнала $y_0$ и $y_1$, сдвиг по времени между четными и нечетными отсчетами составляет четверть периода высокочастотного сигнала или $90^0$ по фазе.

Полученные в результате моделирования зависимости нормированных откликов $y_0 / 2NS$ (пунктир) и $y_1 / 2NS$ (сплошная линия) от номера текущего информационного символа $k$ показаны на рис. 2.18. Точками показан модулирующий сигнал $x_k$ со значениями 0, 1, 2 и 3, деленными на 3.

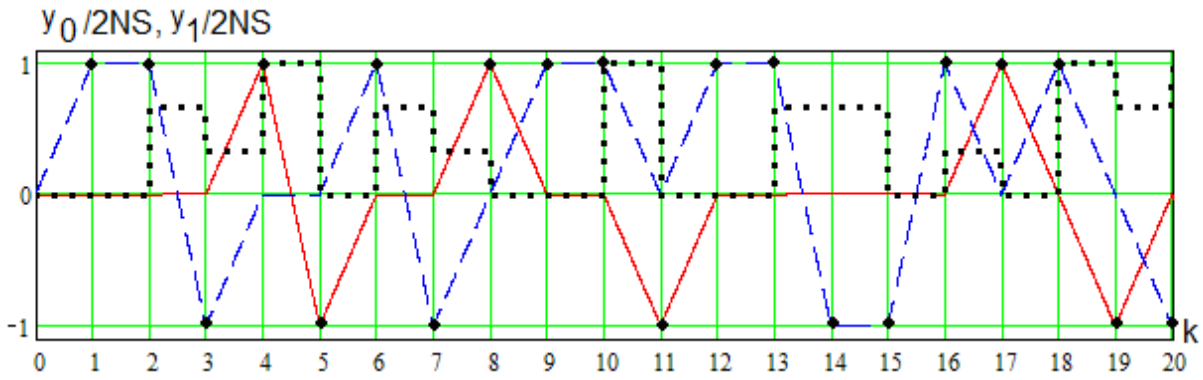



Рис. 2.18. Зависимости нормированных откликов $y_0 / 2N$ (пунктир) и $y_1 / 2N$ (сплошная линия) от номера текущего информационного символа $k$

Модулированный четырехпозиционный ФМн сигнал можно записать в виде

$$s(t) = S \cdot \sin\left[2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2} \cdot x_{]t/NT_0[}\right], \qquad (2.43)$$

где $x_k$ - информационный символ со значениями 0, 1, 2 и 3, $\lfloor t/NT_0 \rfloor$ - целая часть числа, равная номеру *k* информационного символа, начальная фаза ФМн сигнала принимает значения

$$\psi_k = \frac{\pi}{2} x_k . \qquad (2.44)$$

Фазе $\psi = 0$ соответствует значение $y_0 / 2NS = 1$, $\psi = \pi$ соответственно $y_0 / 2NS = -1$, а величина $y_1 / 2NS = 0$, как показано на рис. 2.18 пунктиром. Аналогично при $\psi = \pi/2$ имеем $y_1 / 2NS = 1$, при $\psi = 3\pi/2$ соответственно $y_1 / 2NS = -1$, а $y_0 / 2NS = 0$ (сплошная линия на рис. 2.18). Они показаны на рис. 2.18 точками. Пилообразная форма отклика демодулятора и в этом случае свидетельствует об оптимальности алгоритма обработки сигнала.

Решение о принятом информационном сигнале $s_И$ формируется решающим устройством (РУ) на рис. 2.17 путем сравнения модулей откликов $y_0$ и $y_1$ друг с другом: если $|y_0| > |y_1|$, то принимается решение о значении принятой фазы $\psi = 0$ при $y_0 > 0$ или $\psi = \pi$ при $y_0 < 0$, а если $|y_0| < |y_1|$, то $\psi = \pi/2$ при $y_1 > 0$ или $\psi = 3\pi/2$ при $y_1 < 0$. Предложенный алгоритм принятия решения иллюстрирует диаграмма в координатах $y_0$, $y_1$ на рис. 2.19а. Условию $|y_0| > |y_1|$ соответствует заштрихованная область, а результирующий символ 00 или 11 выбирается по знаку $y_0$.

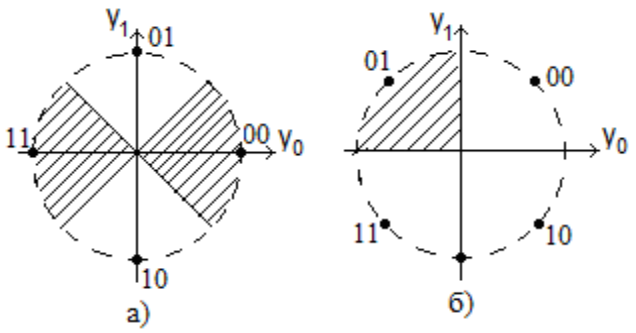



Рис. 2.19. Диаграмма в координатах $y_0$, $y_1$, иллюстрирующая алгоритм принятия решения

Примеры полученных в результате моделирования реализаций откликов $y_0$ и $y_1$ демодулятора при наличии белого шума и $N = 256$ показаны сплошными линиями на рис. 2.20 ($i$ - номер периода, $i/N$ - номер символа). Пунктиром показаны значения $x_k/3$. Точками на рис. 2.20 отмечены значения откликов, по которым принимаются решения о передаваемом символе.

Как видно, сигнальная и шумовая компоненты имеют сглаженный характер, что свидетельствует о хороших фильтрующих свойствах демодулятора.

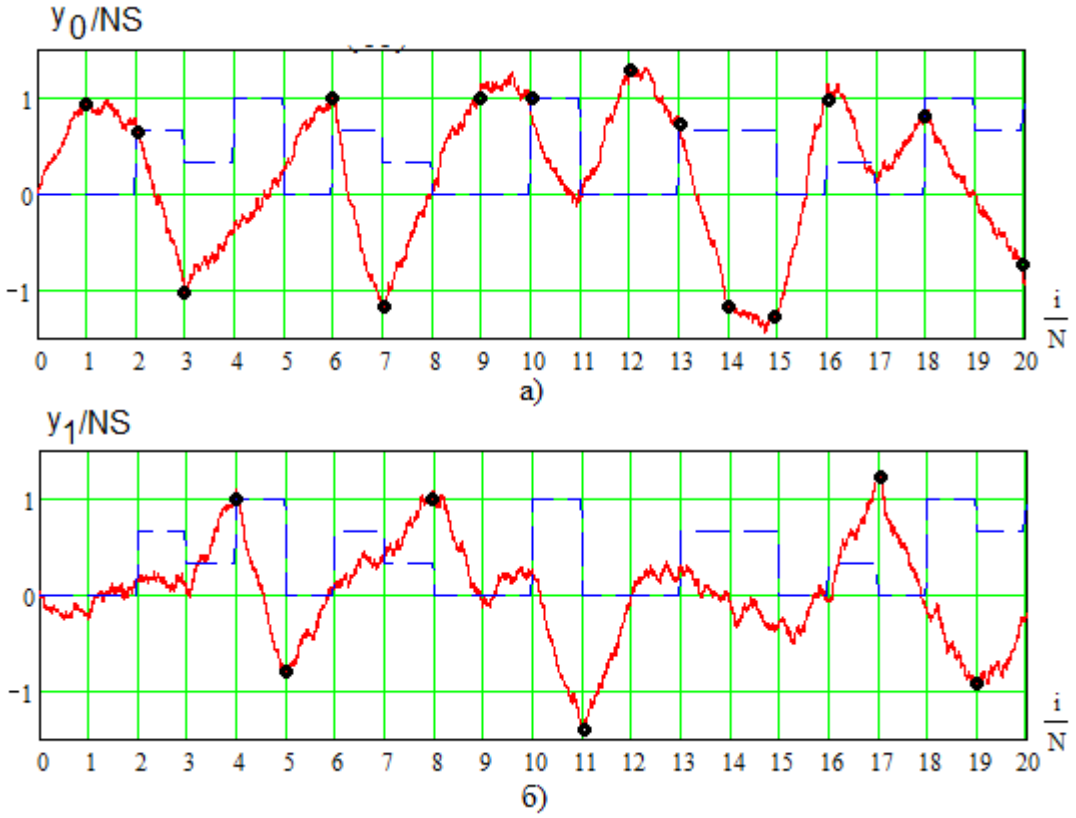



Рис. 2.20. Реализации откликов $y_0$ и $y_1$ демодулятора при наличии белого шума и $N = 256$

Предлагаемый демодулятор (рис. 2.17) применим для приема сигналов с четырехпозиционной ФМн со сдвигом фазы символов на $\pi/4$ (π/4 QPSK). В этом случае решения принимаются по знакам $y_0$ и $y_1$. Например, (рис. 2.19б) при $y_0 < 0$ и $y_1 > 0$ принимается решение о приеме символа 01. Как видно, для сигнала π/4 QPSK алгоритм формирования решения существенно проще, чем для сигнала QPSK. [72-73]

## 2.7. Разработка цифрового алгоритма демодуляции двоичных сигналов с ОФМ

Структурная схема алгоритма когерентной демодуляции сигнала с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ) показана на рис. 2.21. Информационный символ передается за счет разности фаз принимаемого и

предшествующего элементов, равной 0 или $\pi$.

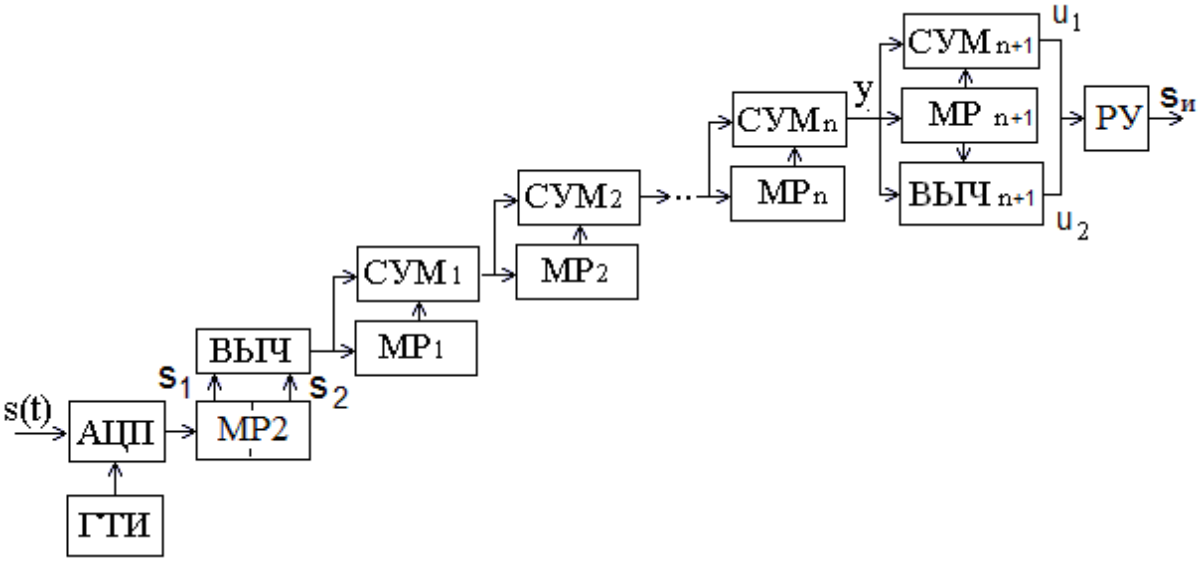



Рис. 2.21. Структурная схема алгоритма когерентной демодуляции сигнала с относительной фазовой манипуляцией

Основой демодулятора является базовый алгоритм когерентной обработки сигнала (рис. 2.5). Значения его отклика $y_i$ для принятого элемента длительностью $N$ периодов складываются в блоке СУМ$_{n+1}$ и вычитаются в блоке ВЫЧ$_{n+1}$ со значением $y_{i-N}$ для предшествующего элемента, записанным в многоразрядном регистре сдвига МР$_{n+1}$ емкостью $N$ отсчетов. В результате

$$u_{1i} = y_{0i} + y_{0(i-N)} = \sum_{k=0}^{2N-1}\left(s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}\right), \tag{2.45}$$

$$u_{2i} = y_{0i} - y_{0(i-N)} = \sum_{k=0}^{N-1}\left(s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}\right) - \sum_{k=N}^{2N-1}\left(s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)}\right). \tag{2.46}$$

Если фазы этих элементов одинаковы, на выходе сумматора СУМ$_{n+1}$ в момент окончания символа накопится величина $u_1 = \pm 4NS$ (знак определяется значением обеих фаз 0 или $\pi$), а на выходе вычитателя ВЫЧ$_{n+1}$ получим $u_2 = 0$. Если соседние элементы противофазны, то $u_1 = 0$ и $u_2 = \pm 4NS$ (фазы

чередуются 0, $\pi$ или $\pi$, 0). Зависимости нормированных значений $u_1$ и $u_2$ от номера символа $k$ при отсутствии помех показаны на рис. 2.22, сплошная линия относится к $u_1$, точечная линия – к $u_2$, пунктиром показаны начальные фазы элементов, а точками отмечены моменты принятия решения.

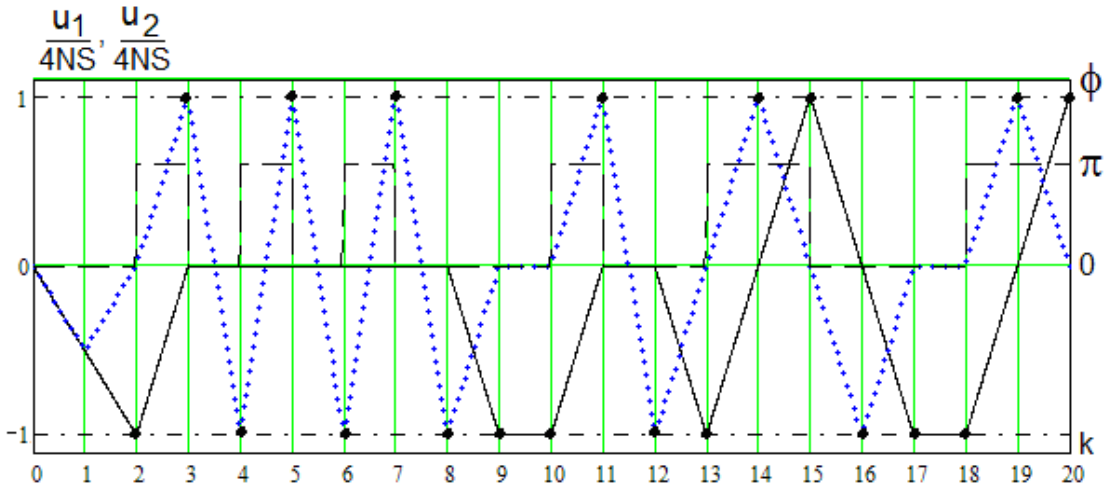



Рис. 2.22. Зависимости нормированных значений $u_1$ и $u_2$ от номера символа $k$ при отсутствии помех

Предлагаемый алгоритм когерентной демодуляции позволяет различать все четыре возможных варианта изменения фазы для двух соседних символов, фактически реализуя их прием «в целом» [1]. В этом случае алгоритм работы решающего устройства (РУ) заключается в следующем: сравниваются модули $u_1$ и $u_2$, и если $|u_1| \geq |u_2|$, то при $u_1 \geq 0$ фазы двух принятых равны $00$, а иначе $\pi\pi$, а если $|u_1| < |u_2|$, то при $u_2 \geq 0$ фазы двух принятых равны $0\pi$, а иначе $\pi 0$.

Сигналы с ОФМ были предложены [16-19] как средство борьбы с обратной работой фазового демодулятора, и в этом случае необходимо определять модули величин $u_1$ и $u_2$ для формирования в РУ решения о наличии или отсутствии изменения фазы соседних элементов: если $|u_2| > |u_1|$, то принимается решение об изменении фазы на $\pi$, а в противном случае – об одинаковых фазах соседних информационных элементов.

На рис. 2.23 показаны полученные в результате статистического имитационного моделирования временные диаграммы $u_1$ и $u_2$, аналогичные приведенным на рис. 2.22, при наличии шумовой помехи. Как видно из этих зависимостей, демодулятор оптимально сглаживает сигнал и фильтрует шумовую помеху, что благоприятно сказывается на помехоустойчивость демодуляции. [73-75]

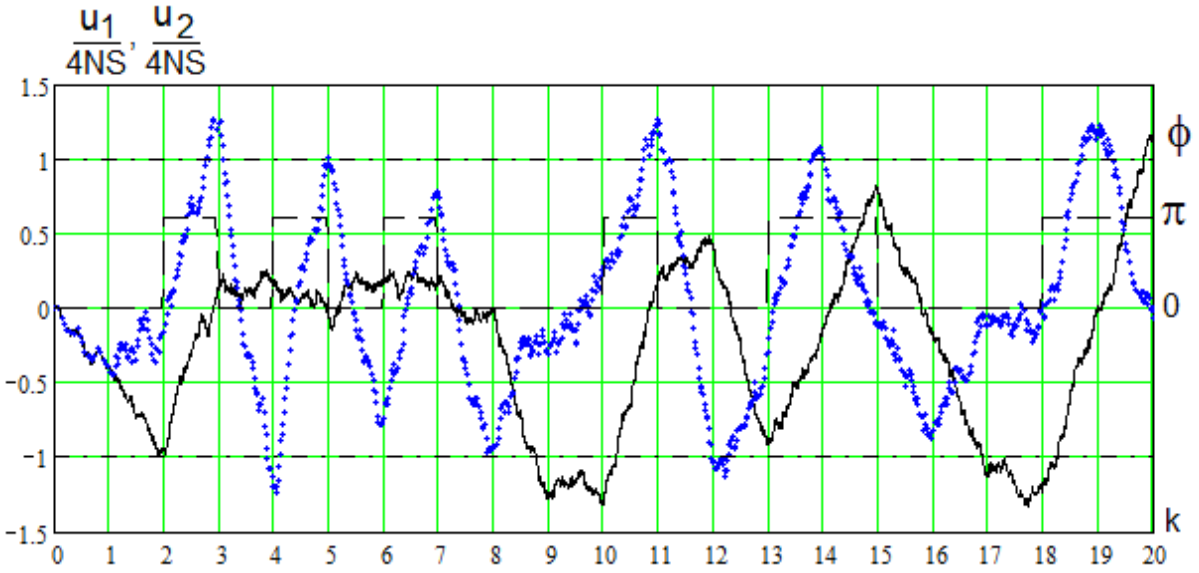



Рис. 2.23. Зависимости нормированных значений $u_1$ и $u_2$ от номера символа $k$ при наличии шумовой помехи

## 2.8. Разработка цифрового алгоритма демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ

Явление «обратной работы» демодулятора ФМ сигналов проявляется и при обработке сигналов с четырехпозиционной ФМ вида QPSK и π/4 QPSK. Для его устранения также применяется относительная (дифференциальная) модуляция, при которой информационные символы передаются за счет смещения фаз $\psi_1$ и $\psi_2$ соседних посылок на величину $\varphi = \psi_1 - \psi_2 = 0$, $\pi/2$, $\pi$ и $3\pi/2$.

Структурная схема быстрого цифрового алгоритма демодуляции

сигнала с четырехпозиционной ОФМ и соответствующего ему устройства показана на рис. 2.24. Она является развитием схемы на рис. 2.17, в которой в решающее устройство РУ поступают результаты обработки текущего символа $y_0$ и $y_1$, а также полученные ранее и записанные в многоразрядных регистрах сдвига $МР_{0(n+1)}$ и $МР_{1(n+1)}$ на $N$ периодов значения $y_{01}$ и $y_{11}$.

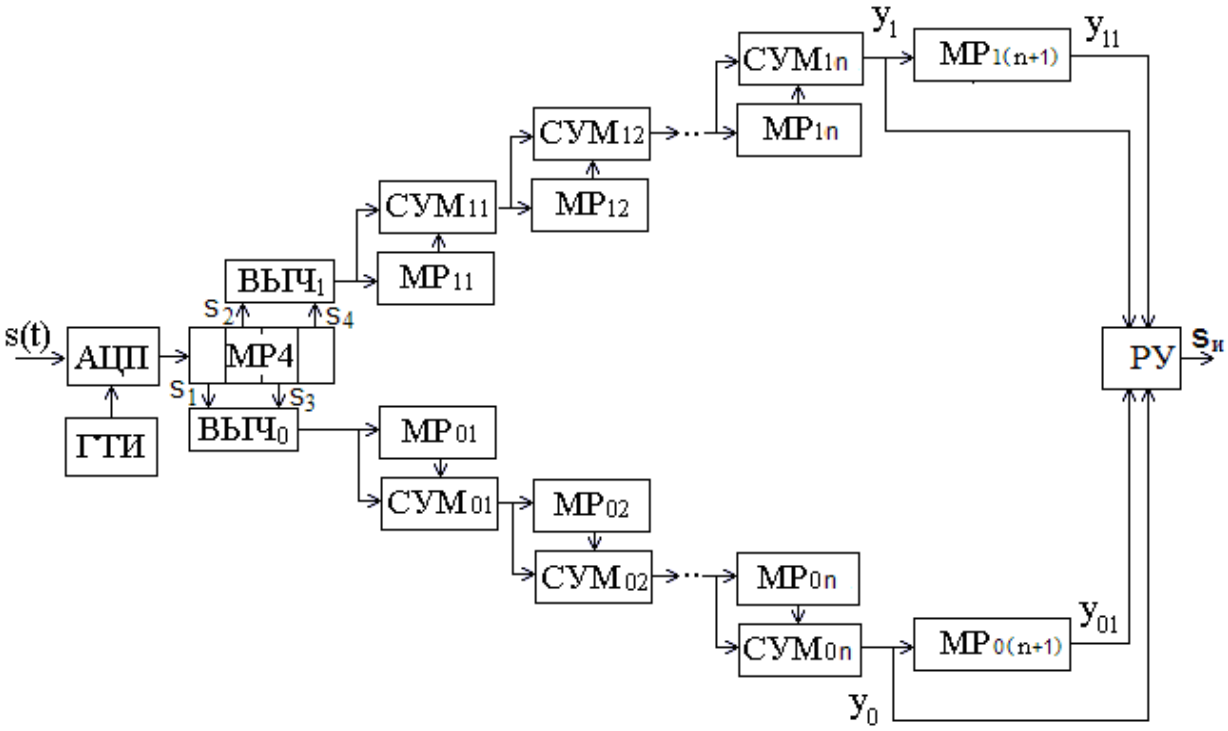



Рис. 2.24. Структурная схема быстрого цифрового алгоритма демодуляции сигнала с четырехпозиционной ОФМ

В результате формируются значения

$$y_{0i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{3(i-k)} \right), \tag{2.47}$$

$$y_{01i} = \sum_{k=N}^{2N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{3(i-k)} \right), \tag{2.48}$$

$$y_{1i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{2(i-k)} - s_{4(i-k)} \right), \tag{2.49}$$

$$y_{11i} = \sum_{k=N}^{2N-1} \left( s_{2(i-k)} - s_{4(i-k)} \right), \tag{2.50}$$

Решения принимаются по результатам совместной обработки этих четырех откликов по максимальному значению модулей их линейных комбинаций. Возможные варианты значений сдвигов фаз представлены в табл. 2.2. Временные диаграммы откликов подобны показанным на рис. 2.18 и рис. 2.20.

Таблица 2.2. Варианты значений сдвигов фаз

| $\psi_2$ / $\psi_1$ | 0 | $\pi/2$ | $\pi$ | $3\pi/2$ |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | $3\pi/2$ | $\pi$ | $\pi/2$ |
| $\pi/2$ | $\pi/2$ | 0 | $3\pi/2$ | $\pi$ |
| $\pi$ | $\pi$ | $\pi/2$ | 0 | $3\pi/2$ |
| $3\pi/2$ | $3\pi/2$ | $\pi$ | $\pi/2$ | 0 |

В РУ проверяются все 16 вариантов (в них по 4 эквивалентных решения) и выбирается один из них с максимальной комбинацией откликов.

Алгоритм работы решающего устройства может быть основан на решениях, принимаемых отдельно для текущего и предшествующего информационных элементов (как в демодуляторе четырехпозиционных ФМ сигналов): сравниваются модули $y_0$ и $y_1$, и если $|y_0| \geq |y_1|$, то при $y_0 \geq 0$ фаза принятого элемента равна 0, а иначе $\pi$. Если же $|y_0| < |y_1|$, то при $y_1 \geq 0$ фаза принятого символа равна $\pi/2$, а иначе $3\pi.2$.

Аналогичные решения принимаются по предшествующему символу на основе модулей $y_{01}$ и $y_{11}$, а затем определяются сдвиги фаз согласно табл. 2.2.

Временные диаграммы откликов квадратурных каналов, по которым принимаются решения, показаны на рис. 2.18 и рис. 2.20.

Недостатком предложенного алгоритма формирования поэлементных

решений является появление сдвоенных ошибок. [74-76]

## 2.9. Разработка цифрового алгоритма когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ

При цифровой многопозиционной АМ двоичная комбинация длиной $m$ бит отображается одним из $M = 2^m$ значений амплитуды несущего колебания, которые могут быть положительными и отрицательными (в этом случае фактически меняется на противоположную фаза несущей, то есть имеет место фазовая манипуляция). На практике амплитуды выбираются равными [2]

$$S_k = (2k - 1 - M)A, \quad k = \overline{1, M}, \tag{2.51}$$

где $M$ - число позиций, $2A$ - интервал между соседними значениями амплитуды, $k$ - номер позиции сигнала. Полученные значения амплитуд отмечены точками на действительной оси (рис. 2.25а). Двоичный вариант такого АМ сигнала показан на рис. 2.25б и представляет собой двоичный ФМ сигнал.

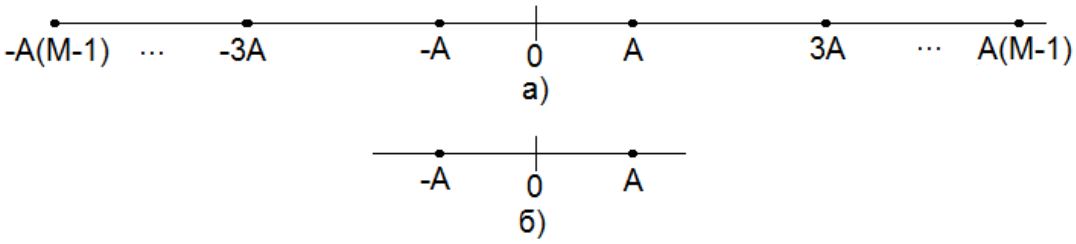



Рис. 2.25. Значения амплитуд многопозиционной АМ

Алгоритм когерентной демодуляции многопозиционного АМ сигнала реализуется с помощью базового алгоритма (рис. 2.5), его структурная схема показана на рис. 2.26. Вычислительная процедура предельно проста и удобна в реализации на базе сигнальных процессоров и, особенно, на ПЛИС.

Тактовый генератор синхронен с входным сигналом $s(t)$ и формирует по два отсчета на период так, что они приходятся на максимум и минимум $s(t)$, как показано на рис. 2.27.

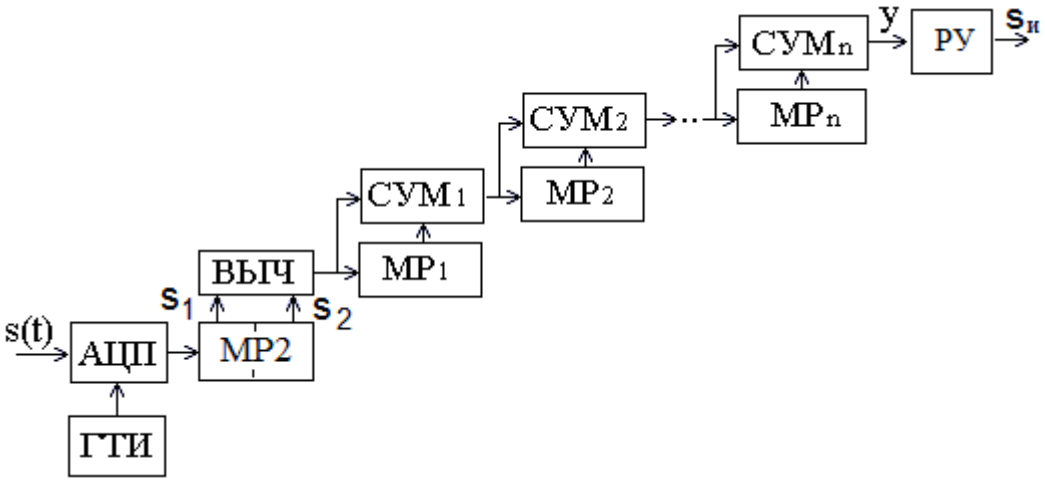



Рис. 2.26. Структурная схема алгоритма когерентной демодуляции многопозиционного АМ сигнала

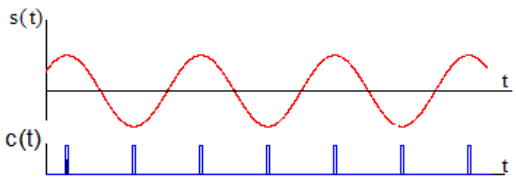



Рис. 2.27. Формирование отсчетов по сигналам тактового генератора

Отклик базового алгоритма $y$ (2.38) будет пропорционален амплитуде входного сигнала вида

$$s(t) = S_k \cos(2\pi f_0 t) \tag{2.52}$$

на интервале длительности символа с номером позиции $k$ и равен

$$y = 2NS_k\,. \tag{2.53}$$

На рис. 2.28 показаны примеры временных диаграмм изменения амплитуды (рис. 2.28а) и результирующего сигнала с многопозиционной АМ при $f_0 = 10$ МГц, $N = 64$ и числе позиций $M = 8$.

Для последующего сравнения с алгоритмом демодуляции бинарной АМ средняя амплитуда сигнала выбрана равной 1.

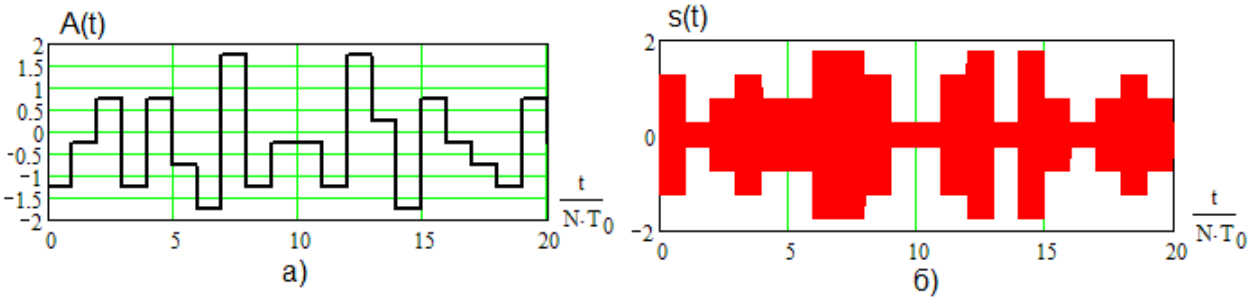



Рис. 2.28. Временные диаграмм изменения амплитуды и результирующего сигнала с многопозиционной АМ

На рис. 2.29 сплошной линией показана полученная в результате статистического имитационного моделирования зависимость отклика демодулятора $y(t)$ от времени (в нормированных координатах $t/NT_0$) на входной сигнал вида рис 2.28 при отсутствии шума. Там же точечной линией показана зависимость $2NS(t)$. Решения о принятом символе принимаются в моменты его окончания, кратные $NT_0$.

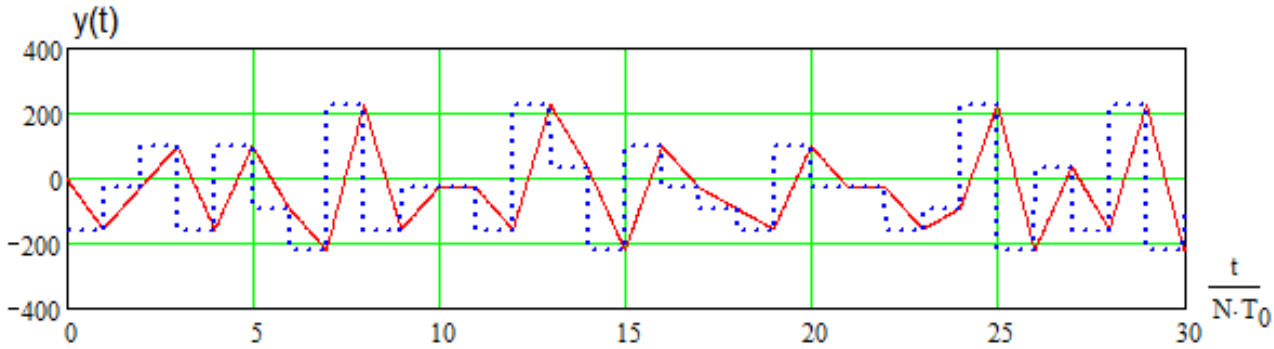



Рис. 2.29. График зависимости отклика демодулятора $y(t)$ от времени (в нормированных координатах $t/NT_0$) на входной сигнал

На рис. 2.30 показаны результаты моделирования при наличии шума, на рис. 30а – временные диаграммы отклика, аналогичные показанным на рис. 2.29, а на рис. 2.30б – зависимости разности откликов при наличии ($y_k$) и отсутствии ($y0_k$) шума в моменты окончания принимаемых символов от их номера $k$. Там же показаны границы $\pm d$ изменения разностей $y_k - y0_k$, при выходе за которые возникает ошибочное решение о принимаемом символе.

Сигналы с многопозиционной АМ обладают большей чувствительностью к шумам, чем двоичные ФМ сигналы, но позволяют повысить скорость передачи данных или уменьшить ширину спектра. [79, 80]

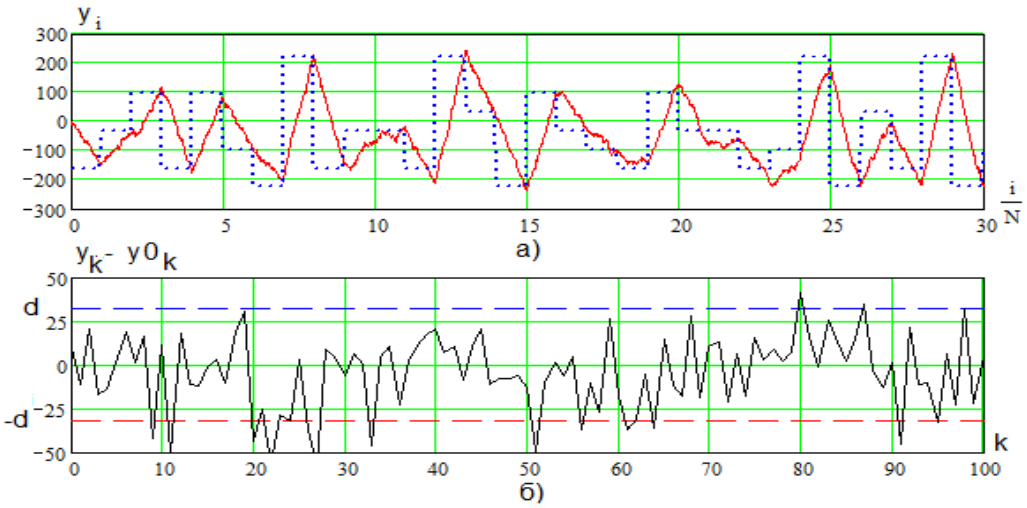



Рис. 2.30. Временные диаграммы отклика (а) и зависимости разности откликов при наличии и отсутствии шума

## 2.10. Разработка цифрового алгоритма демодуляции сигналов с КАМ

Сигналы с многопозиционной квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) обеспечивают высокую скорость передачи данных, но требуют значительного рабочего отношения сигнал/шум и синхронизации с точностью до фазы опорного (тактового) генератора демодулятора с принимаемым сигналом. Структурная схема алгоритма демодуляции сигналов с КАМ приведена на рис. 2.31. Она совпадает со схемой алгоритма демодуляции

сигнала с четырехпозиционной ФМ на рис. 2.17, который является частным случаем сигнала с КАМ, у которого в каждом квадратурном канале имеются два варианта амплитуды, равные $\pm S$. Отличие состоит в работе решающего устройства, которое формирует оценки амплитуд синфазной $A(t)$ и квадратурной $B(t)$ составляющих в (1.2).

Входной сигнал с КАМ $s(t)$ поступает в АЦП и по тактовым импульсам ГТИ на каждом периоде $T_0$ формируются по 4 отсчета в соответствии с диаграммой на рис. 2.3а.

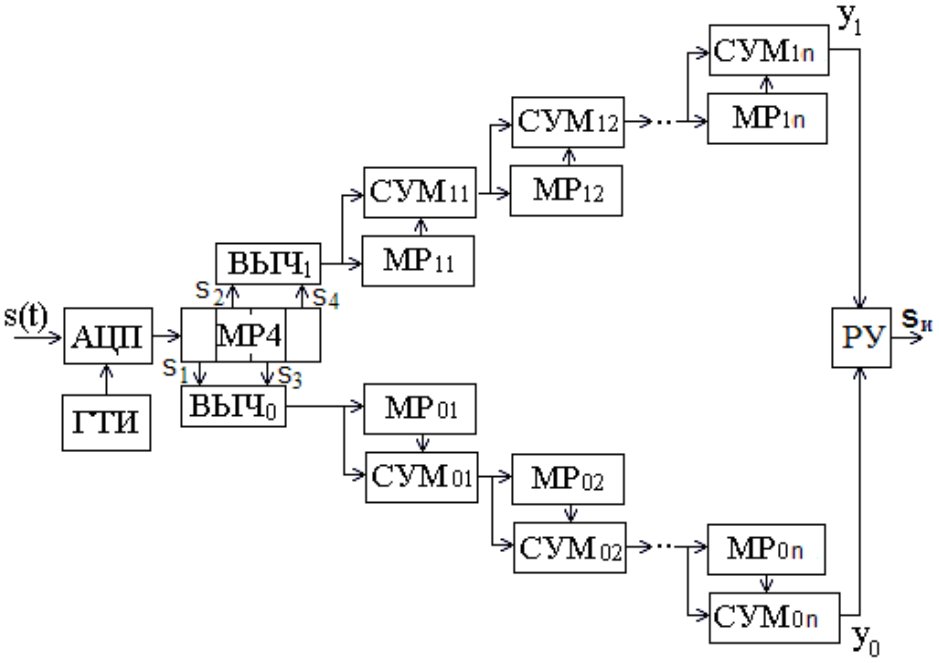



Рис. 2.31. Структурная схема алгоритма демодуляции сигналов с КАМ

Алгоритм демодуляции образует два квадратурных канала, в которых обрабатываются четные и нечетные отсчеты (рис. 2.3а) на протяжении $N$ периодов, в результате чего формируются два соответствующих отклика

$$y_{0i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{3(i-k)} \right), \tag{2.54}$$

$$y_{1i} = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{2(i-k)} - s_{4(i-k)} \right). \tag{2.55}$$

После приема информационного элемента длительностью $N$ периодов значения откликов квадратурных каналов соответственно равны амплитудам синфазной ($A$) и квадратурной ($B$) составляющих в (1.2). Пример реализаций сигнала с КАМ показан на рис. 1.4.

Проведено статистическое имитационное моделирование алгоритма демодуляции сигнала с шестнадцатипозиционной КАМ. Использованы два независимых двухбитовых (четырехпозиционных) кода для модулирующих сигналов синфазного и квадратурного каналов (их временные диаграммы показаны на рис. 2.32а) со значениями -3, -1, 1 и 3, расстояние по амплитуде равно 2. Несущая частота $f_0 = 10$ МГц, $N = 64$, длительность символа

$$\tau = NT \tag{2.56}$$

равна 6,4 мкс.

На рис. 2.32б приведена временная диаграмма сигнала с КАМ, а на рис. 2.32в - его спектр при отсутствии фильтрации в тракте ПЧ.

На рис. 2.33 приведены зависимости нормированных откликов $y_{0i}$ и $y_{1i}$ алгоритма демодуляции от номера $i$ текущего периода несущей сигнала при отсутствии шума. Пунктиром показаны модулирующие сигналы $A(t)$ и $B(t)$.

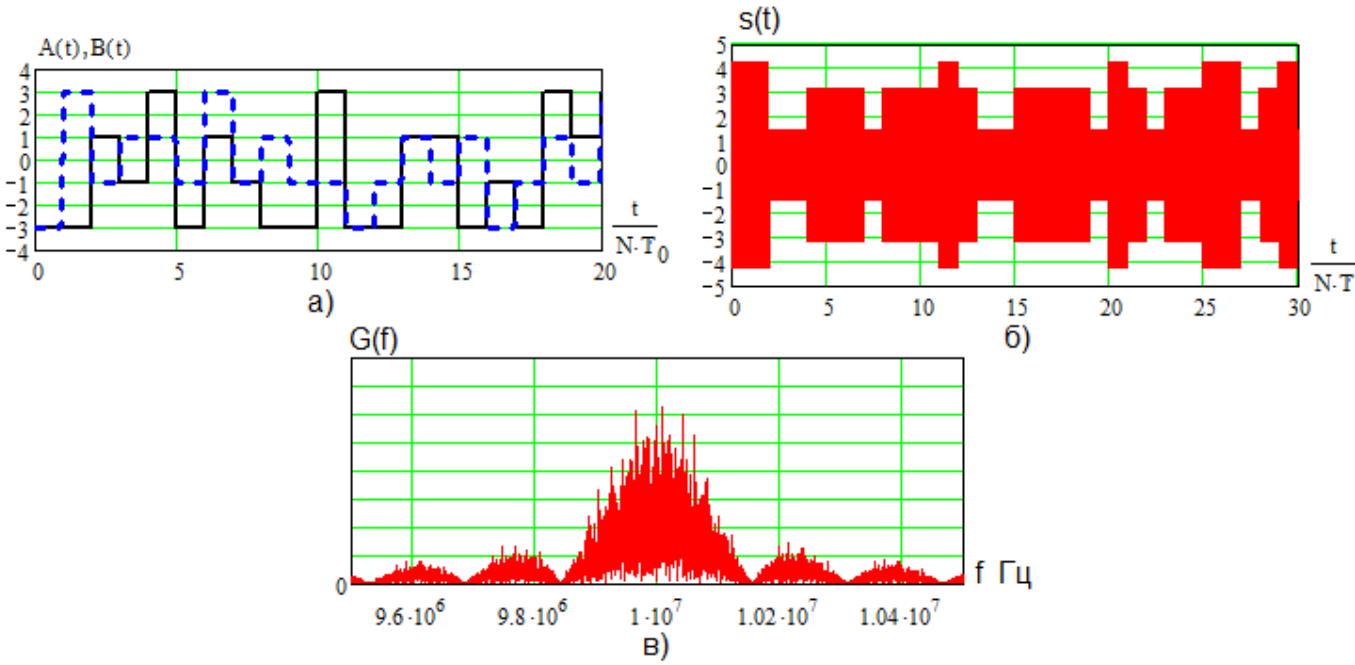



Рис. 2.32. Временные диаграммы модулирующих сигналов (а), временная диаграмма сигнала с КАМ (б) и его спектр при отсутствии фильтрации в тракте ПЧ (в)

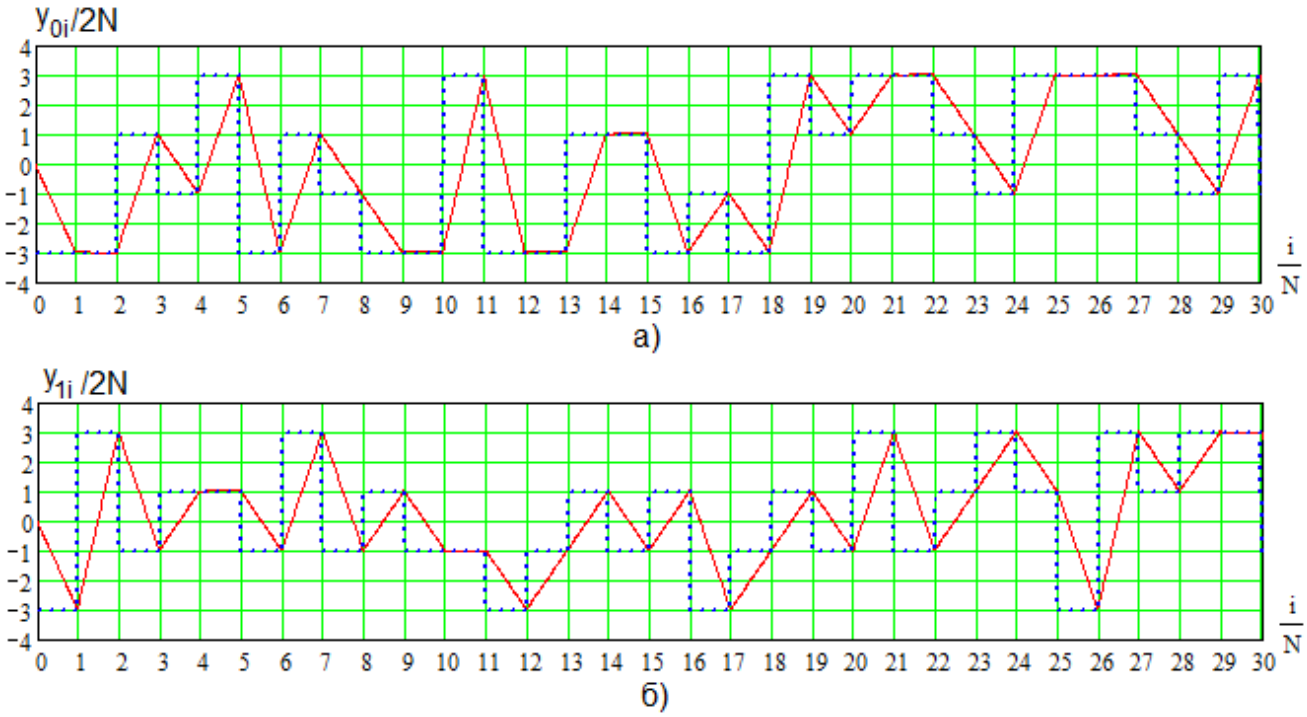



Рис. 2.33. Графики зависимостей нормированных откликов $y_{0i}$ и $y_{1i}$ от номера $i$ текущего периода несущей сигнала при отсутствии шума

Значения $y_0$ и $y_1$ полностью совпадают с модулирующим сигналом в моменты окончания текущих символов. На рис. 2.34 показаны аналогичные рис. 2.33 зависимости при наличии шумовой помехи с высоким отношением сигнал/шум $h = 30$ дБ, а на рис. 2.35 – при $h = 20$ дБ. Как видно, влияние шумов проявляется значительно сильнее, чем для ФМ сигналов. Это наглядно проявляется на «созвездиях» (рис. 1.3), показанных на рис. 2.36 при отсутствии шума (рис. 2.36а) и при отношениях сигнал/шум $h = 30$ дБ (рис. 2.36б) и $h = 20$ дБ (рис. 2.36в).

Как уже отмечалось, достоинством сигналов с КАМ является высокая скорость передачи данных в сравнительно узкой полосе частот, а платой за это оказывается низкая помехоустойчивость. Для ослабления влияния помех используется кодирование передаваемых данных [2, 3, 94].

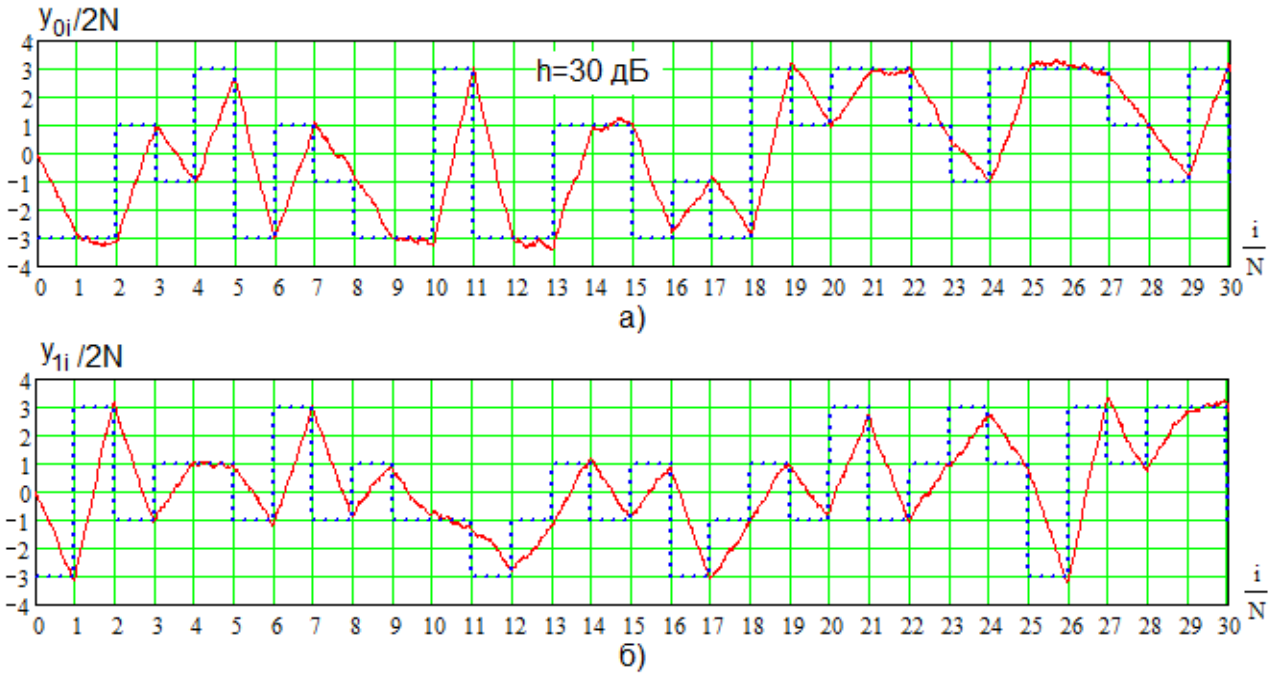



Рис. 2.34. Графики зависимостей нормированных откликов $y_{0i}$ и $y_{1i}$ от номера $i$ текущего периода при отношении сигнал/шум $h = 30$ дБ

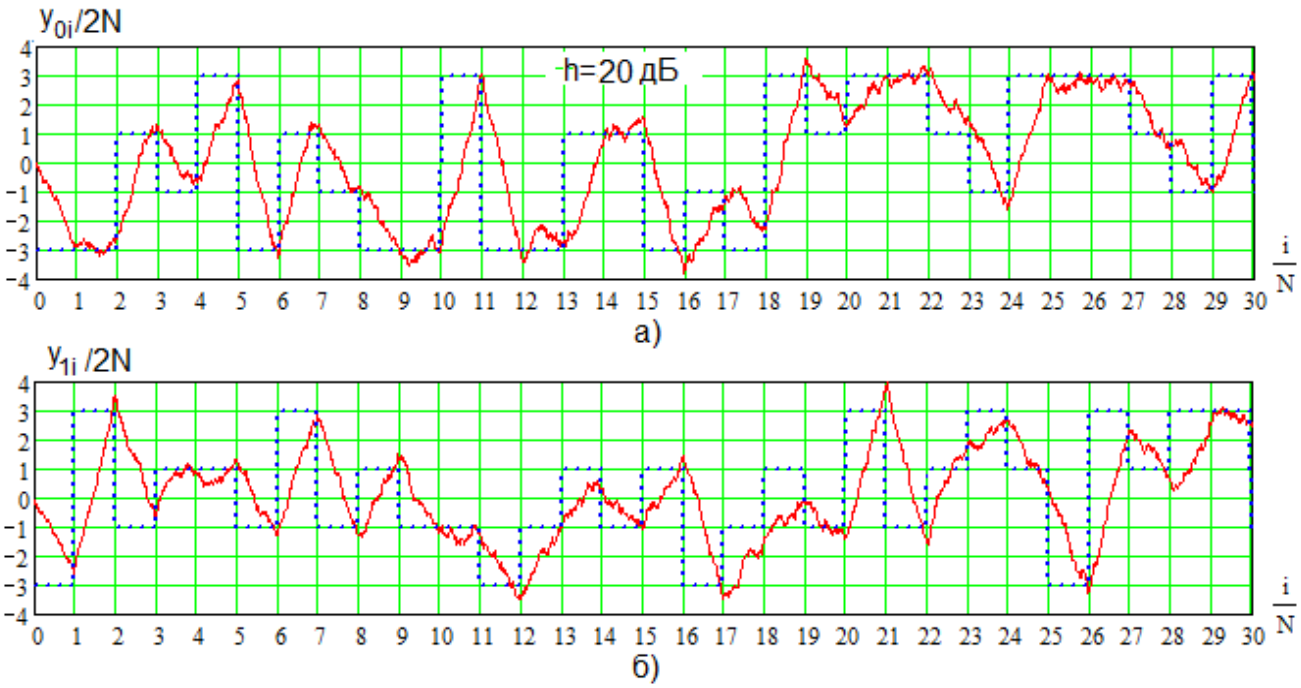



Рис. 2.35. Графики зависимостей нормированных откликов $y_{0i}$ и $y_{1i}$ от номера $i$ текущего периода при отношении сигнал/шум $h = 20$ дБ

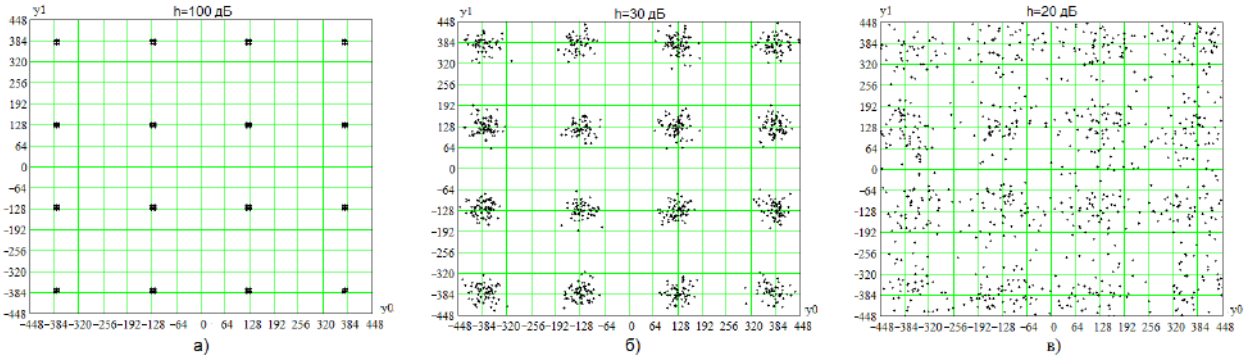



Рис. 2.36. «Созвездия» сигнала при различных отношениях сигнал/шум

## 2.11. Реализация быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с фазовой манипуляцией

Базовый алгоритм когерентной обработки сигналов позволяет реализовать алгоритмы демодуляции различных сигналов с ФМ, АМ и КАМ. Он является универсальной алгоритмической основой для программной и аппаратной реализации демодуляторов.

В качестве аппаратной основы можно использовать:

- заказные специализированные цифровые сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), спроектированные под конкретный алгоритм демодуляции;

- процессор цифровой обработки сигналов (цифровой сигнальный процессор - Digital Signal Processor - DSP) [77, 82] - микропроцессор, обеспечивающий поточный характер обработки данных в реальном времени, например, процессоры серий TMS320;

- программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС), например, фирм Xilinx и Altera [57-62].

Заказные СБИС цифровой обработки сигналов имеют высокую стоимость и их применение целесообразно при высокой серийности их применения.

При использовании сигнальных процессоров алгоритм обработки реализуется программно в виде последовательности операций, что требует высокой скорости их выполнения. Процессоры TMS320C54xx имеют быстродействие до 200 MIPS (миллионов инструкций в секунду) при невысокой стоимости. Серия TMS320C6000 имеет высокое быстродействие как с фиксированной, так и с плавающей точкой. Примером могут служить процессоры TMS320C62x с фиксированной точкой и быстродействием 1600 MIPS и TMS320C67x с плавающей точкой и производительностью от 1000 MIPS. Разрядность обрабатываемых данных 32-48 бит, имеется возможность параллельной организации вычислений, однако они имеют высокую стоимость. Несмотря на высокую производительность сигнальных процессоров, программная реализация алгоритма обработки существенно ограничивает возможности процедур когерентной демодуляции в реальном времени на высоких частотах.

Широкие возможности обеспечивает аппаратная реализация предлагаемых быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов на современных ПЛИС [57-62], например, фирмы Xilinx.

Квантование входного сигнала осуществляется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) [21]. Современные АЦП обеспечивают

формирование цифровых n-разрядных отсчетов с высокой частотой дискретизации $f_Д$, их примеры приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3. Характеристики АЦП

| Тип АЦП | Разрядность | Предельная частота дискретизации $f_Д$, МГц | Потребляемая мощность, мВт |
|---|---|---|---|
| AT84AD001B | 8 | 1000 | 1400 |
| MAX1121 | 8 | 250 | 480 |
| ADS5500 | 14 | 125 | 750 |

Частота дискретизации АЦП $f_Д$ должна быть равна $2f_0$ или $4f_0$, где $f_0$ - несущая частота сигнала, таким образом, указанные в табл. 2.3 АЦП обеспечивают уверенную обработку ФМ сигнала с несущей частотой до нескольких десятков мегагерц. Для преобразования цифрового результата обработки сигнала в аналоговую форму (если это необходимо) можно использовать цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), например, четырнадцатиразрядный ЦАП MB86064 с частотой преобразования до 1 ГГц.

Современные ПЛИС представляют собой массив конфигурируемых логических блоков (КЛБ) с возможностями изменения их внутренней структуры и установления связей между ними за счет развитых трассировочных ресурсов. Массив КЛБ окружен блоками ввода/вывода, через которые осуществляется связь ПЛИС с окружающими ее цифровыми устройствами. Кроме того, в ПЛИС входят блоки выделенной памяти, например, объемом 4 Кбит, которые можно конфигурировать в двухпортовое оперативное запоминающее устройство, и ряд других блоков (аппаратных умножителей, блоков формирования внутренних тактовых импульсов, процессорных блоков, интерфейсных узлов).

Программирование ПЛИС осуществляется с помощью системы

автоматизированного проектирования (САПР), например, Integrated Software Environment (ISE) или WebPACK ISE [60-62], в которых проектируемое устройство описывается в виде схемы соединения элементов или с помощью специального языка высокого уровня (например, VHDL [60, 62]). Имеется библиотека электронных блоков для выполнения логических и арифметических операций. Система позволяет моделировать работу спроектированного устройства. Результатом работы САПР является конфигурационный двоичный код, который записывается в память ПЛИС и обеспечивает требуемые внутренние соединения ее элементов.

В состав библиотеки компонентов схемотехнического редактора ECS [60, 62] входят блоки (макросы), необходимые для реализации на ПЛИС фирмы Xilinx предлагаемых быстрых цифровых алгоритмов. Могут быть построены разнообразные многовходовые логические элементы, триггеры, регистры внутри ПЛИС и в блоках ввода/вывода, счетчики, компараторы, арифметические устройства.

Блок выделенной памяти объемом 4 Кбит (их число на кристалле ПЛИС от 8 до нескольких сотен) может быть конфигурирован как ОЗУ объемом 256 шестнадцатиразрядных слов с записью по шине D тактовым импульсом C по разрешающему сигналу W и управлением выходом Q по сигналу E. В современных ПЛИС емкость выделенного блока памяти увеличена до 18 Кбит.

С помощью типовых модулей (макросов) можно реализовать основной узел базового алгоритма (рис. 2.37а) в виде схемы рис. 2.37б (DI и DO – шестнадцатиразрядные шины входных и выходных данных, U – шина управления).

Для обеспечения выполнения арифметических операций с положительными и отрицательными отсчетами сигнала необходимо представлять их в дополнительном коде.

Временные задержки сигналов «контакт–контакт» современных ПЛИС лежат в пределах 3-6 нс, тактовые частоты достигают 200-320 МГц и выше. Таким образом, предлагаемые быстрые цифровые алгоритмы могут быть

реализованы на ПЛИС для демодуляции радиосигналов с частотой до 50 -100 МГц в реальном времени.

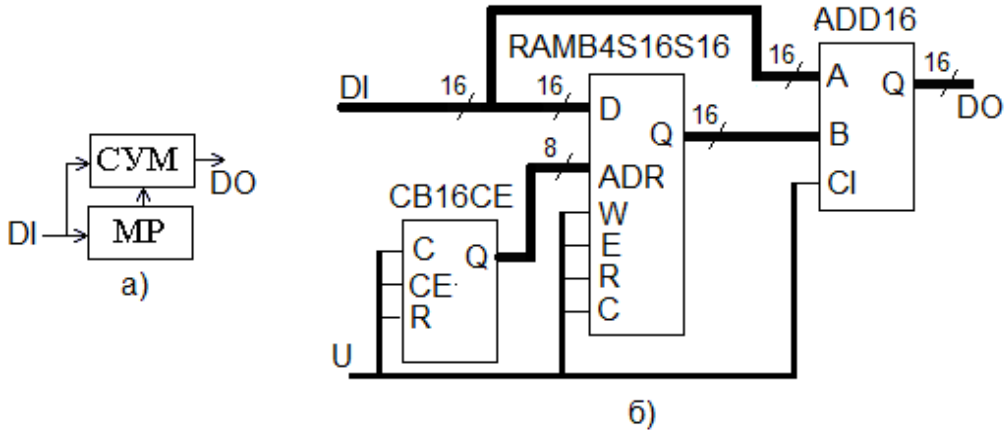



Рис. 2.37. Пример реализации основного узла базового алгоритма в виде схемы

2.12. Выводы по главе 2

1. Предложено использовать базовый быстрый цифровой алгоритм обработки узкополосных сигналов для когерентной демодуляции ФМ сигналов.

2. Предложена процедура квантования для когерентной демодуляции двоичных и многопозиционных сигналов с фазовой, амплитудной и квадратурной амплитудной модуляцией.

3. Исследованы частотные характеристики базового алгоритма, показано, что он обладает хорошими частотно-селективными свойствами.

4. Определены статистические свойства сигнальной и шумовой компонент на выходе базового алгоритма.

5. Разработаны алгоритмы и соответствующее устройства когерентной цифровой демодуляции сигналов с двоичной ФМ и ОФМ.

6. Предложены алгоритмы и соответствующие устройство когерентной цифровой демодуляции четырехпозиционных сигналов с ФМ и ОФМ.

7. Разработан алгоритм когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ.

8. Предложен цифровой алгоритм и соответствующие ему устройство демодуляции сигналов с КАМ.

9. Результаты моделирования свидетельствуют о высокой эффективности рассмотренных алгоритмов с точки зрения формы отклика демодулятора, поступающего в решающее устройство.

10. Рассмотрены возможности программной и аппаратной реализации предложенных быстрых цифровых алгоритмов демодуляции сигналов. Показано, что наилучшие результаты будут получены при аппаратной реализации на базе современных ПЛИС.

# 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОГЕРЕНТНЫХ ДЕМОДУЛЯТОРОВ

## 3.1. Исследование помехоустойчивости демодулятора двоичных ФМ сигналов

Согласно (2.23), (2.24) отклик демодулятора (2.38)

$$y_i = \sum_{k=0}^{N-1} \left( s_{1(i-k)} - s_{2(i-k)} \right), \tag{3.1}$$

имеет нормальную плотность вероятностей

$$w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[ -\frac{(y - y_{CP})^2}{2\sigma^2} \right] \tag{3.2}$$

со средними значениями $y_{CP} = 2NS$ при $\psi = 0$ или $y_{CP} = -2NS$ при $\psi = \pi$ и одинаковыми дисперсиями $\sigma^2 = 2N\sigma_{Ш}^2$. Соответствующие графики показаны на рис. 3.1, зачерненные области в окрестности $y = 0$ соответствуют ошибочным решениям о принятом символе.

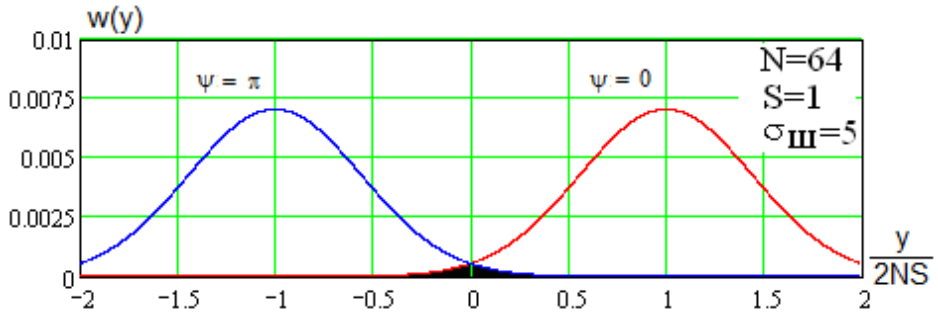



Рис. 3.1. Графики плотности вероятностей откликов при $\psi = 0$ и $\psi = \pi$

Решение о принятом символе в решающем устройстве (рис. 2.14) принимается при сравнении величины $y$ с нулем, тогда вероятность ошибки

равна

$$p_{ОШ} = 1 - \int_{-\infty}^{0} w(z)dz = 1 - \int_{-\infty}^{0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[ -\frac{(z+2NS)^2}{2\sigma^2} \right] dz . \qquad (3.3)$$

Проводя замену переменной

$$t = \frac{y + 2NS}{\sigma} , \qquad (3.4)$$

получим

$$p_{ОШ} = 1 - \int_{-\infty}^{\frac{2NS}{\sigma}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[ -\frac{t^2}{2} \right] dt . \qquad (3.5)$$

Интеграл в правой части (3.5) называют [83] функцией (интегралом) Лапласа

$$F(h) = \int_{-\infty}^{h} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left[ -\frac{t^2}{2} \right] dt , \qquad (3.6)$$

тогда получим

$$p_{ОШ} = 1 - F\left( \frac{2NS}{\sigma} \right). \qquad (3.7)$$

Отношение сигнал/шум [1] согласно (2.33) равно

$$h = \sqrt{N} \frac{S}{\sigma_{Ш}} = \sqrt{2} \frac{NS}{\sigma} , \qquad (3.8)$$

тогда для вероятности ошибки можно записать известное классическое [1] выражение

$$p_{ОШ} = 1 - F(\sqrt{2}h) . \qquad (3.9)$$

На рис. 3.2. показана зависимость $p_{ОШ}$ от отношения сигнал/шум $h$ в дБ.

Предложенный (рис. 2.14) алгоритм демодуляции сигналов с двоичной

ФМ обладает потенциальной помехоустойчивостью в белом шуме и, следовательно, является **оптимальным**. [70]

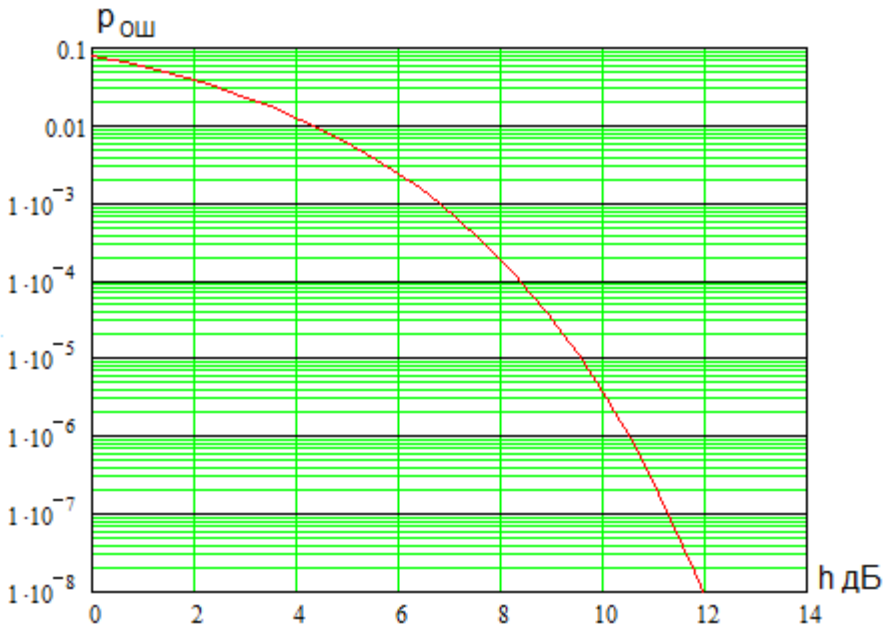



Рис. 3.2. Зависимость $p_{ОШ}$ от отношений сигнал/шум $h$

## 3.2. Анализ помехоустойчивости демодулятора четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов

Структура демодулятора сигналов с четырехкратной фазовой манипуляцией представлена на рис. 2.17. В результате обработки входного сигнала формируется два значения откликов $y_0$ (2.41) и $y_1$ (2.42), по которым выносится решение о принятом символе. В синхронном режиме в одном из каналов присутствует сигнальная компонента со средним значением $2NS$ или $-2NS$ и шумовая с дисперсией $\sigma^2 = 2N\sigma_{Ш}^2$, а в другом – наблюдается только шум с той же дисперсией. Плотность вероятностей откликов $w_0(y)$ или $w_1(y)$ для $y_0$ или $y_1$ при наличии сигнала равна (3.2), а при его отсутствии

$$w_{Ш}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right], \qquad (3.10)$$

их графики показаны на рис. 3.3.

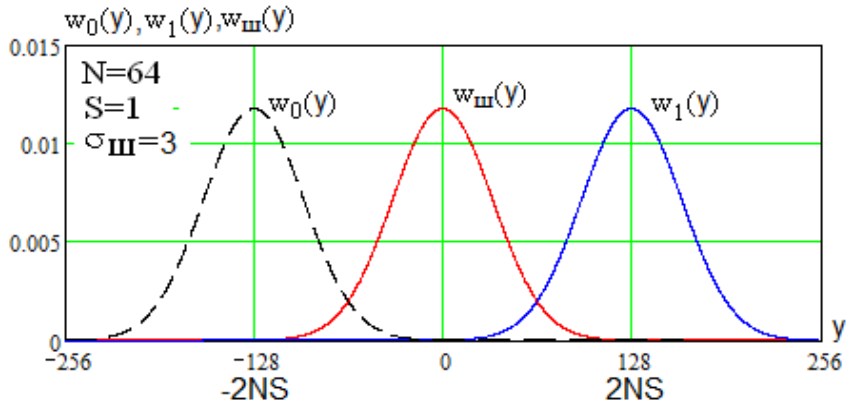



Рис. 3.3. Плотностей вероятностей $w_0(y)$, $w_1(y)$ и $w_{Ш}(y)$

Сигналы с четырехпозиционной ФМ представляют собой неэквидистантную биортогональную систему [1], в которой ошибки имеют различные вероятности. Согласно графикам на рис. 3.3, вероятности ошибок при различении каналов с сигналом и шумом значительно больше вероятностей ошибок между сигнальными каналами.

В соответствии с описанным в главе 2 алгоритмом, решение о принятом информационном символе выносится в соответствии с правилом: при $|y_0| > |y_1|$ принимается решение $\psi = 0$ при $y_0 > 0$ или $\psi = \pi$ при $y_0 < 0$, а при $|y_0| < |y_1|$ соответственно $\psi = \pi/2$ при $y_1 > 0$ или $\psi = 3\pi/2$ при $y_1 < 0$.

Если $|y_0| > |y_1|$, то плотность вероятностей равна (3.2) и показана на графике рис. 3.1 для значений $\psi = 0$ или $\psi = \pi$. Тогда для плотности вероятностей $z = |y|$ в канале с сигналом с учетом того, что обратная функция двухзначна, можно записать [43]

$$w_0(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\left\{\exp\left[-\frac{(z-\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]+\exp\left[-\frac{(-z-\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]\right\},\ z\ge 0,\ a\ge 0\,, \qquad (3.11)$$

или

$$w_0(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\left\{\exp\left[-\frac{(z-\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]+\exp\left[-\frac{(z+\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]\right\},\ z\ge 0,\ a\ge 0\,, \qquad (3.12)$$

где $a=2NS$ и $\sigma=\sqrt{2N}\sigma_{Ш}$. Тот же результат для $w_1(z)$ получим и если $|y_0|<|y_1|$.

В канале с шумом выражение для плотности вероятностей величины $z=|y|$ следует из (3.12) при $a=0$ и имеет вид

$$w_{Ш}(z)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\cdot\frac{1}{\sigma}\cdot\exp\left[-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right],\ z\ge 0\,. \qquad (3.13)$$

Вероятность $q_1$ правильного решения о канале с сигналом равна

$$q_1=\int_0^{\infty}w_0(z)\int_0^{z}w_{Ш}(x)dxdz\,. \qquad (3.14)$$

Подставляя (3.12) и (3.13), получим

$$q_1=\int_0^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\left\{\exp\left[-\frac{(z-\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]+\exp\left[-\frac{(z+\alpha)^2}{2\sigma^2}\right]\right\}\int_0^{z}\sqrt{\frac{2}{\pi}}\cdot\frac{1}{\sigma}\cdot\exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right]dxdz\,. \qquad (3.15)$$

Введем обозначения

$$u=\frac{x}{\sigma},\ v=\frac{z}{\sigma}\ \text{ и }\ g=\frac{a}{\sigma},$$

тогда

$$q_1 = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \exp\left[ -\frac{(v-g)^2}{2} \right] + \exp\left[ -\frac{(v+g)^2}{2} \right] \right\} \int_0^{v} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \exp\left[ -\frac{u^2}{2} \right] du dv, \qquad (3.16)$$

а после преобразований получим

$$q_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{v} \left\{ \exp\left[ -\frac{(v-g)^2 + u^2}{2} \right] + \exp\left[ -\frac{(v+g)^2 + u^2}{2} \right] \right\} du dv \qquad (3.17)$$

или

$$q_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{v} \left\{ \exp\left[ -\frac{(v-g)^2 + u^2}{2} \right] \right\} du dv + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{v} \left\{ \exp\left[ -\frac{(v+g)^2 + u^2}{2} \right] \right\} du dv \qquad (3.18)$$

Проведем в (3.17) замену переменных

$$\xi = \frac{v+u-g}{\sqrt{2}}, \ \eta = \frac{v-u-g}{\sqrt{2}},$$

тогда

$$\xi^2 + \eta^2 = (v-g)^2 + u^2$$

и первый интеграл в (3.18) согласно [1] преобразуется к виду

$$q_1' = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{g}{\sqrt{2}}}^{\infty} \int_{-\frac{g}{\sqrt{2}}}^{\infty} \exp\left( -\frac{\xi^2 + \eta^2}{2} \right) d\xi d\eta = \frac{1}{4} \left[ 1 + \Phi\left( \frac{g}{\sqrt{2}} \right) \right]^2 = \frac{1}{4} \left[ 1 + \Phi(h) \right]^2, \qquad (3.19)$$

где $\Phi(x)$ - функция Крампа, равная

$$\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{x} \exp\left( -\frac{t^2}{2} \right) dt, \qquad (3.20)$$

а $h$ - отношение сигнал/шум (3.8).

Аналогично для второго слагаемого в (3.18) при замене

$$\xi = \frac{v+u+g}{\sqrt{2}}, \ \eta = \frac{v-u+g}{\sqrt{2}},$$

получим

$$q_1'' = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{\frac{g}{\sqrt{2}}}^{\infty} \int\limits_{\frac{g}{\sqrt{2}}}^{\infty} \exp\left(-\frac{\xi^2+\eta^2}{2}\right) d\xi d\eta = \frac{1}{4}\left[1-\Phi\left(\frac{g}{\sqrt{2}}\right)\right]^2 = \frac{1}{4}\left[1-\Phi(h)\right]^2. \qquad (3.21)$$

В результате согласно (3.18) вероятность $q_1$ правильного выбора канала с сигналом равна

$$q_1 = q_1' + q_1'' = \frac{1}{4}\left[1+\Phi(h)\right]^2 + \frac{1}{4}\left[1-\Phi(h)\right]^2 \qquad (3.22)$$

или

$$q_1 = q_1' + q_1'' = \frac{1}{2}\left\{1+\left[\Phi(h)\right]^2\right\}. \qquad (3.23)$$

Величина $q_1''$ много меньше $q_1'$, тогда приближенно получим

$$q_1 \approx q_1' = \frac{1}{4}\left[1+\Phi(h)\right]^2. \qquad (3.24)$$

Аналогичное (3.24) соотношение известно [1] как вероятность правильного приема сигнала с четырехпозиционной фазовой манипуляцией при согласованной фильтрации, что подтверждает **оптимальность** предложенного алгоритма демодуляции.

Выделив канал с сигналом, можно принимать решение о принятом символе по знаку отклика, тогда вероятность правильного решения согласно (3.9) равна

$$q_2 = F(\sqrt{2}h). \qquad (3.25)$$

С учетом (3.24) получим выражение для вероятности правильного решения $q$ в виде

$$q = q_1 q_2 = \frac{1}{2}\left\{1 + [\Phi(h)]^2\right\} F(\sqrt{2}h)\,, \tag{3.26}$$

тогда вероятность ошибки $p_{ОШ\,ФМ4}$ равна

$$p_{ОШ\,ФМ4} = 1 - \frac{1}{2}\left\{1 + [\Phi(h)]^2\right\} F(\sqrt{2}h)\,. \tag{3.27}$$

График зависимости вероятности $p_{ОШ\,ФМ4}$ (3.27) от отношения сигнал/шум $h$ (в дБ) представлен на рис. 3.4, пунктирной линией отображается зависимость $p_{ОШ}(h)$ для двоичного ФМ сигнала (3.9).

Как видно, алгоритм когерентной демодуляции сигнала с четырехпозиционной фазовой манипуляцией оптимален и уступает алгоритму демодуляции сигнала с двоичной манипуляцией 3 дБ. При этом сравнении необходимо учитывать, что четырехпозиционная манипуляция обеспечивает двукратное увеличение скорости передачи [72].

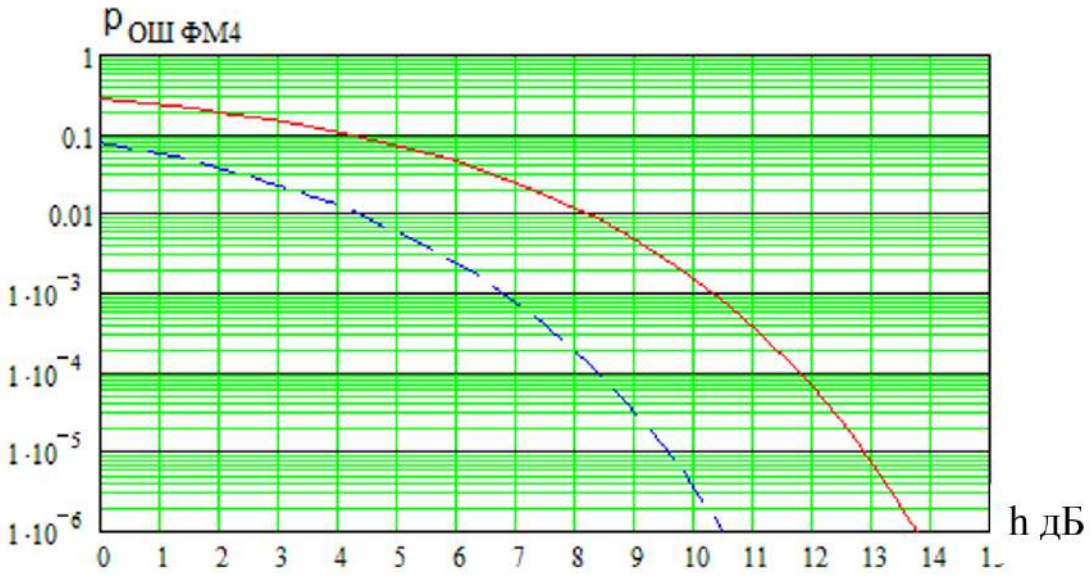


Рис. 3.4. Зависимость вероятности ошибки $p_{ОШ\,ФМ4}$ от $h$

## 3.3. Исследование помехоустойчивости когерентной демодуляции двоичных сигналов с ОФМ

Определим помехоустойчивость алгоритма когерентной демодуляции двоичных сигналов с ОФМ, показанного на рис. 2.21. Как уже отмечалось, в демодуляторе имеется возможность принимать решения о фазах сразу двух принимаемых элементов. Для устранения явления обратной работы фазового демодулятора сигналов с ОФМ необходимо выявлять только совпадение или несовпадение фаз принятого и предшествующего элементов.

В этом случае можно выделить модули величин $u_1$ и $u_2$, а затем в решающем устройстве РУ (рис. 2.21) принимать решение об изменении фазы соседних элементов в соответствии с правилом: при $|u_2| > |u_1|$ принимается решение об изменении фазы на $\pi$, а иначе – об отсутствии изменения фаз соседних символов.

При отсутствии сигнальной составляющей плотность вероятностей модуля отклика канала $z = |u|$ имеет вид (3.13), а при ее наличии – (3.12) при $a = 4NS$ и $\sigma = \sqrt{4N}\sigma_{Ш}$. В результате аналогично (3.23) получим выражение для вероятности правильного определения наличия или отсутствия изменения фазы двух соседних информационных элементов

$$q_1 = \frac{1}{2}\left\{1 + \left[\Phi\left(\sqrt{2}h\right)\right]^2\right\}, \tag{3.28}$$

тогда вероятность ошибки приема элемента сигнала с ОФМ равна

$$p_{ОШ\ ОФМ} = 1 - \frac{1}{2}\left\{1 + \left[\Phi\left(\sqrt{2}h\right)\right]^2\right\}. \tag{3.29}$$

Функции Крампа $\Phi(x)$ из (3.20) и Лапласа $F(x)$ из (3.6) связаны соотношением

$$\Phi(x) = 2F(x) - 1, \tag{3.30}$$

в результате для вероятности ошибки $p_{ОШ\ ОФМ}$ приема сигнала с ОФМ с учетом выражения (3.9) для вероятности ошибки $p_{ОШ\ ФМ}$ приема сигнала с двоичной ФМ получим

$$p_{ОШ\ ОФМ} = 2F\left(\sqrt{2}h\right)\left[1 - F\left(\sqrt{2}h\right)\right] \approx 2\left[1 - F\left(\sqrt{2}h\right)\right] = 2\,p_{ОШ\ ФМ}\,. \tag{3.31}$$

Когерентный прием сигналов с ОФМ проигрывает сигналам с ФМ по вероятности ошибки примерно в два раза. Это известный результат, например, [56], соответствующий оптимальной обработке сигнала с ОФМ, что свидетельствует об **оптимальности** предложенного алгоритма демодуляции.

На рисунке 3.5 показана зависимость $p_{ОШ\ ОФМ}$ от отношения сигнал/шум $h$ (дБ), пунктиром показана кривая $p_{ОШ\ ФМ}$. Как видно, помехоустойчивость алгоритма демодуляции сигнала с ОФМ мало отличается от аналогичной характеристики для ФМ сигнала, но при этом у ОФМ отсутствует возможность обратной работы демодулятора. [74]

Рис. 3.5. Зависимости $p_{ОШ\ ОФМ}$ и $p_{ОШ\ ФМ}$ от отношения сигнал/шум $h$

## 3.4. Исследование помехоустойчивости цифровой демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ

Алгоритм когерентной демодуляции сигнала с четырехпозиционной ОФМ показан на рис. 2.24. По результатам обработки принимаемого и предшествующего элементов (2.47) – (2.50) выносятся решения об их фазах и затем о разности этих фаз в соответствии с табл. 2.2.

Для оценки помехоустойчивости демодулятора можно воспользоваться результатами, полученными для четырехпозиционной ФМ. Вероятность правильного решения $q$ о фазе информационного элемента равна (3.26) и с учетом (3.30) получим

$$q = \frac{1}{2}\left\{1 + \left[2F(h) - 1\right]^2\right\} F(\sqrt{2}h)\,, \qquad (3.32)$$

где интеграл Лапласа определяется (3.6). Вероятность $Q$ правильного решения о фазах двух соседних элементов равна

$$Q = q^2 = \frac{1}{4}\left\{1 + \left[2F(h) - 1\right]^2\right\}^2 \left\{F(\sqrt{2}h)\right\}^2, \qquad (3.33)$$

тогда вероятность $p_{ОШ\ ОФМ4}$ ошибочного приема сигнала с четырехпозиционной ОФМ оценивается выражением

$$p_{ОШ\ ОФМ4} = 1 - Q = 1 - \frac{1}{4}\left\{1 + \left[2F(h) - 1\right]^2\right\}^2 \left\{F(\sqrt{2}h)\right\}^2. \qquad (3.34)$$

С учетом (3.27) получим

$$p_{ОШ\ ОФМ4} = 1 - \left(1 - p_{ОШ\ ФМ4}\right)^2 \approx 2p_{ОШ\ ФМ4}. \qquad (3.35)$$

Таким образом, вероятность ошибки при когерентной демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ примерно в два раза выше вероятности ошибки для аналогичных сигналов с ФМ. Однако при этом демодулятор не чувствителен к явлению «обратной работы». Аналогичные результаты были получены и для демодуляторов двоичных сигналов.

График зависимости $p_{ОШ\ ОФМ4}$ от отношения сигнал/шум показан на рис. 3.6, там же пунктирной линией приведена приближенная зависимость (3.35). Ниже приведена кривая помехоустойчивости сигнала с четырехпозиционной ФМ. Как видно, оценка (3.35) обеспечивает достаточную точность. Сигналы с ОФМ мало проигрывают в помехоустойчивости сигналам с ФМ. [74]

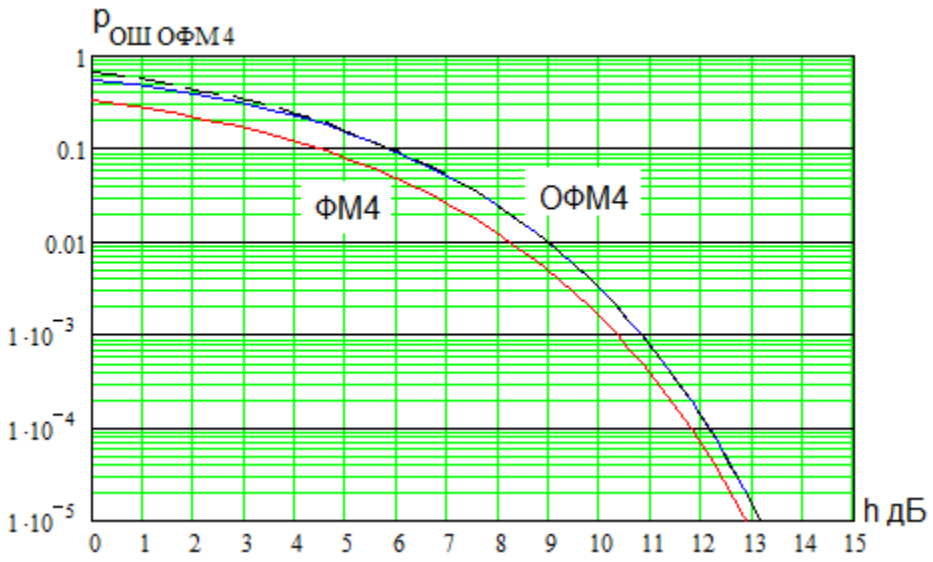



Рис. 3.6. Зависимость $p_{ОШ\ ОФМ4}$ от отношения сигнал/шум $h$

### 3.5. Анализ помехоустойчивости когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ

При многопозиционной АМ двоичная кодовая последовательность из $m$ бит отображается одним из $M = 2^m$ значений амплитуды несущей (с учетом знака) вида (2.51), представленных на рис. 2.25.

Расчет вероятности ошибки при синхронной демодуляции сигналов с АМ выполнен в [26]. У них при $M > 2$ амплитуды символов различны и и отличаются мощностью (энергией и отношением сигнал/шум).

Вероятность ошибки при равновероятных символах [2] определяется выражением

$$p_{ОШ} = \frac{M-1}{M} P\left(\left|x - S_k\right| \geq A\right), \tag{3.36}$$

где $2A$ - расстояние между соседними амплитудами.

Оценка по средней энергии символов приводит к выражению

$$p_{ОШ\ СР} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6E_{СР}}{(M^2-1)W_{Ш}}}\right), \qquad (3.37)$$

$E_{СР}$ - средняя энергия символа, $W_{Ш}$ - спектральная плотность мощности шума, а $Q(.)$ - гауссов интеграл ошибки [3], равный

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du\,. \qquad (3.38)$$

Аналогичное соотношение получено в [3].

Оценка (3.37) по средней энергии [2, 3] занижает вероятность ошибки из-за нелинейной ее зависимости от отношения сигнал/шум.

Для отдельной ветви (рис. 2.26) для $k$-й позиции сигнала с амплитудой $S_k$ при накоплении отсчетов за $N$ периодов средняя величина $X$ отклика $y$ равно

$$X_k = 2NS_k\,, \qquad (3.39)$$

а его дисперсия соответственно

$$\sigma^2 = 2N\sigma_{Ш}^2\,, \qquad (3.40)$$

$\sigma_{Ш}^2$ - дисперсия (мощность) входного шума с нулевым средним. Интервал между откликами на соседних позициях равен

$$2 \cdot \Delta X = 4NA. \qquad (3.41)$$

Плотность вероятностей случайных значений $x$ откликов имеет гауссовский вид

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-X)^2}{2\sigma^2}\right), \qquad (3.42)$$

Соответствующий график приведен на рис. 3.7.

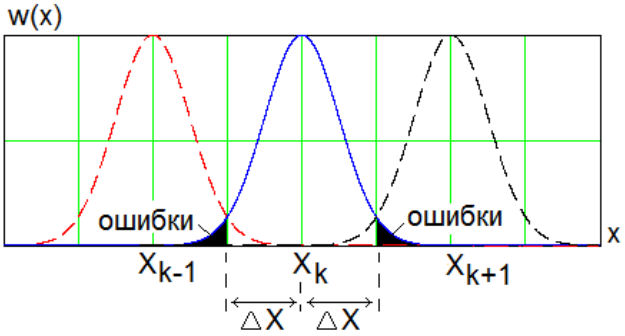



Рис. 3.7. Плотность вероятностей откликов демодулятора

При обработке символа в $k$ -й позиции ошибка возникает, когда модуль разности величины $x$ и его среднего значения $X_k$ выйдет за границы интервала $\Delta X$ (на рис. 3.7 они отображены зачерненными областями). Тогда вероятность ошибки аналогично (3.36) равна

$$p_{ОШ} = \frac{M-1}{M} P\left(\left|x - 2NS_k\right| \geq \Delta X\right) = \frac{M-1}{M}\left[1 - \int_{-\Delta X}^{\Delta X} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx\right], \qquad (3.43)$$

и окончательно получим

$$p_{ОШ} = 2\frac{M-1}{M} \int_{\Delta X/\sigma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = 2\frac{M-1}{M} \cdot Q\left(\sqrt{2}h\right), \qquad (3.44)$$

где отношение сигнал/шум равно

$$h = \frac{\Delta X}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{\sqrt{2}NA}{\sqrt{2N}\sigma_{Ш}} = \sqrt{N}\frac{A}{\sigma_{Ш}}. \qquad (3.45)$$

При $M = 2$ сигнал с амплитудной манипуляцией (с противоположными по знаку амплитудами) является сигналом с бинарной ФМ, в результате из

(3.44) вытекает (3.9),

$$p_{ОШ} = Q\left(\sqrt{2}h\right) = 1 - F(\sqrt{2}h). \qquad (3.46)$$

Для выравнивания энергий (мощности) многопозиционного и двоичного сигналов применяют приведенное отношение сигнал/шум вида

$$h_2 = \frac{h}{\sqrt{\log_2 M}}. \qquad (3.47)$$

График вероятности $p_{ОШ}(h)$ (3.44) показан на рис. 3.8, при $M = 2$ он совпадает с аналогичной зависимостью при двоичной ФМ. С уростом числа позиций вероятность ошибки изменяется незначительно.

На рис. 3.9 показаны вероятности $p_{ОШ}(h_2)$ в зависимости от отношения сигнал/шум $h_2$, при этом

$$h = h_2\sqrt{\log_2 M}, \qquad (3.48)$$

для различных величин $M$.

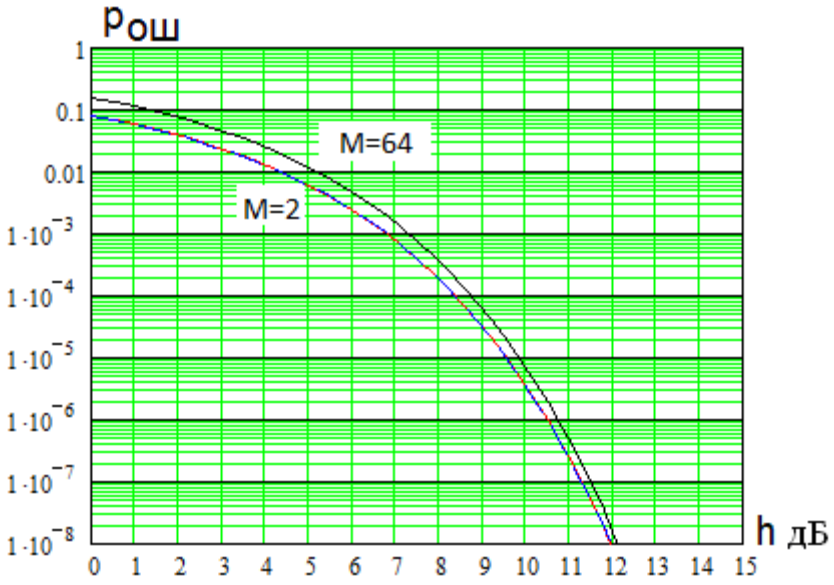



Рис. 3.8. Зависимость $p_{ОШ}(h)$ от $h$

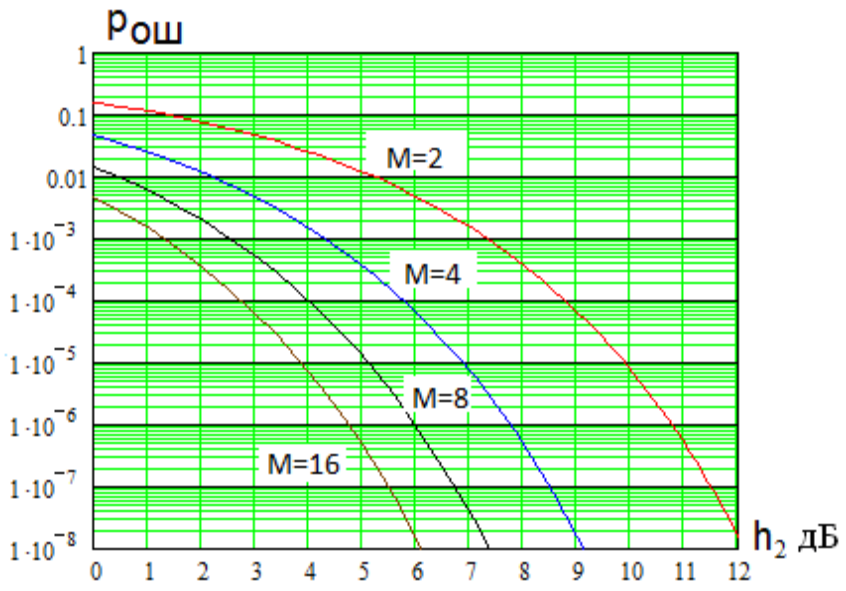



Рис. 3.9. Зависимости $p_{ОШ}(h_2)$ от $h_2$

Из приведенных зависимостей следует, что если затраты на двоичный элемент одинаковы, то обеспечивается высокая помехоустойчивость многопозиционных сигналов [82].

## 3.6. Исследование помехоустойчивости демодулятора сигналов с КАМ

Помехоустойчивость сигналов с КАМ рассматривались, например, в работах [2, 3], в которых получены выражения для вероятности ошибки при заданной средней энергии символа,

$$p_{ОШ} = 1 - \left\{ 1 - 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left[ \sqrt{\frac{3}{M-1}\frac{E_{СР}}{W_{Ш}}} \right] \right\}^2, \qquad (3.49)$$

полученные для прямоугольного «созвездия», показанного на рис. 1.3 при

$M = 16$, $E_{CP}$ - средняя энергия $M$ -позиционного символа, $W_{Ш}$ - спектральная плотность мощности шума, гауссовский интеграл ошибки $Q(.)$ определяется из (3.38). В других источниках используют энергию многопозиционного элемента, приведенную к одному двоичному элементу передаваемой информации.

На практике передаваемые двоичные $m$-элементные комбинации ( $m = \log_2 M$ ) кодируются кодом Грея таким образом, чтобы при искажении элемента созвездия помехами и переходе его в соседний элемент искажался только один бит передаваемой комбинации. При этом приведение энергии символа к одному биту даст завышенную оценку вероятности ошибки.

Преобразование двоичного кода в код Грея при $M = 16$ представлено в табл. 3.1.

При расчете вероятности ошибочной демодуляции сигнала с КАМ с использованием кода Грея можно определить вероятность перехода передаваемого элемента «созвездия» за счет помех в соседние значения, как показано на рис. 3.10. Если координаты передаваемого элемента в центре заштрихованного прямоугольника на приемной стороне не выходят за его границы, то ошибки не возникает.

Таблица 3.1. Преобразование двоичного кода в код Грея при $M = 16$

| Двоич-ный код | Код Грея | Двоич-ный код | Код Грея | Двоич-ный код | Код Грея | Двоич-ный код | Код Грея |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0000 | 0000 | 0100 | 0110 | 1000 | 1100 | 1100 | 1010 |
| 0001 | 0001 | 0101 | 0111 | 1001 | 1101 | 1101 | 1011 |
| 0010 | 0011 | 0110 | 0101 | 1010 | 1111 | 1110 | 1001 |
| 0011 | 0010 | 0111 | 0100 | 1011 | 1000 | 1111 | 1000 |

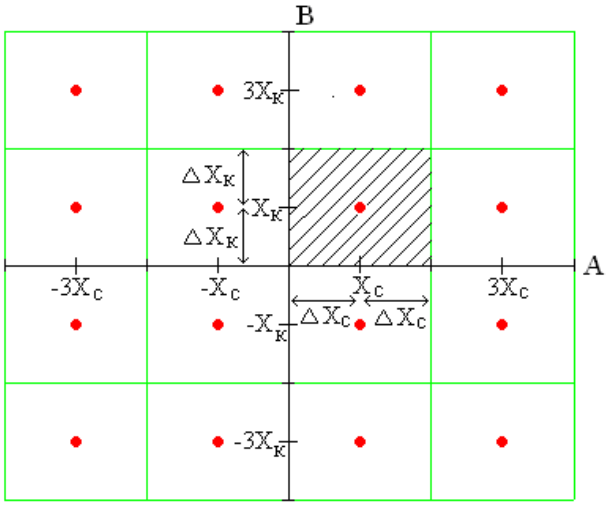



Рис. 3.10. Переход передаваемого элемента «созвездия» за счет помех в соседние значения

Для демодуляции сигналов с КАМ необходимо обеспечивать фазовую синхронизацию тактового генератора АЦП с обрабатываемыми сигналами в синфазном ($s_C(t)$ и $c_C(t)$) и квадратурном ($s_K(t)$ и $c_K(t)$) каналах, как показано на рис. 3.11.

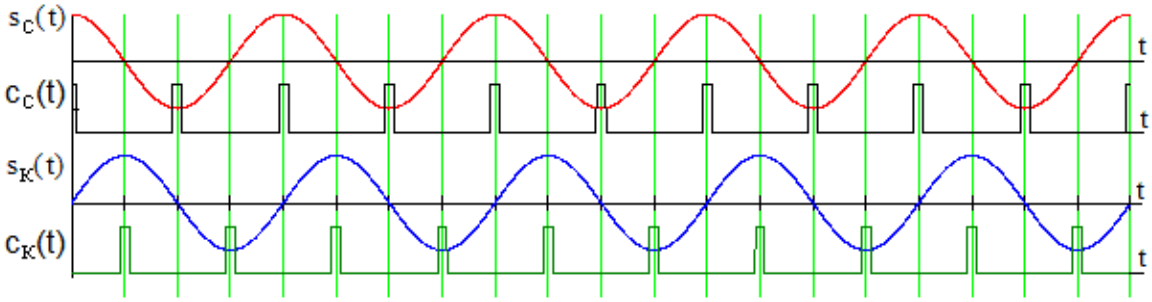



Рис. 3.11. Синхронизация тактового генератора

Средние величины $X_C$ и $X_K$ откликов $y_0$ и $y_1$ за $N$ периодов сигнала с амплитудами $S_C$ в синфазном и $S_K$ в квадратурном каналах равны

$$X_C = 2NS_C, \quad X_K = 2NS_K, \tag{3.50}$$

а дисперсии отсчетов откликов одинаковы

$$\sigma^2 = 2N\sigma_{Ш}^2, \tag{3.51}$$

где $\sigma_{Ш}^2$ - дисперсия входного белого шума. Интервал между средними величинами соседних позиций в откликах демодулятора определяется выражением

$$2 \cdot \Delta X = 4NA, \tag{3.52}$$

где $A$ - расстояние между соседними позициями входного сигнала в каждом из каналов

Двумерная гауссовская плотность вероятностей значений $x_C$ и $x_K$ откликов каналов $y_0$ и $y_1$ равна

$$w(x_C x_K) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left( -\frac{(x_C - X_C)^2 + (x_K - X_K)^2}{2\sigma^2} \right). \tag{3.53}$$

Переходя к центрированным значениям $x_0 = x_C - X_C$ и $x_1 = x_K - X_K$, получим

$$w(x_0 x_1) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left( -\frac{x_0^{\ 2} + x_1^{\ 2}}{2\sigma^2} \right), \tag{3.54}$$

график этой двумерной функции показан на рис. 3.12.

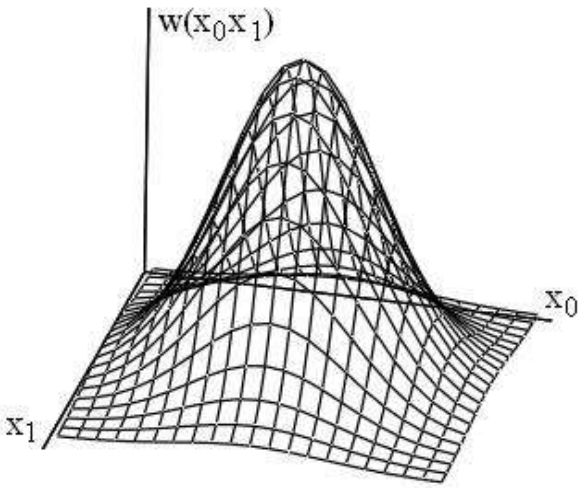



Рис. 3.12. График двумерной плотности вероятностей $w(x_0 x_1)$

Выход значений $x_0$ и $x_1$ за границы $\pm\Delta X$ приведет к появлению ошибки в определении принятой позиции. Тогда вероятность такой ошибки можно определить выражением

$$p_{ОШ} = 1 - \int_{-\Delta X}^{\Delta X}\int_{-\Delta X}^{\Delta X} w(x_0 x_1) dx_0 dx_1 = 1 - \int_{-\Delta X}^{\Delta X}\int_{-\Delta X}^{\Delta X} \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{x_0^{\ 2} + x_1^{\ 2}}{2\sigma^2}\right) dx_0 dx_1$$
$$= 1 - \int_{-\frac{\Delta X}{\sigma}}^{\frac{\Delta X}{\sigma}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{u^2}{2}\right)\left\{\int_{-\frac{\Delta X}{\sigma}}^{\frac{\Delta X}{\sigma}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) dv\right\} du. \quad . \qquad (3.55)$$

После преобразования с учетом (3.38) можно записать

$$p_{ОШ} = 1 - \left[1 - 2Q\left(\frac{\Delta X}{\sigma}\right)\right]^2, \qquad (3.56)$$

тогда с учетом (3.50), и (3.51)

$$p_{ОШ} = 1 - \left[1 - 2Q\left(\sqrt{2N}\,\frac{A}{\sigma_{Ш}}\right)\right]^2 = 1 - \left[1 - 2Q\left(\sqrt{2}\cdot h\right)\right]^2, \qquad (3.57)$$

где $h$ - отношение сигнал/шум на выходе демодулятора, равное (3.45).

Аналогичное выражение получено в [2] из сопоставления КАМ и АМ. Из (3.57) получим

$$p_{ОШ} = 4Q\left(\sqrt{2}\cdot h\right)\left[1 - Q\left(\sqrt{2}\cdot h\right)\right] \approx 4Q\left(\sqrt{2}\cdot h\right). \qquad (3.58)$$

Зависимость $p_{ОШ}(h)$ согласно (3.58) показана на рис. 3.13а. Как видно, она близка к аналогичной зависимости на рис 3.8 для многопозиционной АМ, хотя сравнение в этом случае проводится при не эквивалентных условиях (различны интервалы между позициями сигнала).

На рис. 3.14 показаны зависимости $p_{ОШ}(h_2 \cdot \sqrt{\log_2 M})$, приведенные к отношению сигнал/шум $h_2$ на бит передаваемых данных (3.47) отдельно в каждом квадратурном канале (аналогично [2]). Сравнивая эти зависимости с показанными на рис. 3.9, можно сделать вывод о более высокой помехоустойчивости демодулятора сигналов с КАМ по сравнению с многопозиционной АМ.

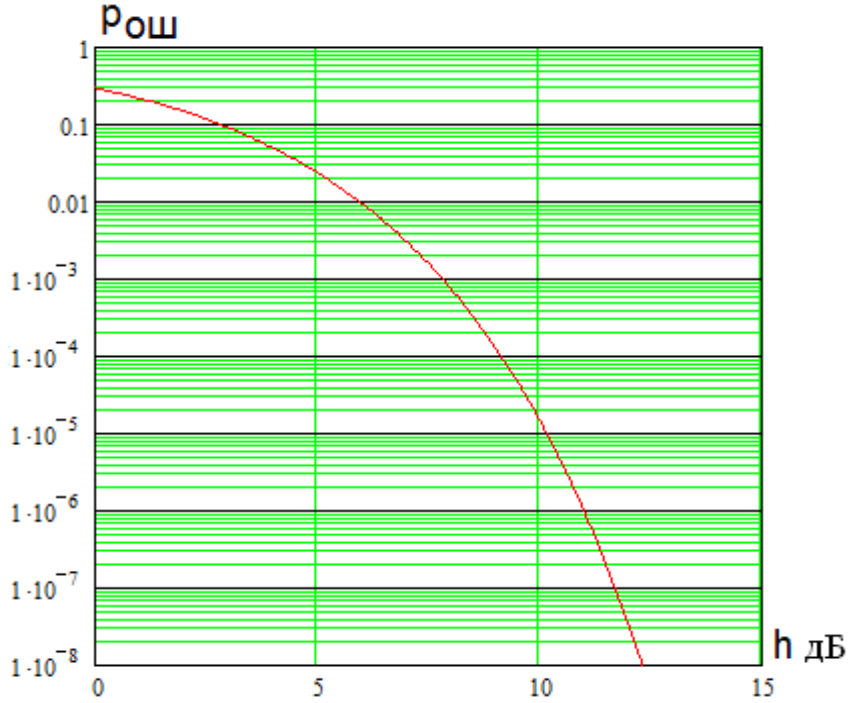



Рис. 3.13. Зависимость $p_{ОШ}(h)$ согласно (3.58)

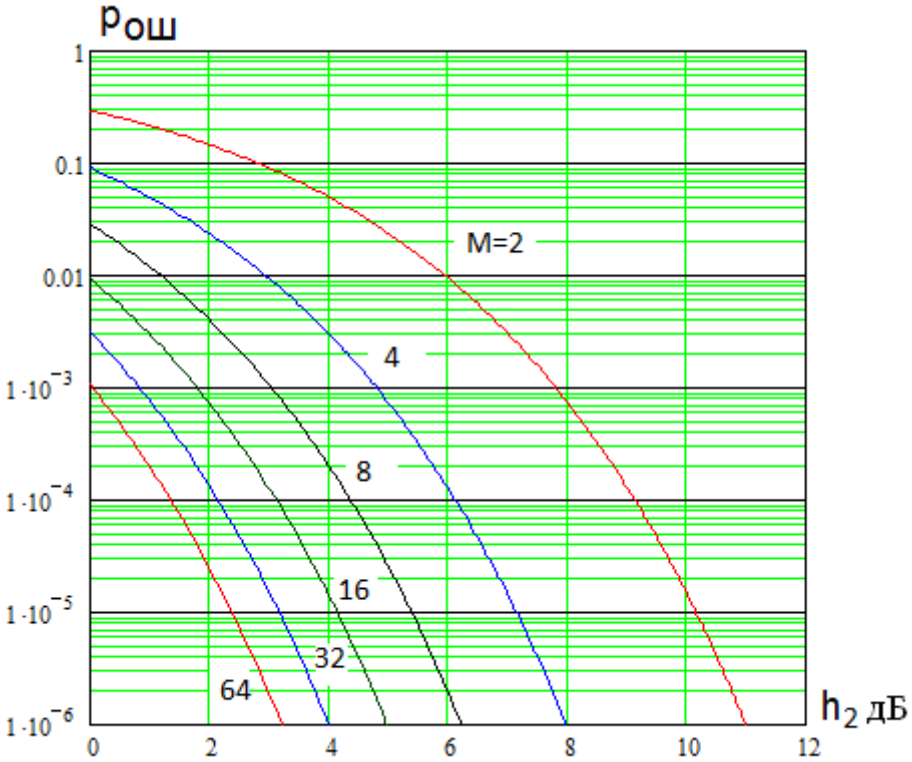



Рис. 3.14. Зависимости $p_{ОШ}(h_2 \cdot \sqrt{\log_2 M})$, приведенные к отношению сигнал/шум $h_2$ на бит передаваемых данных

Проведенный расчет вероятности ошибки соответствует внутренним областям «созвездия» (рис. 3.10). На внешних границах пределы интегрирования меняются. Проведем расчет вероятности ошибки для четырехпозиционной КАМ, «созвездие» которой показано на рис. 3.15.

Вероятность ошибки определяется выражением

$$p_{ОШ\,4} = 1 - \int_{-\Delta X}^{\infty}\int_{-\Delta X}^{\infty} w(x_0 x_1)dx_0 dx_1 = 1 - \int_{-\Delta X}^{\infty}\int_{-\Delta X}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{x_0^{\,2}+x_1^{\,2}}{2\sigma^2}\right)dx_0 dx_1$$
$$= 1 - \left\{\int_{-\frac{\Delta X}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{v^2}{2}\right)dv\right\}^2. \qquad (3.59)$$

С учетом (3.38) и (3.45) аналогично (3.56) получим

$$p_{ОШ\,4} = 1 - \left[ Q\left( -\sqrt{2N}\,\frac{A}{\sigma_{Ш}} \right) \right]^2 = 1 - \left[ Q\left( -\sqrt{2} \cdot h \right) \right]^2 . \qquad (3.60)$$

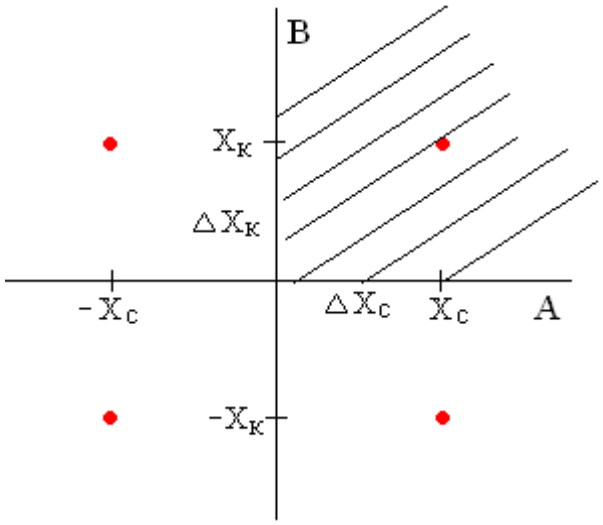



Рис. 3.15. «Созвездие» четырехпозиционной КАМ

Зависимость $p_{ОШ\,4}(h)$ показана на рис. 3.16 сплошной линией.

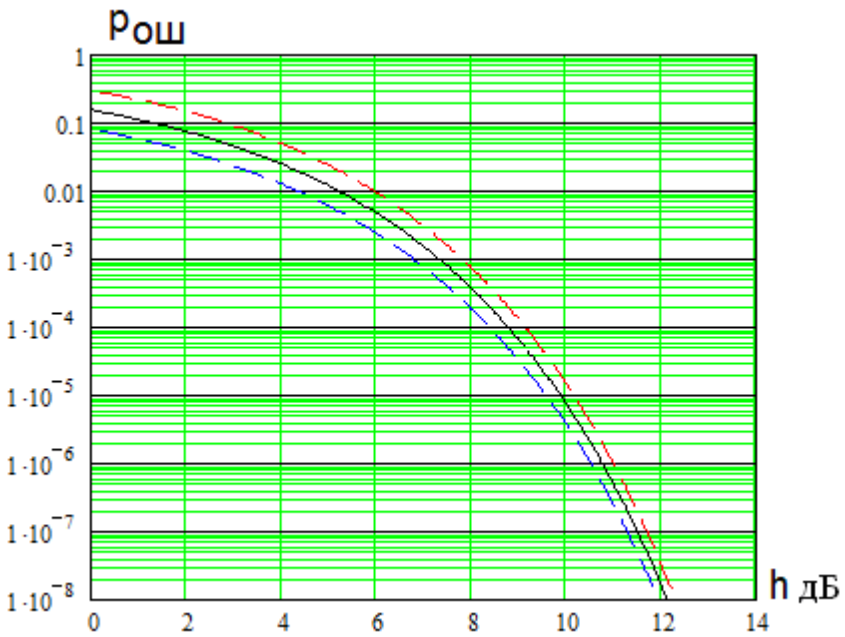



Рис. 3.16. Зависимость $p_{ОШ\,4}$ от отношения сигнал/шум $h$

Верхняя пунктирная линия соответствует вероятности ошибки (3.58)

(показана на рис. 3.13). Нижняя пунктирная линия показывает зависимость от отношения сигнал/шум для двоичной ФМ (показана на рис. 3.2).

Как видно, выражение (3.58) при $M = 4$ (максимально некорректный учет граничных областей «созвездий») приводит завышению вероятности ошибки в два раза, а по отношению сигнал/шум – на 0,5 дБ. При больших $M$ эта погрешность будет значительно меньше. На рис. 3.17 представлены зависимости $p_{ОШ}(h_2 \cdot \sqrt{\log_2 M})$ от отношения сигнал/шум $h_2$ (3.47) при $M = 2$ и $M = 4$. Сплошные линии соответствуют приближенному общему выражению (3.58) (они показаны и на рис. 3.14), пунктирные линии при $M = 2$ - вероятности ошибочной демодуляции двоичного сигнала (3.46), а при $M = 4$ - выражению (3.60) для вероятности $p_{ОШ\,4}$ ошибочного приема сигнала с четырехпозиционной КАМ.

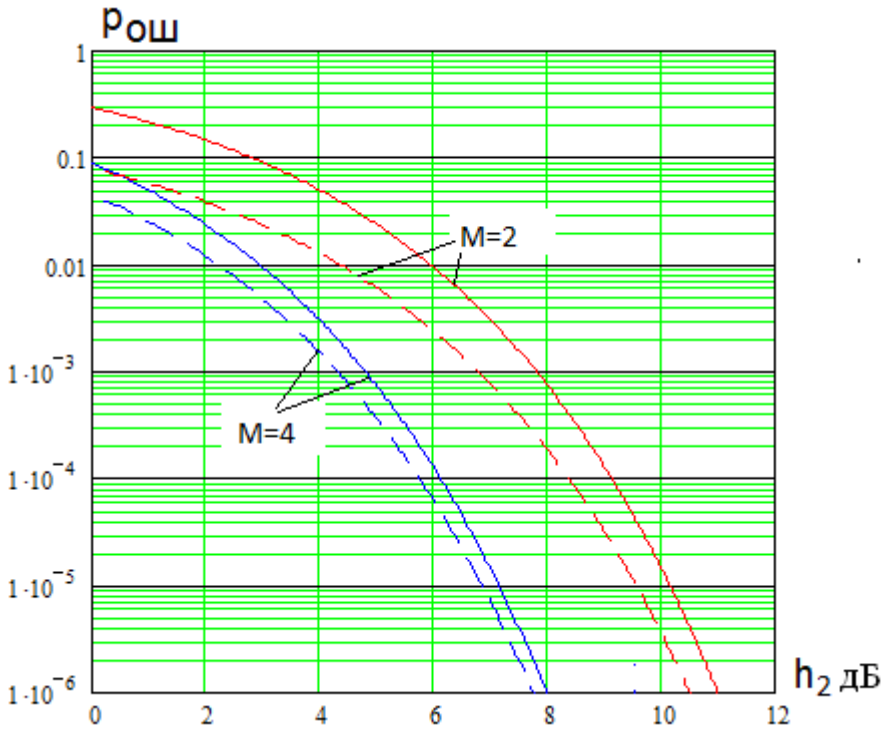



Рис. 3.17. Зависимости $p_{ОШ}(h_2 \cdot \sqrt{\log_2 M})$ от отношения сигнал/шум $h_2$

Графики на рис. 3.17 свидетельствуют о значительном снижении погрешности приближенной формулы (3.58) уже при $M = 4$, а при дальнейшем

увеличении $M$ она становится незначительной. Таким образом, выражение (3.58) пригодно для расчета помехоустойчивости сигналов с КАМ. [82]

### 3.7. Узкополосные сигналы и помехи

Реальный вид узкополосного радиосигнала можно получить с помощью рассмотренной в первой главе цифровой модели приемного тракта (1.26). Полученный в результате статистического имитационного моделирования ФМн сигнал на входе демодулятора при длительности элемента $N = 64$ периода несущей $T_0$ показан в верхней части рис. 3.18, модель канала построена при $N_M = 16$, то есть его полоса пропускания в 4 раза больше ширины спектра сигнала. В нижней части этого рисунка показан в растянутом масштабе начальный фрагмент сигнала. Как видно форма радиоимпульсов несимметрична (в отличие от сигнала на рис. 1.1в) и имеет место задержка сигнала на выходе тракта приема, равная $NT_0/8$ (1.37).

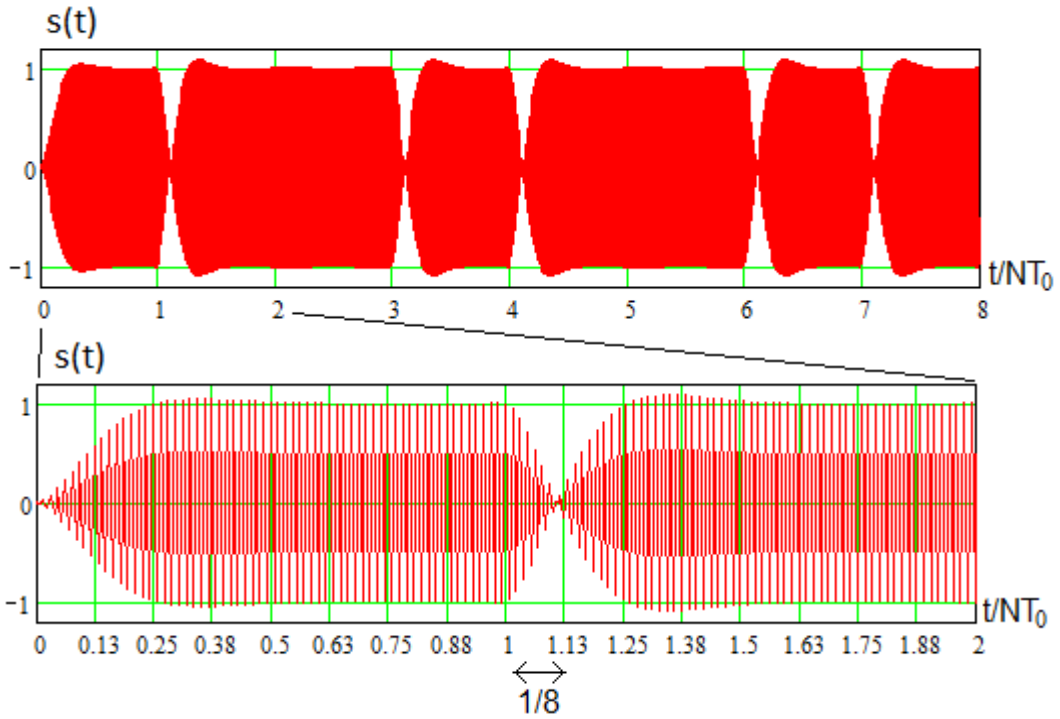



Рис. 3.18. Сигнал на входе демодулятора при длительности элемента $N = 64$ периода несущей $T_0$

Для ФМ сигнала, согласованного с трактом приема (1.28) при $N = N_M = 64$, форма его временной реализации на входе демодулятора показана на рис. 3.19.

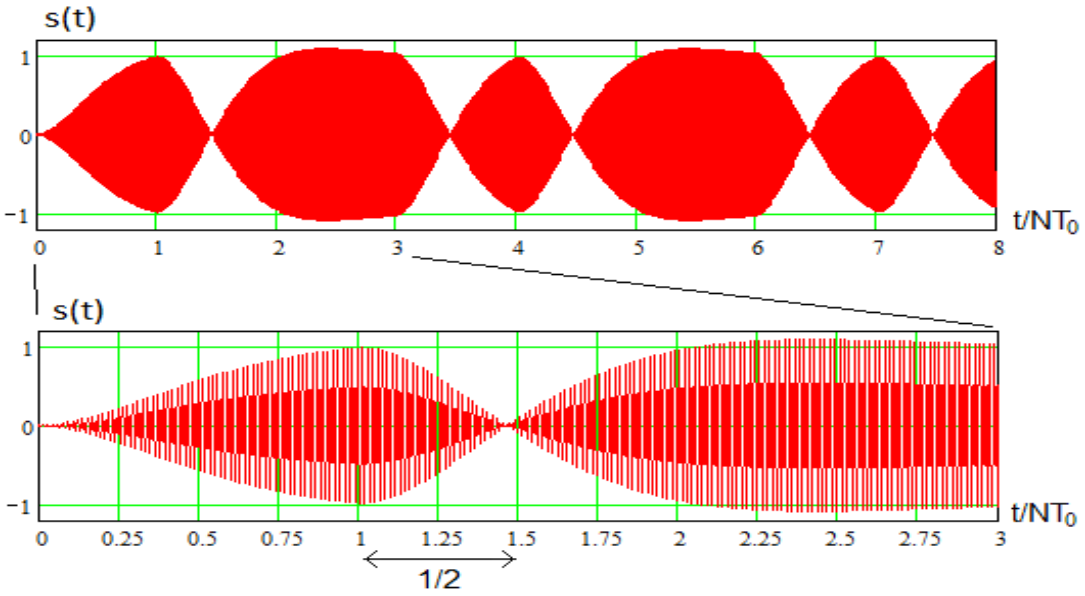



Рис. 3.19. Форма временной реализации ФМн сигнала на входе демодулятора, согласованного с трактом приема при $N = N_M$

Как видно, форма радиоимпульса существенно изменяется и увеличивается задержка сигнала. При дальнейшем повышении $N_M > N$ полоса пропускания канала становится меньше ширины спектра сигнала и его амплитуда падает, что приведет к потере помехоустойчивости демодулятора.

Временные диаграммы нормированного на величину $2NS$ сигнала $y(t)$ на выходе демодулятора двоичных ФМ сигналов или на входе решающего устройства (рис. 2.14) при отсутствии шума показаны сплошной линией на рис. 3.20а при $N = 64$, $N_M = 16$ и на рис. 3.20б при $N = N_M = 64$. Там же точечной линией показан передаваемый сигнал. Приведенные диаграммы подтверждают сделанные ранее выводы о влиянии полосы пропускания тракта передачи (величины $N_M$) на результаты демодуляции и указывают на целесообразность обеспечения условия

$$N > N_M, \tag{3.61}$$

то есть канал передачи должен быть «широкополоснее» сигнала. Уже при $N = N_M$ (рис. 3.20б) наблюдается снижение уровня отклика демодулятора и смещение (задержка) его максимума.

На рис. 3.21 представлена полученная в результате статистического имитационного моделирования зависимость дисперсии (средней мощности) $\sigma_C^2$ ФМн сигнала с единичной амплитудой и шириной спектра $\Delta f_C$ на выходе цифровой модели радиотракта с полосой пропускания $\Delta f_M$.

Как видно, наблюдается заметное снижение средней мощности ФМн сигнала на выходе радиотракта уже при $\Delta f_M = (3 \div 5)\Delta f_C$, что подтверждает полученные ранее результаты о влиянии полосы пропускания радиотракта. Аналогичные результаты получены и для сигналов с ОФМ.

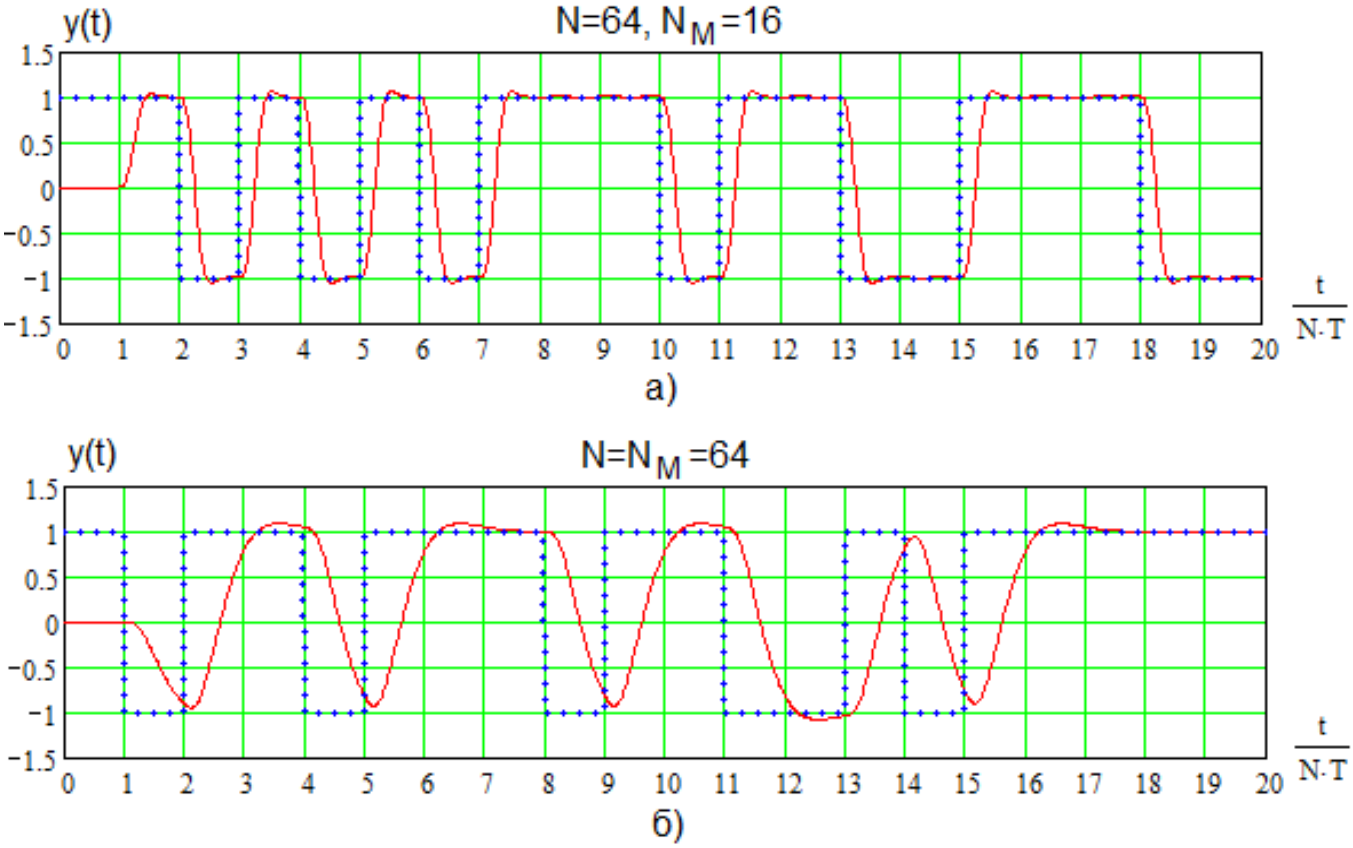



Рис. 3.20. Временные диаграммы сигнала $y(t)$ на выходе демодулятора двоичных ФМ сигналов при $N = 64$, $N_M = 16$ (а) и при $N = N_M = 64$ (б)

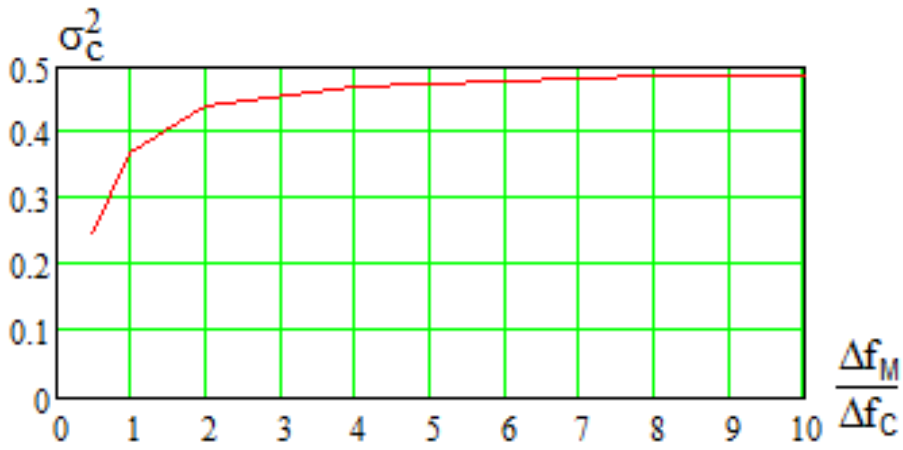



Рис. 3.21. Зависимость дисперсии сигнала $\sigma_C^2$ на выходе радиотракта

Рассмотрим сигнал с КАМ, пример которого показан на рис. 2.32, а отклики квадратурных каналов демодулятора – на рис. 2.33 – рис. 2.35. При прохождении через узкополосный радиотракт меняется форма радиоимпульсов и откликов квадратурных каналов демодулятора.

На рис. 3.22 приведены временные диаграммы нормированных на величину $2NS$ сигналов $y_0(t)$ и $y_1(t)$ на выходах квадратурных каналов демодулятора сигналов с КАМ16 при отсутствии шума (сплошные линии) при $N = 64$ и $N_M = 16$ (широкополосный тракт, $\Delta f_M = 4\Delta f_C$), точечными линиями показаны передаваемые сигналы.

Аналогичные зависимости показаны на рис. 3.33 для сравнительно узкополосного тракта при $N = N_M = 64$. Как видно, и в этом случае сохраняется возможность эффективной демодуляции квадратурных сигналов, однако наблюдается снижение амплитуды откликов и их смещение во времени, что, очевидно, приведет к потере помехоустойчивости.

Для сигналов с четырехпозиционной ФМ и многопозиционной АМ получены аналогичные результаты.

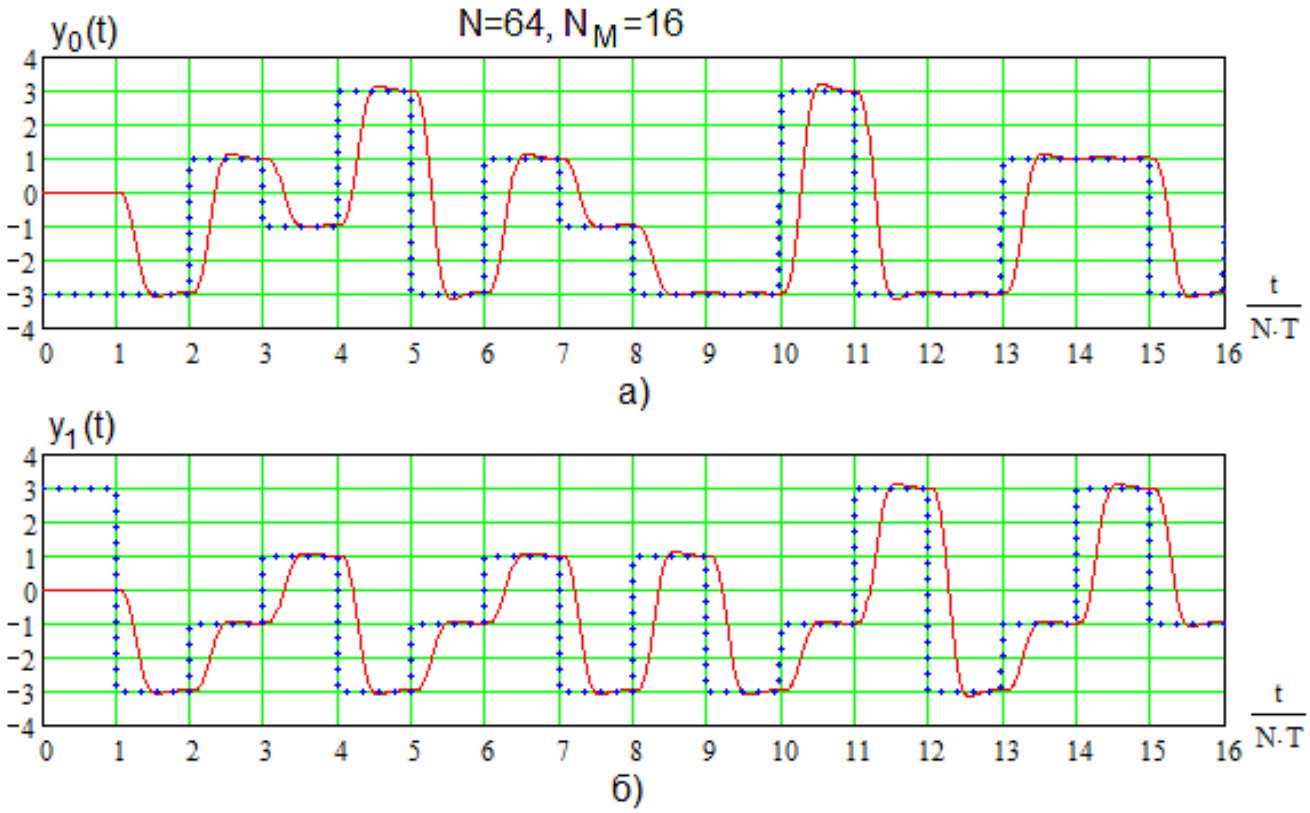



Рис. 3.22. Временные диаграммы нормированных откликов $y_0(t)$ и $y_1(t)$ квадратурных каналов при $N = 64$ и $N_M = 16$

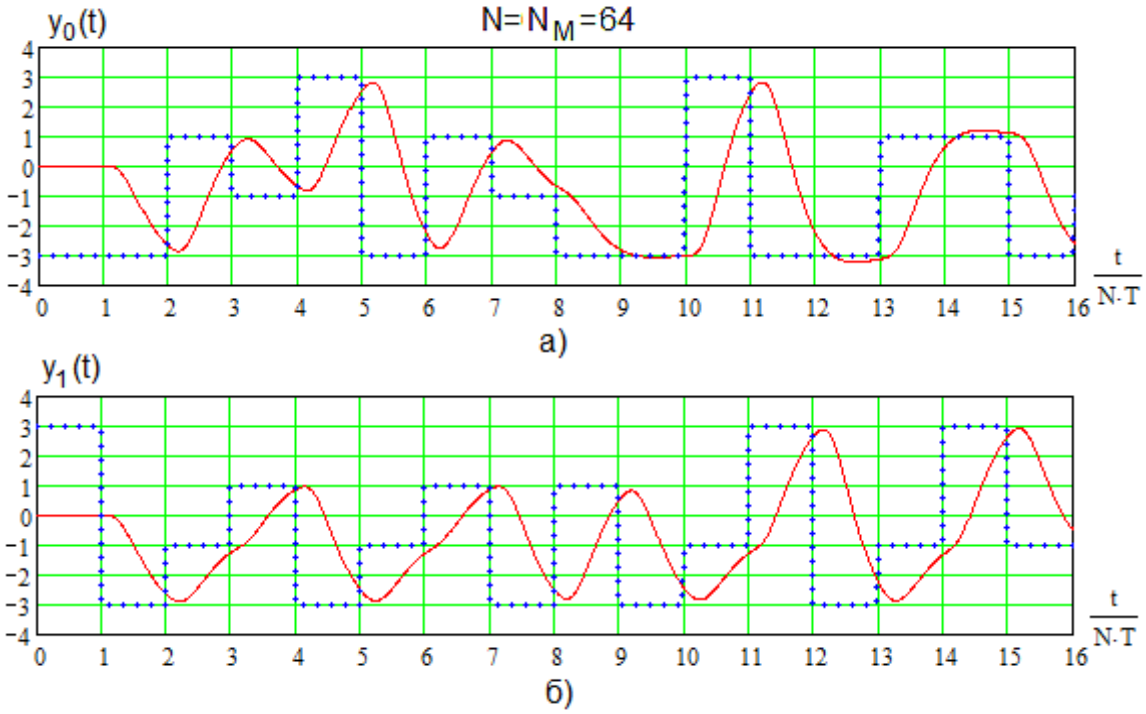



Рис. 3.23. Временные диаграммы нормированных откликов $y_0(t)$ и $y_1(t)$

квадратурных каналов при $N = N_M = 64$

Выбор слишком узкополосного тракта (даже при $N = N_M$) с целью снижения мощности шума приводит к искажению огибающей информационного радиоимпульса, а значит и к падению его энергии. При использовании предлагаемых быстрых цифровых алгоритмов демодуляции, обладающих хорошей собственной частотной избирательностью, целесообразно использовать более широкополосный приемный тракт, например, при $N_M = N/4$ ($\Delta f_M = 4\Delta f_C$), при этом потери энергии сигнала будут минимальными.

### 3.8. Выводы по главе 3

1. Определена вероятность ошибки демодулятора двоичных ФМ сигналов, показано, что предложенный демодулятор обладает потенциальной (предельно достижимой) помехоустойчивостью.

2. Рассмотрена помехоустойчивость демодулятора сигналов с четырехкратной ФМ, показано, что предлагаемый алгоритм демодуляции является оптимальным.

3. Определена помехоустойчивость когерентной демодуляции двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией, установлена оптимальность предлагаемого цифрового алгоритма демодуляции.

4. Определена вероятность ошибки цифровой демодуляции сигналов с четырехпозиционной ОФМ, показана высокая эффективность демодулятора при отсутствии явления «обратной работы».

5. Получена оценка помехоустойчивости когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной АМ. Показано, что при одинаковых энергетических затратах на двоичный символ многопозиционные сигналы с амплитудной манипуляцией при когерентной обработке обеспечивают

достаточно высокую помехоустойчивость.

6. Исследована помехоустойчивость цифрового демодулятора сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией. Получено выражение для вероятности ошибки, показана высокая информационная эффективность работы цифрового демодулятора сигналов с КАМ.

7. Рассмотрено влияние узкополосного приемного тракта на форму отклика демодулятора. Показано, что благодаря собственной частотной селективности демодулятора целесообразно выбирать полосу пропускания тракта больше ширины спектра сигнала.

# 4. ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ СТАТИСТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ И АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДЕМОДУЛЯТОРОВ

## 4.1. Численное представление цифровых алгоритмов обработки сигналов

Цифровой алгоритм обработки дискретных отсчетов радиосигналов, например, вида (2.9) или рис. 2.5, предполагает выполнение над совокупностью отсчетов последовательности арифметических операций, в результате которых формируется решение о принимаемом информационном символе.

С точки зрения упрощения программной или аппаратной реализации алгоритма обработки целесообразно использовать простые арифметические операции сложения или вычитания и минимизировать число операций умножения и деления, а особенно нелинейных функциональных преобразований.

Математической моделью алгоритма (и устройства) цифровой обработки сигнала является совокупность выражений типа (2.9) или последовательностей операций, например, показанных на рис. 2.14 или рис. 2.17.

Принимаемый аналоговый сигнал в простейшем случае может иметь детерминированную (гармоническую) форму (1.1), но его параметры являются случайными функциями времени, определяемыми свойствами канала связи, передаваемыми информационными символами и помехами на входе приемника. В простейшем случае используем аддитивную модель (1.7) с гауссовской шумовой помехой.

Вычислительный эксперимент на основе статистического имитационного моделирования сигналов и алгоритмов их обработки широко применяется при анализе радиотехнических систем [84, 85]. Основой моделирования являются программные источники (датчики)

псевдослучайных чисел с заданными статистическими свойствами [86, 87].

В программе MathCAD [88] представлены датчики случайных чисел с различными распределениями вероятностей. Аналогичные датчики используются в программах C++ Builder [89] и Delphi [90], например, источник RandG(a,σ) нормальных случайных чисел со средним значением *a* и среднеквадратическим отклонением σ.

Эффективным средством комплексного моделирования радиотехнических устройств является программа Matlab [91-93]. При реализации электронного устройства на ПЛИС фирмы Xilinx имеется возможность сформировать его модель в программе ISE и ввести ее в программу Matlab.

## 4.2. Представление сигналов и помех

Простейшие модели модулированных радиосигналов базируются на выражениях (1.1) или (1.2), соответствующие идеальные временные диаграммы показаны, например, на рис. 1.5. При прохождении через узкополосный радиотракт форма информационных импульсов меняется (сглаживается), появляется задержка сигнала (рис. 3.18, рис. 3.19). Для моделирования узкополосных радиосигналов целесообразно использовать цифровую модель радиотракта вида (1.26).

Аддитивные шумовые помехи в радиоканале обладают различными статистическими свойствами. Классической помехой такого типа является белый шум – нормальный (гауссовский) дискретный случайный процесс [43, 45, 94, 95] с независимыми значениями с нулевым средним значением, дисперсией $\sigma^2$ и одномерной плотностью вероятностей вида

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\exp\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right). \qquad (4.1)$$

Эта модель является типовой в теории потенциальной помехоустойчивости [1, 43, 45].

Рассмотренные выше алгоритмы когерентной демодуляции базируются на базовой операции (2.9) суммирования $N >> 1$ разностей отсчетов принимаемого сигнала в смеси с помехами. Эта операция линейна, то есть отклик демодулятора содержит помеховую компоненту вида

$$\zeta_i = \sum_{k=0}^{N-1} \xi_{(i-k)} \,, \tag{4.2}$$

где $\xi_n$ - входной шумовой отсчет на $n$-м периоде входного воздействия, а $\zeta_n$ - выходной шумовой отсчет демодулятора на том же периоде.

Согласно центральной предельной теореме теории вероятностей [94], суммирование вида (4.2) большого числа случайных отсчетов с достаточно произвольным распределением вероятностей приводит к нормализации результата суммирования (выходного отсчета), который имеет распределение вероятностей, близкое к нормальному (4.1).

Пусть входная шумовая помеха демодулятора имеет равномерное распределение вероятностей в интервале от $a$ до $b$,

$$w(\xi) = \frac{1}{b-a}, \quad a \le \xi \le b, \tag{4.3}$$

оценка которого, полученная методом статистического имитационного моделирования, показана сплошной линией на рис. 4.1а. Там же точечной линией показана плотность вероятностей нормального распределения.

На рис. 4.1б сплошной линией показана оценка распределения вероятностей шумовой помехи на выходе базового алгоритма демодуляции (4.2), а точечной линией – плотность вероятностей значений нормального случайного процесса. Как видно, существенно негауссовский входной шум с высокой точностью становится нормальным на выходе демодулятора.

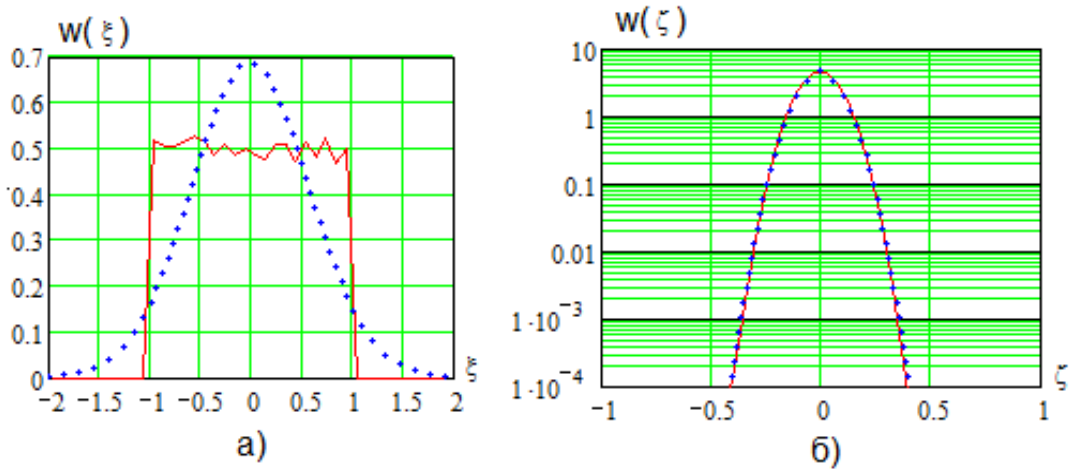



Рис. 4.1. Распределение вероятностей входной (а) и выходной (б) шумовой помехи

Логистическое распределение вероятностей [95, 96] имеет функцию плотности вида

$$w(\xi) = \frac{1}{b} \frac{\exp\left(-\frac{\xi - a}{b}\right)}{\left[1 + \exp\left(-\frac{\xi - a}{b}\right)\right]^2}, \tag{4.4}$$

где $a$ - среднее значение, а $b$ - параметр масштаба и отличается от нормального наличием «тяжелых хвостов» - повышенной вероятностью выбросов. Функция $w(\xi)$ при $a = 0$ и $b = 1$ отображается сплошной линией на рис. 4.2а (пунктиром показан результат статистического моделирования), точечной кривой показано нормальное распределение вероятностей с нулевым средним и $\sigma = 1$.

На рис. 4.2б показаны результаты, аналогичные рис. 4.1б. И в этом случае негауссовский входной шум с повышенной вероятностью выбросов становится нормальным на выходе демодулятора.

В общем виде логистическое распределение имеет функцию плотности

$$f(x) = \frac{1}{2b} e^{-\frac{x-a}{b}} \left[1 + e^{-\frac{x-a}{b}}\right]^{-2} \tag{4.4.1}$$

где

a — параметр положения;

b — параметр масштаба;

e — число Эйлера (2,71...).

Таким образом, разработанная в главе 3 методика расчета потенциальной помехоустойчивости предлагаемых цифровых демодуляторов оказывается применимой для шумовых помех с разнообразными статистическими свойствами.

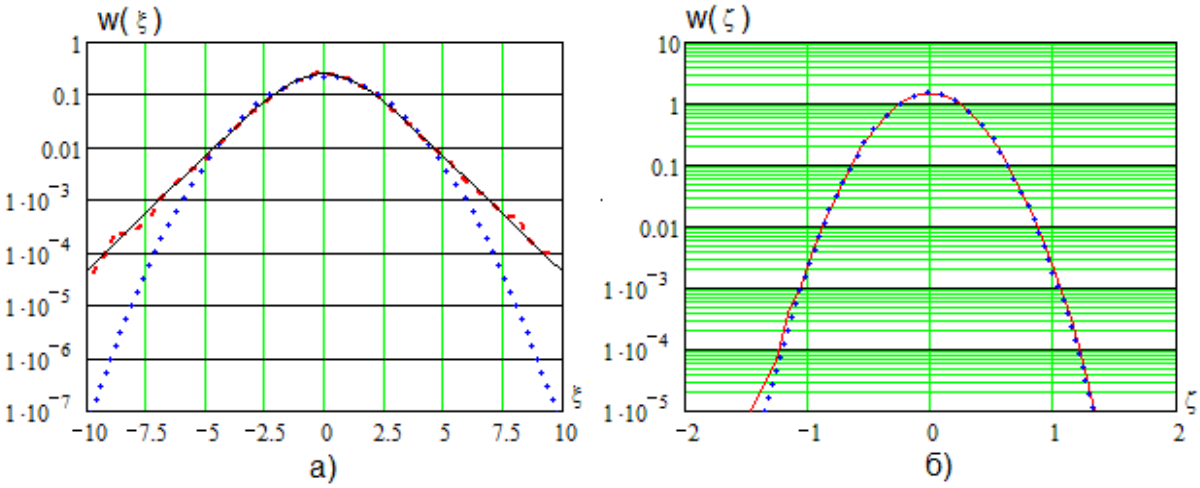



Рис. 4.2. График распределения функции $w(\xi)$ при $a = 0$ и $b = 1$

При статистическом имитационном моделировании характеристик помехоустойчивости демодулятора, прежде всего вероятностей ошибок $p_{ош}$, необходимо обрабатывать достаточно продолжительные последовательности из $L >> 1$ информационных символов. Величина $L$ должна удовлетворять условию

$$L > \frac{10 \div 100}{p_{ош}}, \tag{4.5}$$

например, при $p_{ош} = 10^{-4}$ получим $L > 10^5 \div 10^6$.

При $L \le 10^5$ для статистического имитационного моделирования

целесообразно использовать программу MathCAD, которая предоставляет программисту разнообразные функции по формированию и статистической обработке псевдослучайных чисел, однако платой за удобство является увеличение времени вычислений. При больших $L$ целесообразно использовать системы объектно-ориентированного программирования, например, Delphi, обеспечивающие высокую скорость моделирования.

На рис. 4.3 показано рабочее окно программы моделирования реализаций аддитивной смеси сигнала и шума на входе и выходе узкополосного радиотракта. Задается число информационных символов $L$, число $N$ периодов сигнала в символе, отношение сигнал/шум $h$, выбирается цифровая модель узкополосного приемного тракта (1.26) при $N_M = 0$ (тракт отсутствует) и $N_M = 16, 32, 64$, а также вид описания результата (график или созвездие) для сигналов с двоичной ФМ (кнопка ФМ2), четырехпозиционной ФМ (кнопка ФМ4), четырехпозиционной АМ (кнопка АМ4) и с шестнадцатипозиционной КАМ (кнопка КАМ16). В области результатов моделирования показана временная диаграмма сигнала ФМ2 при $L = 10$, $N = 64$ и $h = 20 дБ$.

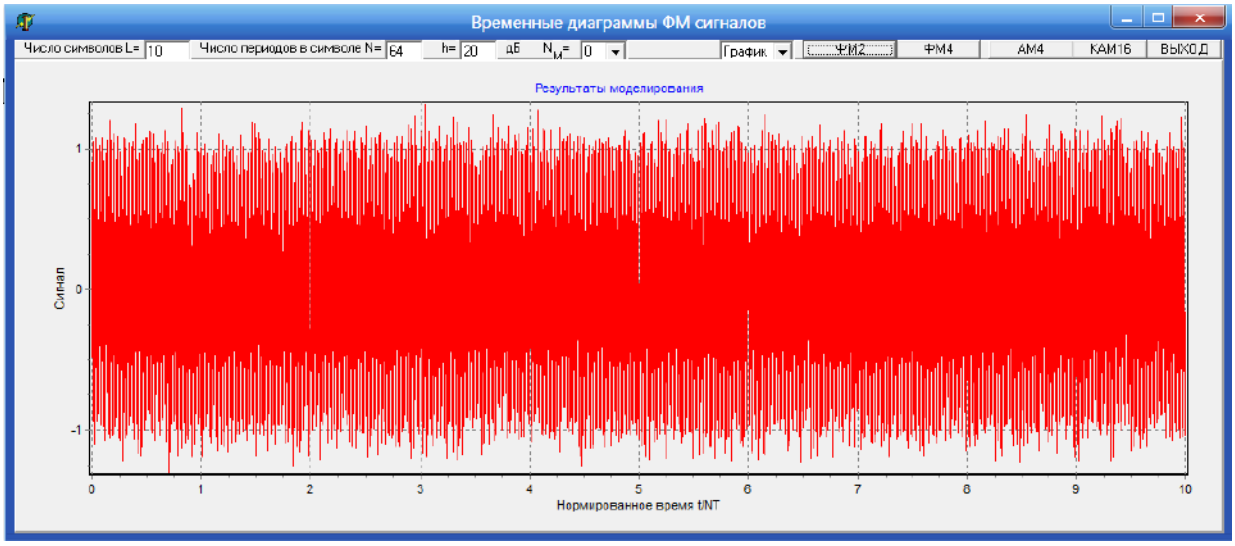



Рис. 4.3. Рабочее окно программы моделирования реализаций аддитивной смеси ФМн сигнала и шума

На рис. 4.4 показан ФМн сигнал на выходе узкополосного радиотракта с $N_M = 16$, а на рис. 4.5 – его созвездие.

На рис. 4.6 приведены аналогичная временная диаграмма для четырехпозиционного ФМ сигнала, а на рис. 4.7 – соответствующее ему созвездие.

На рис. 4.8 - 4.10 показаны аналогичные диаграммы для сигнала с четырехпозиционной АМ, а на рис. 4.11 - 4.13 для сигнала с КАМ16.

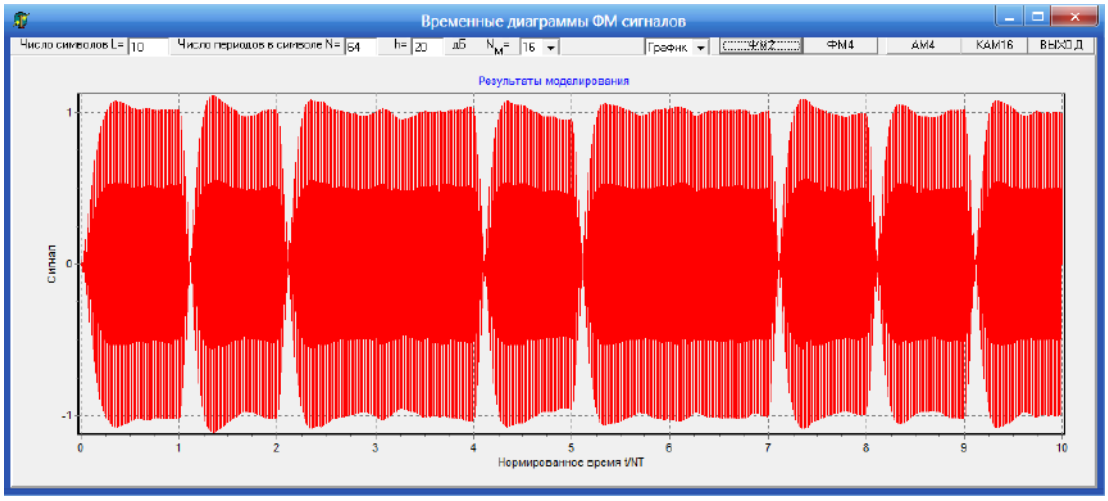



Рис. 4.4. Временная диаграмма ФМн сигнала на выходе узкополосного радиотракта с $N_M = 16$

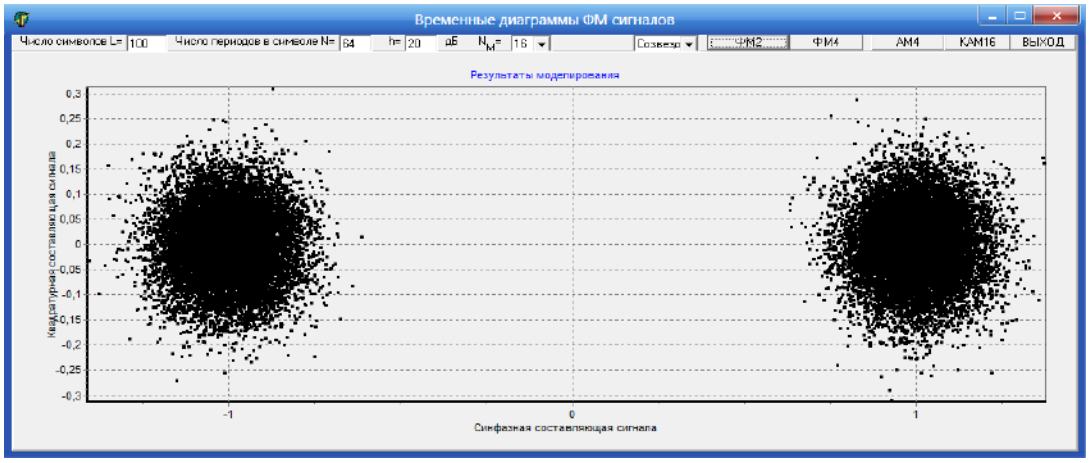



Рис. 4.5. Созвездие ФМн сигнала

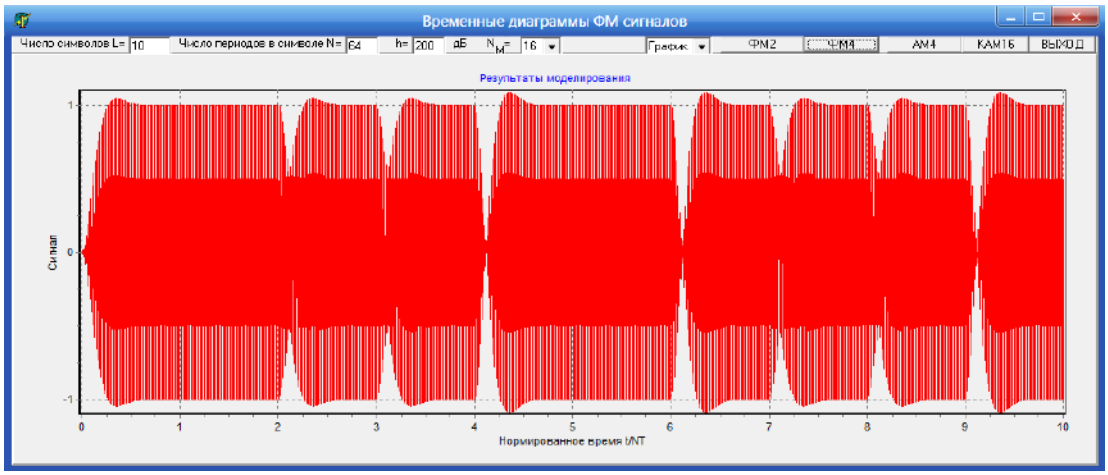



Рис. 4.6. Временная диаграмма четырехпозиционного ФМ сигнала на выходе узкополосного радиотракта

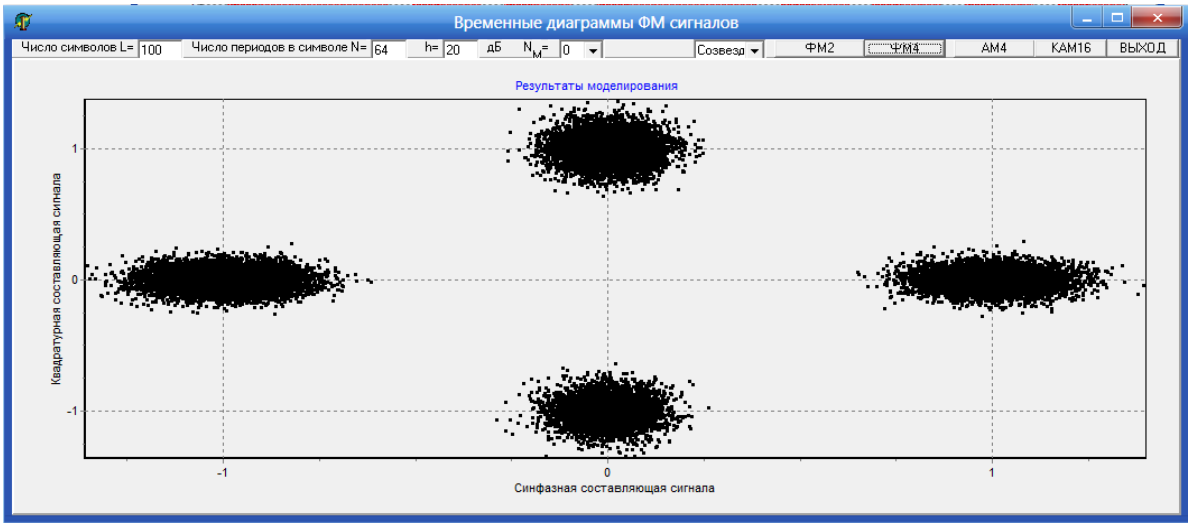



Рис. 4.7. Созвездие четырехпозиционного ФМ сигнала

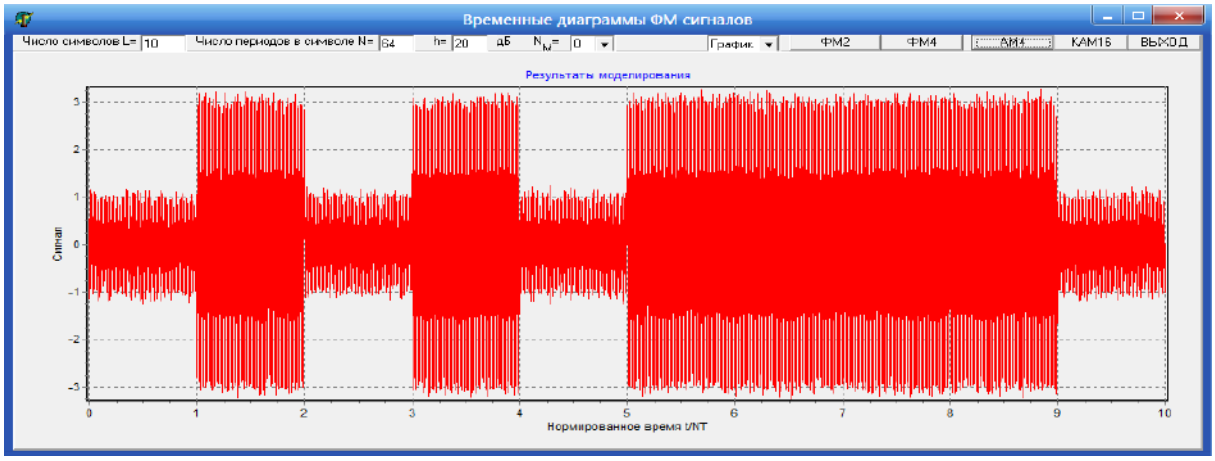



Рис. 4.8. Временная диаграмма сигнала с четырехпозиционной АМ

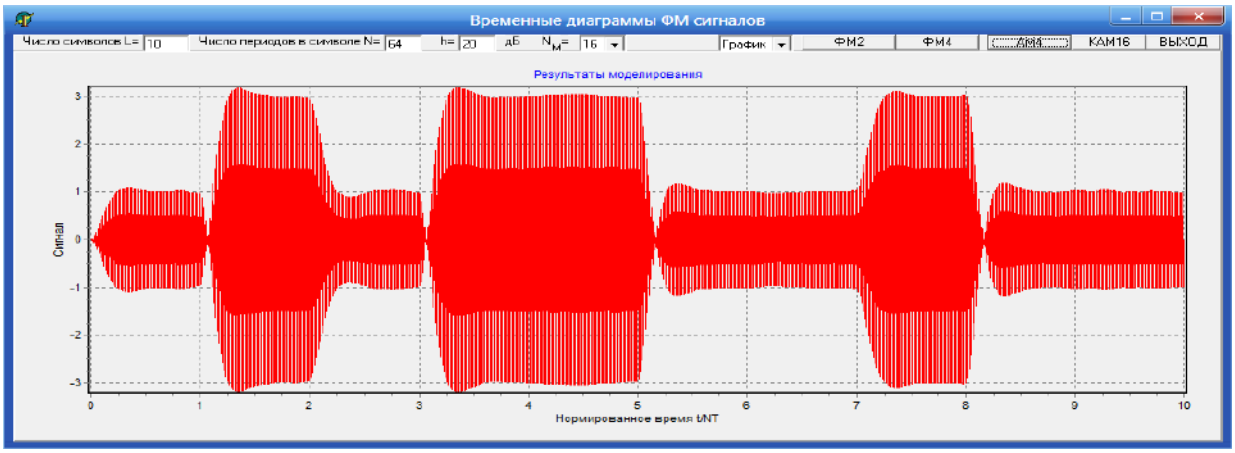



Рис. 4.9. Временная диаграмма сигнала с четырехпозиционной АМ на выходе узкополосного радиотракта

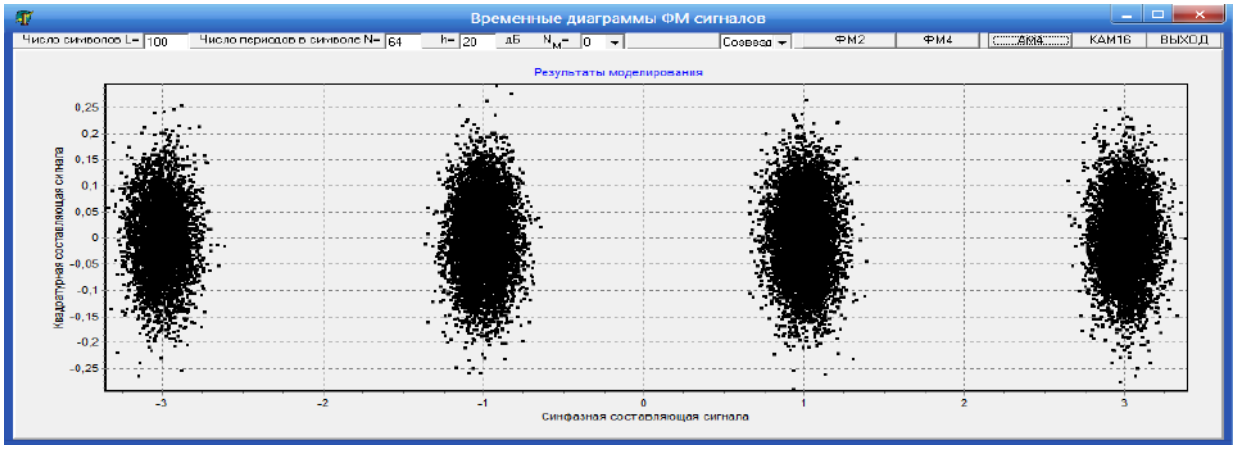



Рис. 4.10. Созвездие четырехпозиционного АМ сигнала

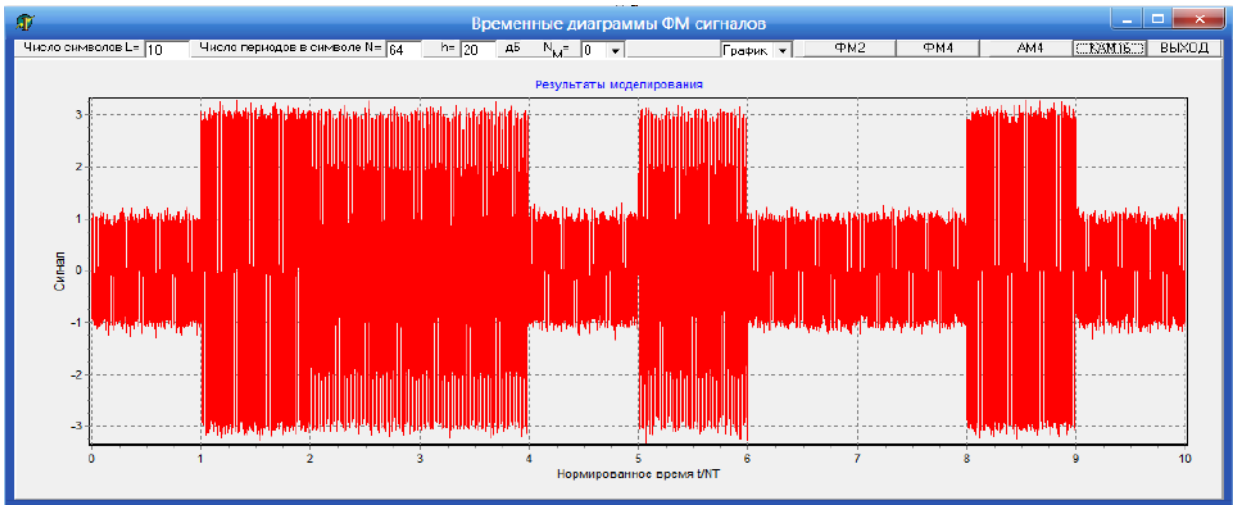



Рис. 4.11. Временная диаграмма сигнала с КАМ16 на входе радиотракта

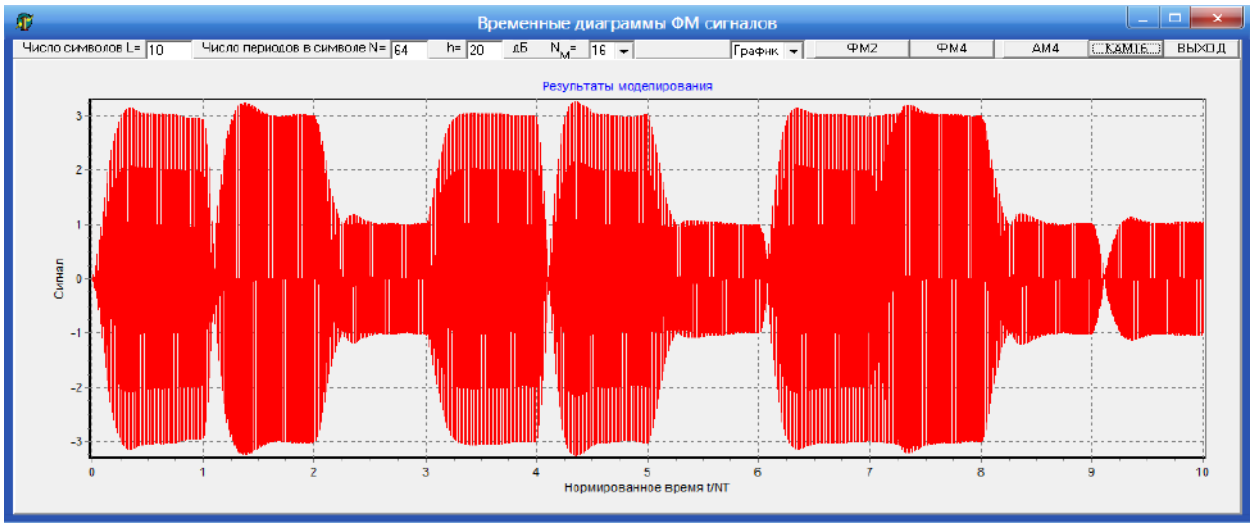



Рис. 4.12. Временная диаграмма сигнала с КАМ16 на выходе радиотракта

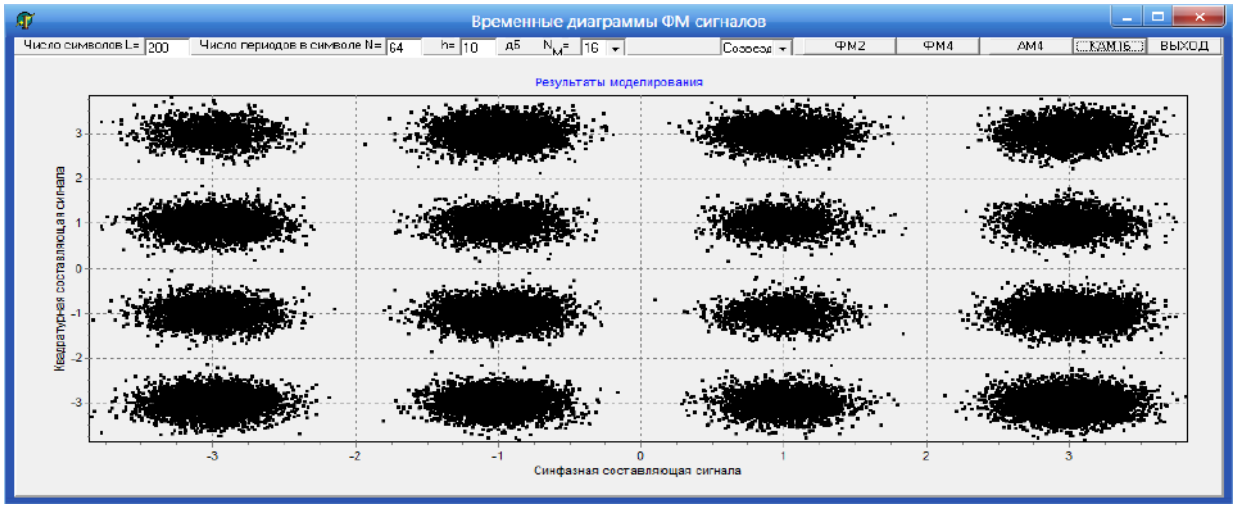



Рис. 4.13. Созвездие сигнала с КАМ16

Как видно, рассматриваемые сигналы являются различными вариантами сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией. При прохождении узкополосного приемного тракта растягиваются фронт и срез радиоимпульсов, они перекрываются, уменьшается энергия символа.

### 4.3. Исследование свойств демодулятора двоичных ФМ сигналов

Программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией (рис. 4.3 - 4.5) разработана в среде Delphi (приложение 1), ее рабочее окно показано

на рис. 4.14. В верхней его части расположены поля редактирования несущей частоты (по умолчанию $f_0 = 10\,МГц$), объема выборки символов $L = 1000000$, числа $N = 64$ периодов $T_0 = 1/f_0$ в информационном символе и значения отношения сигнал/шум $h\,дБ$ (начальное, конечное и шаг изменения).[98]

В левой части рабочего окна расположен выпадающий список выбора цифровой модели узкополосного приемного тракта (1.26) при $N_M = 0$ (тракт отсутствует) и $N_M = 16, 32, 64$, а также поле ввода значения отклонения фазы $\Delta\varphi$ опорного генератора от состояния идеальной синхронизации (по умолчанию $\Delta\varphi$=0). Ниже расположена таблица вывода результатов моделирования с теоретическим и экспериментальным значениями вероятности ошибки. В графической области показана теоретическая (сплошная линия) и полученная в результате статистического имитационного моделирования (отмечена точками) зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум $h\,дБ$.

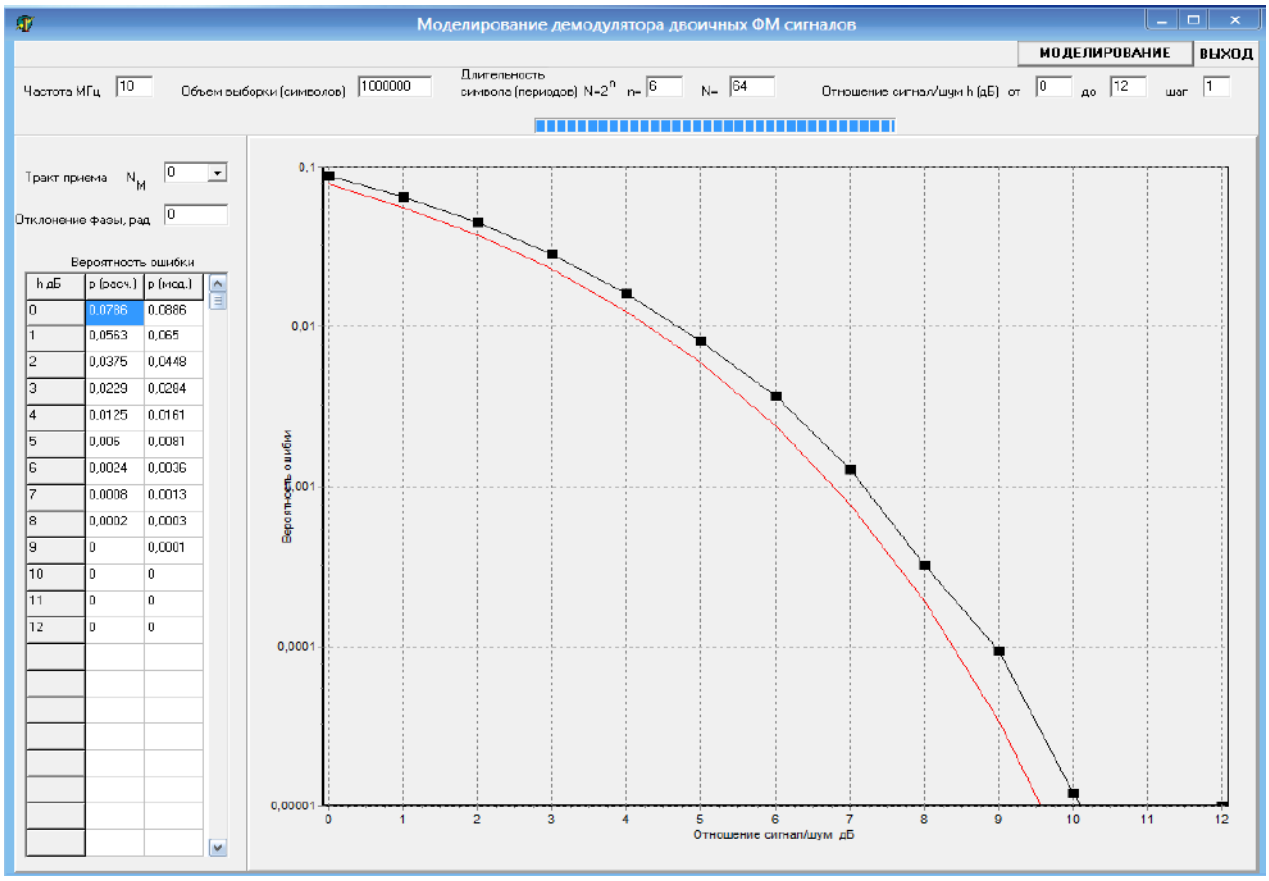


Рис. 4.14. Программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией

Приведенные на рис. 4.14 результаты соответствуют $N = 64$, $N_M = 0$ и $\Delta\varphi = 0$. Как видно, моделирование подтверждает теоретические расчеты.

На рис. 4.15 и рис. 4.16 представлены результаты моделирования при использовании узкополосного приемного тракта при $N_M = N/4 = 16$ - сравнительно широкая полоса пропускания радиотракта (рис. 4.15) и $N_M = N/2 = 32$ - узкая полоса пропускания (рис. 4.16).

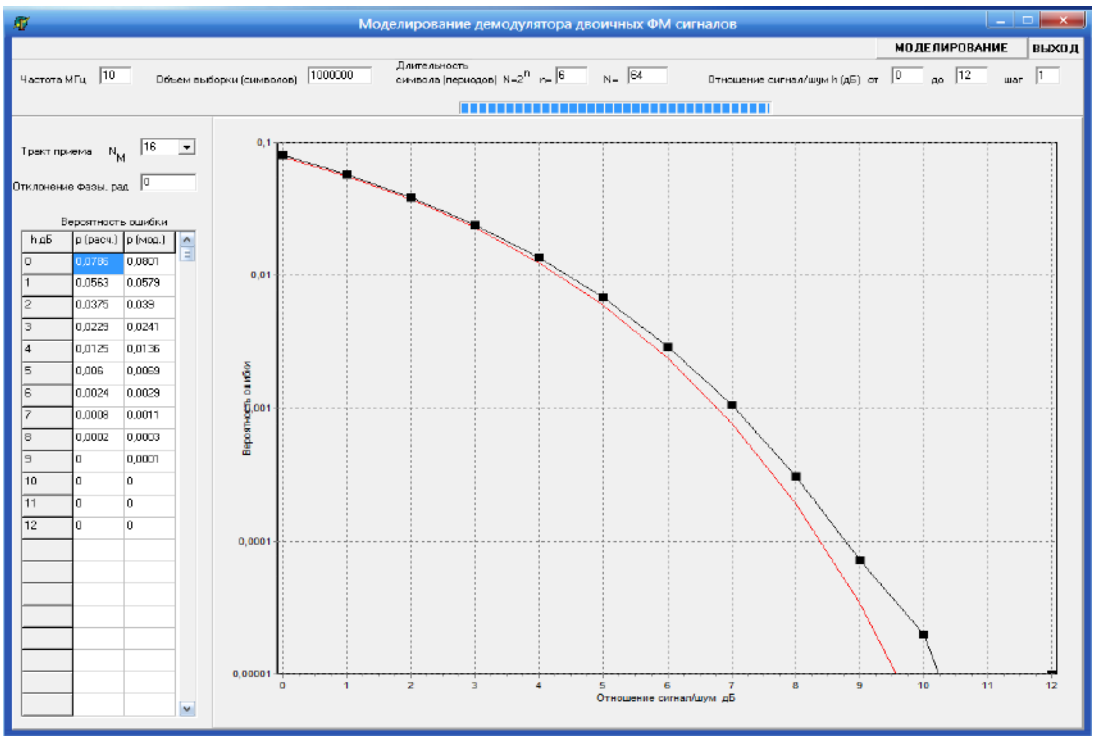



Рис. 4.15. Результаты моделирования при использовании узкополосного приемного тракта при $N_M = 16$

Как видно, снижение полосы пропускания приемного тракта (при изменении $N_M$ от 0 до $N/4 = 16$) не приводит к заметному изменению вероятности ошибки, хотя при этом шум становится узкополосным и его мощность уменьшается в несколько раз, а в более узкополосном тракте (при $N_M = N/2 = 32$) помехоустойчивость значительно ухудшается за счет падения

энергии элемента сигнала. Это соответствует результатам моделирования сигналов на рис. 4.3 – 4.13. Таким образом, моделирование подтверждает сделанные ранее выводы о влиянии узкополосности приемного тракта на помехоустойчивость демодулятора. Необходимость использования узкополосных приемных трактов при $N_M > N/4$ может возникнуть при наличии в них, например, узкополосных помех.

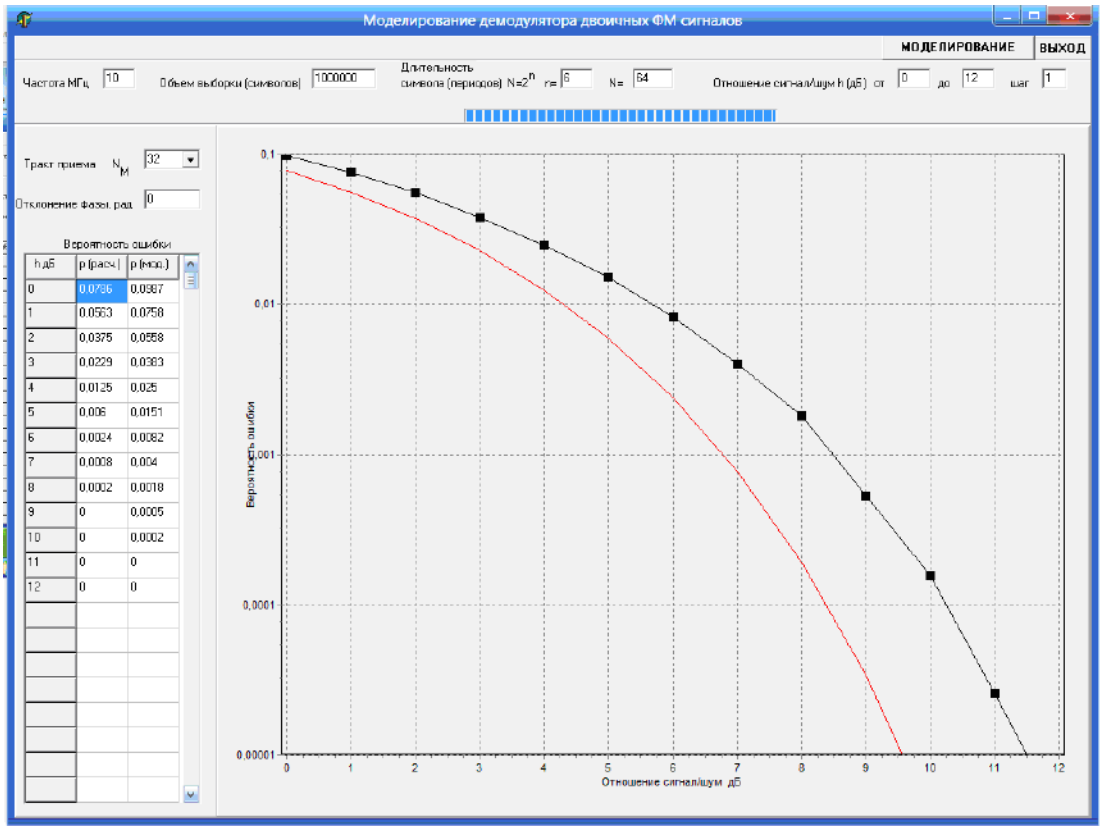



Рис. 4.16. Результаты моделирования при использовании узкополосного приемного тракта при $N_M = 32$

Пример зависимости вероятности ошибки $p_{ОШ}$ от полосы пропускания $П_T$ радиотракта в нормированном виде $П_T/П$ показан на рис. 4.17 (величина полосы частот демодулятора $П$ равна (2.20)). Как видно, использование узкополосного тракта существенно увеличивает вероятность ошибки при $П_T < (3 \div 5) \cdot П$. Таким образом, по результатам моделирования с учетом (2.20) полосу пропускания радиотракта целесообразно выбирать из условия

$$\Pi_T = (6 \div 10) \cdot \frac{f_0}{N}. \qquad (4.6)$$

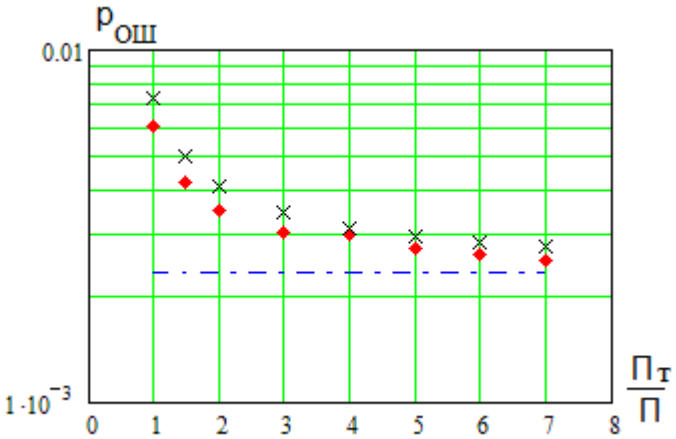



Рис. 4.17. Зависимость вероятности ошибки $p_{ОШ}$ от полосы пропускания $\Pi_T$ радиотракта

На рис. 4.18а показана полученная в результате моделирования и отмеченная точками зависимость среднеквадратического (действующего) значения $S_д$ элемента информационного сигнала с единичной амплитудой от нормированной полосы пропускания $\Pi_T/\Pi$. Штрихпунктирной линией отмечен уровень входного сигнала $S = 1/\sqrt{2} = 0.707$. Точками на рис. 4.18б представлена зависимость от $\Pi_T/\Pi$ среднеквадратического значения шумовой помехи $\sigma_\Pi$ на выходе узкополосного приемного тракта.

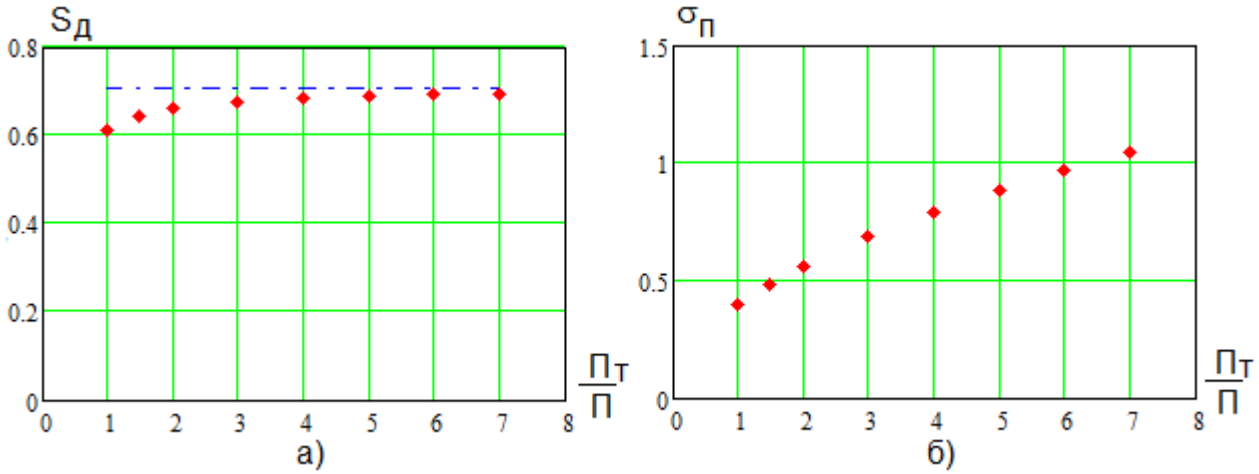



Рис. 4.18. Зависимость действующего значения $S_д$ элемента сигнала (а) и среднеквадратического значения шумовой помехи $\sigma_П$ (б) на выходе радиотракта от его полосы пропускания $П_T/П$

Как видно из рис. 4.18а, при $П_T < (3 \div 5) \cdot П$ происходит подавление боковых компонент спектра сигнала и его действующее значение $S_д$ (мощность) уменьшается, что приводит к увеличению вероятности ошибки. Действующее значение $\sigma_П$ падает при уменьшении $П_T / П$, как видно из рис. 4.18б. На рис. 4.17 крестиками отмечены результаты расчета вероятности ошибки для белого шума и значений действующего значения $S_д$ сигнала в узкополосном тракте из рис. 4.18а.

Приведенные результаты моделирования свидетельствуют о том, что предлагаемый быстрый цифровой алгоритм когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов оптимально выделяет информационный сигнал из входного шума.

Рассматриваемая программа позволяет оценить влияние на вероятность ошибки детерминированного смещения $\Delta\varphi$ фазы опорного (тактового) сигнала (погрешности фазовой синхронизации). На рис. 4.19 представлен пример результатов моделирования при $\Delta\varphi = 0{,}5\, рад$.

Как видно, нарушение синхронного режима когерентного демодулятора приводит к значительному снижению помехоустойчивости.

Зависимости вероятности ошибки $p_{ОШ}$ от детерминированного смещения фазы $\Delta\varphi$ для различных значений отношения сигнал/шум $h$ показаны на рис. 4.20, при отрицательных $\Delta\varphi$ наблюдаются те же значения $p_{ОШ}$.

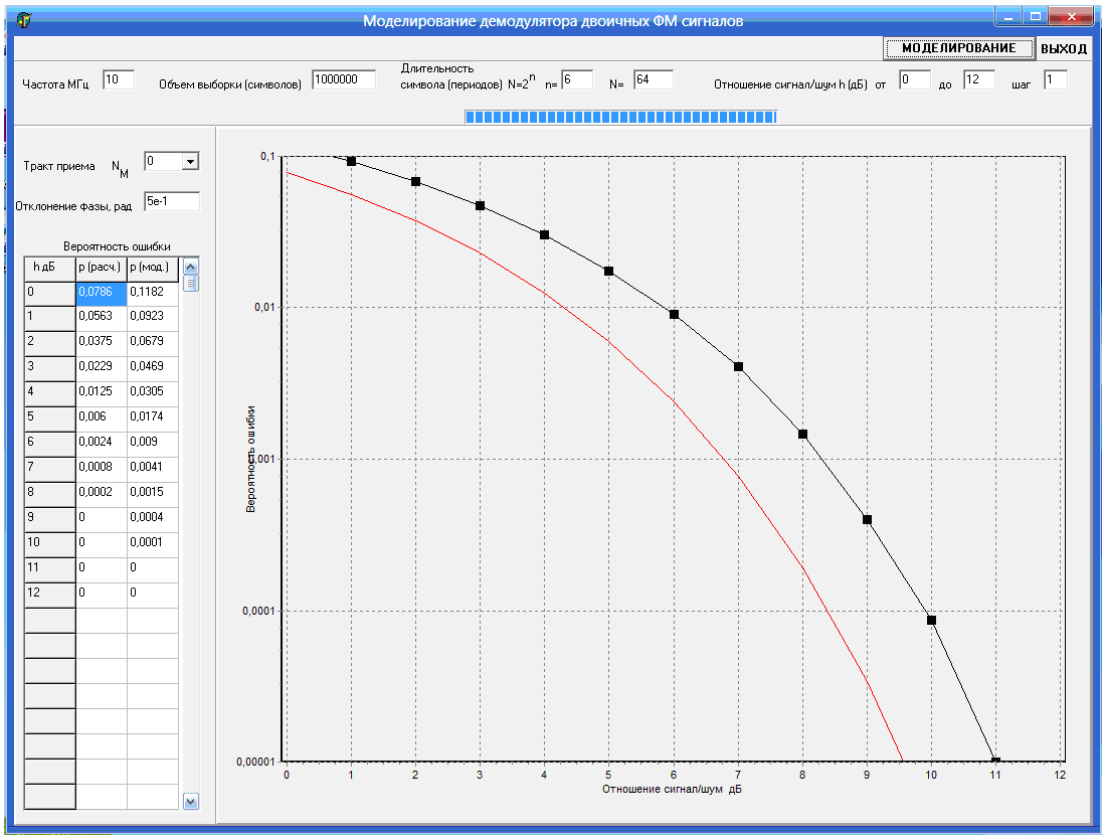



Рис. 4.19. Результаты моделирования при $\Delta\varphi = 0{,}5\,рад$

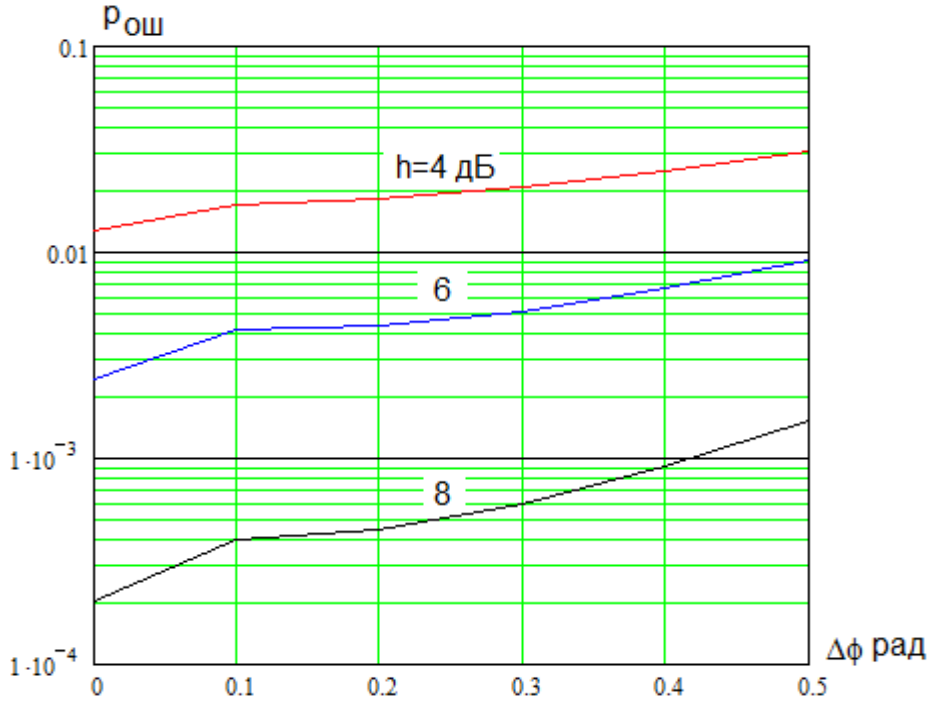



Рис. 4.20. Зависимости вероятности ошибки $p_{ОШ}$ от детерминированного смещения фазы $\Delta\varphi$ для различных значений отношения сигнал/шум

Кривые на рис. 4.20 согласуются с полученными ранее на основе [56] требованиями к точности фазовой синхронизации демодулятора в соответствии с графиками на рис. 1.18. Необходимо учитывать, что в (1.39) $\sigma_\varphi$ - среднеквадратическое отклонение фазы. Если величину $\Delta\varphi$ рассматривать как максимальное отклонение фазы, то можно полагать $\sigma_\varphi = \Delta\varphi/3$, тогда величине $\Delta\varphi = 0{,}3\,рад$ соответствует ранее рекомендованное значение $\sigma_\varphi = 0{,}1\,рад$.

Как отмечалось в первой главе, для синхронизации предлагаемого некогерентного демодулятора целесообразно использовать цифровое квадратурное устройство фазовой синхронизации и демодуляции в соответствии с патентом [63], который обеспечивает необходимые требования к точности поддержания синхронного режима.

### 4.4. Исследование свойств демодулятора четырехпозиционных ФМ

**сигналов**

Разработана программа статистического имитационного моделирования цифрового когерентного демодулятора четырехпозиционных сигналов с фазовой манипуляцией (рис. 4.6 - 4.7) в соответствии с алгоритмом на рис. 2.17, ее рабочее окно при $N = 64$, $L = 10^6$, $\Delta\varphi = 0$ и отсутствии узкополосного радиотракта ($N_M = 0$) показано на рис. 4.21. Сплошная линия соответствует теоретическим значениям вероятности ошибки (3.27), а точками отмечены результаты моделирования, хорошо согласующиеся с расчетами. На рис. 4.22 и рис. 4.23 показаны аналогичные зависимости при наличии узкополосного радиотракта при $N_M = 16$ и $N_M = 32$ соответственно. [99]

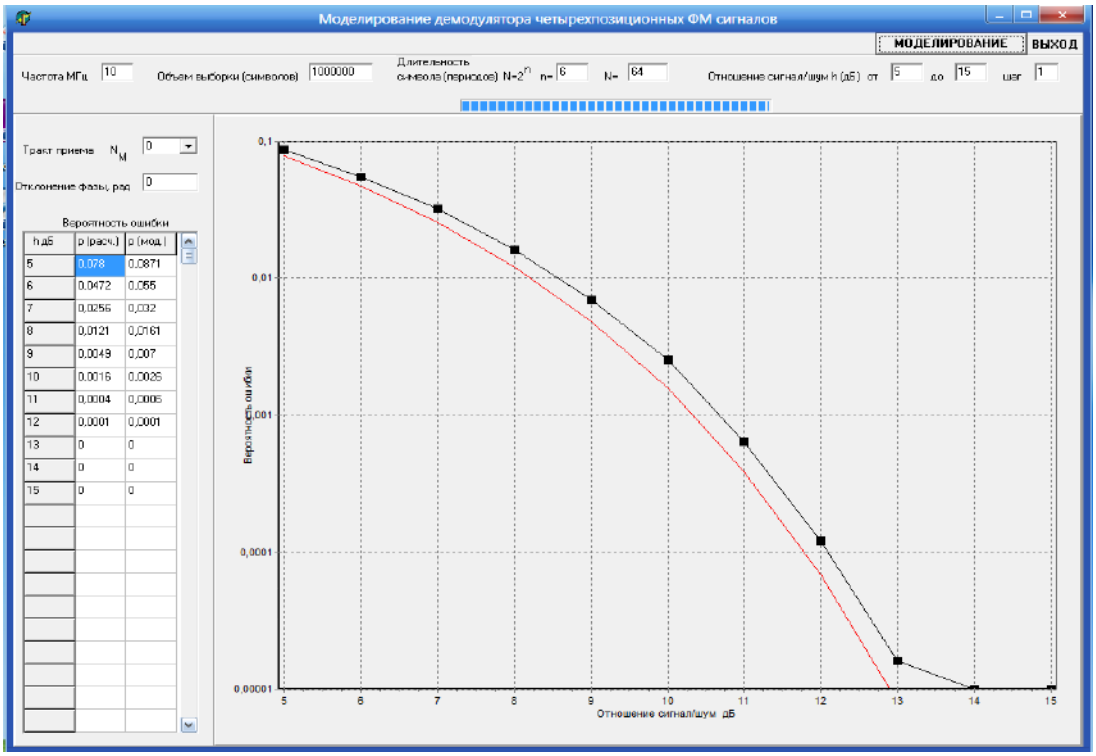



Рис. 4.21. Результаты статистического имитационного моделирования цифрового когерентного демодулятора четырехпозиционных сигналов с ФМ

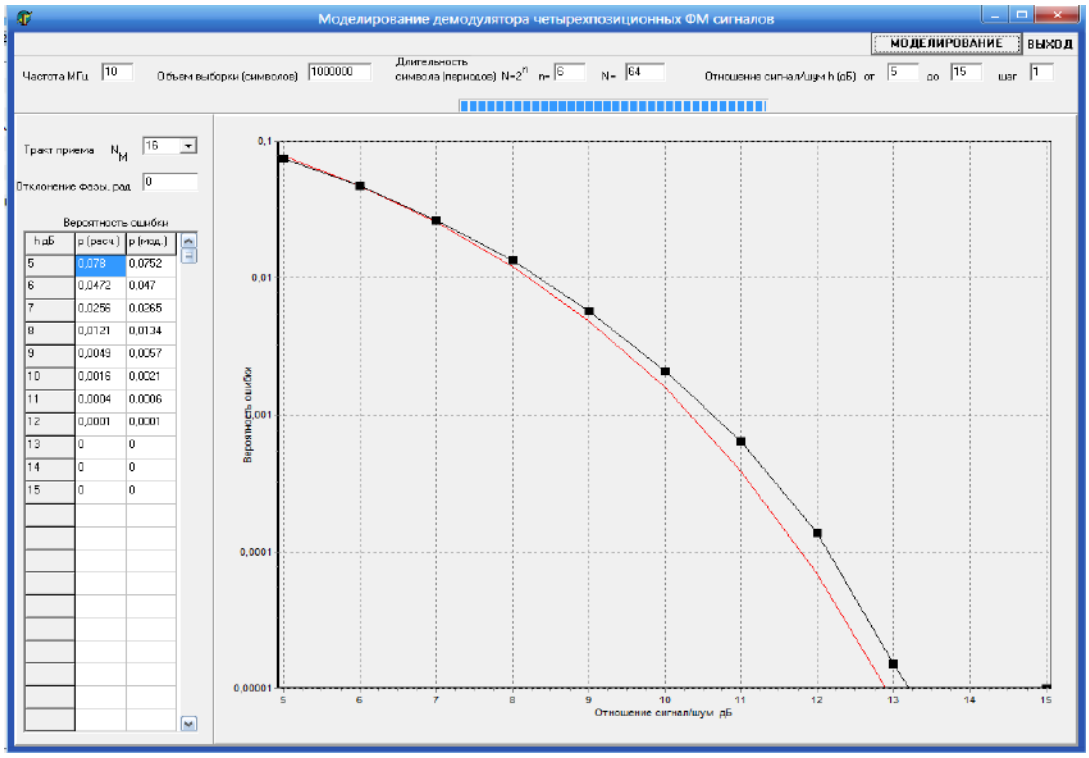



Рис. 4.22. Результаты статистического имитационного моделирования демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов при $\Pi_T = 4 \cdot \Pi$

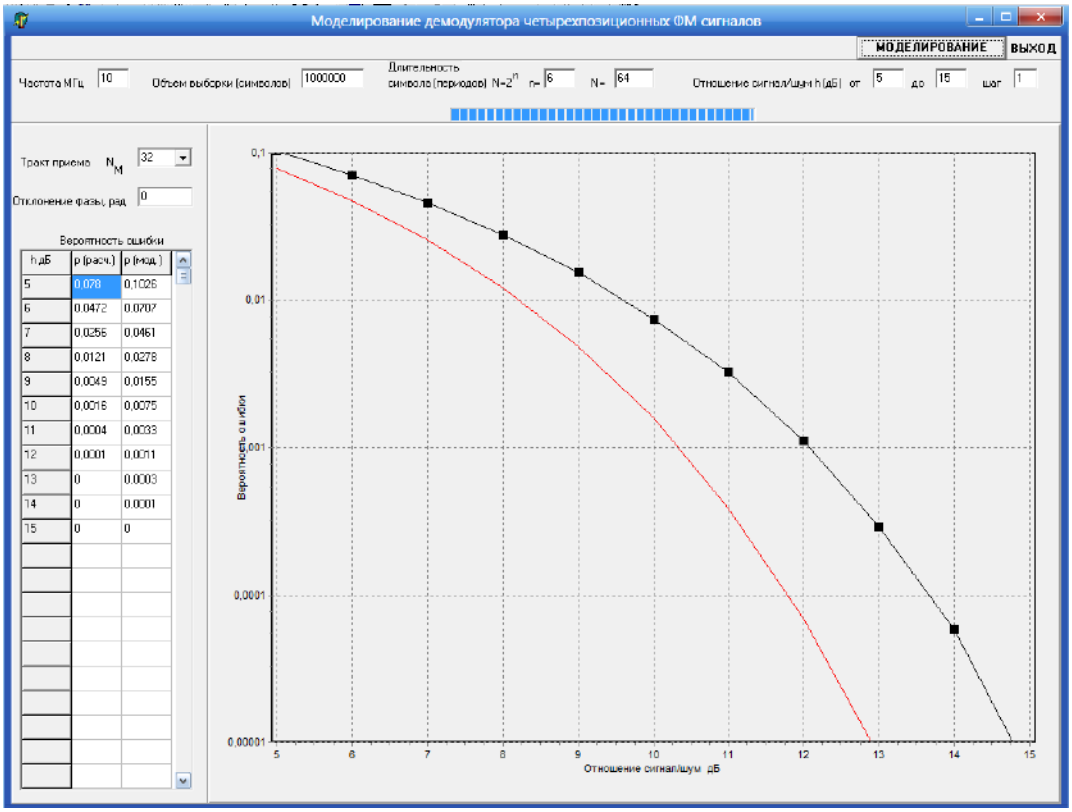
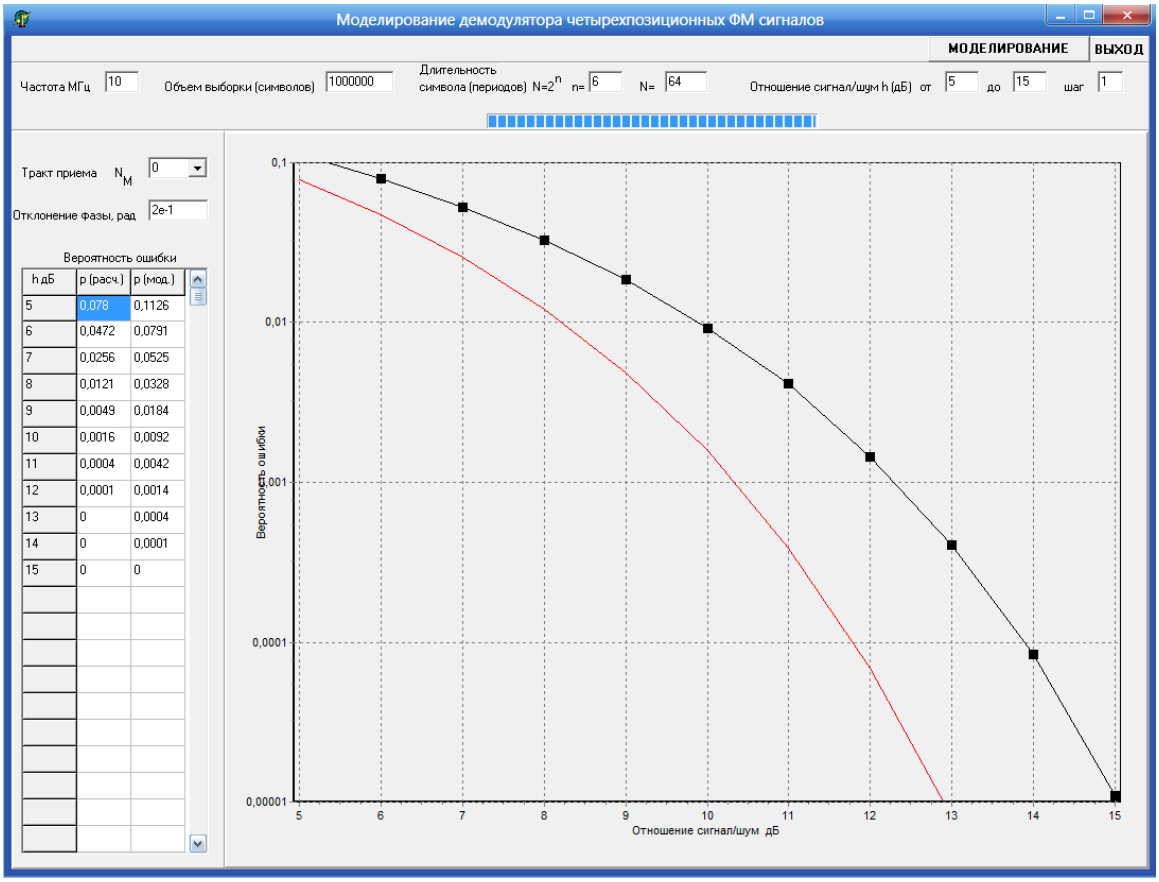



Рис. 4.23. Результаты статистического имитационного моделирования демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов при $\Pi_T = 2 \cdot \Pi$

Как и в случае двоичных ФМ сигналов, включение узкополосного

радиотракта при $\Pi_T = 4 \cdot \Pi$ (рис. 4.22) не изменяет помехоустойчивость в шумовых помехах, а дальнейшее уменьшение полосы пропускания до $\Pi_T = 2 \cdot \Pi$ (рис. 4.23) существенно ее ухудшает. Результаты моделирования подтверждают, что предлагаемый алгоритм демодуляции сигналов с четырехпозиционной ФМ обеспечивает их оптимальную обработку.

Рассмотрим влияние на вероятность ошибки детерминированного смещения $\Delta\varphi$ фазы опорного сигнала. На рис. 4.24 представлен пример результатов моделирования при $\Delta\varphi = 0{,}2\,рад$, что в 2,5 раза меньше, чем на рис. 4.19 для сигналов с двоичной ФМ.




4.24. Результаты статистического имитационного моделирования демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов при $\Delta\varphi = 0{,}2\,рад$

Таким образом, при демодуляции сигналов с четырехпозиционной ФМ требования к точности фазовой синхронизации тактового генератора и

принимаемого сигнала в 2-3 раза выше, чем при обработке двоичных сигналов. Это естественно, так как при четырехпозиционной ФМ шаг изменения фазы равен $\pi / 2\ рад$, что в два раза меньше, чем у сигналов с двоичной ФМ.

Результаты статистического имитационного моделирования алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с двоичной и четырехпозиционной относительной фазовой манипуляцией (ОФМ) приводят к выводам, аналогичным полученным для ФМ сигналов.

## 4.5. Исследование свойств демодулятора многопозиционных сигналов с АМ

Разработана программа статистического имитационного моделирования демодулятора сигналов с многопозиционной АМ в соответствии с алгоритмом на рис. 2.26. Ее рабочее окно показано на рис. 4.25 при $N = 64$, $L = 10^6$, $\Delta\varphi = 0$ и отсутствии узкополосного радиотракта ( $N_M = 0$ ). [100]

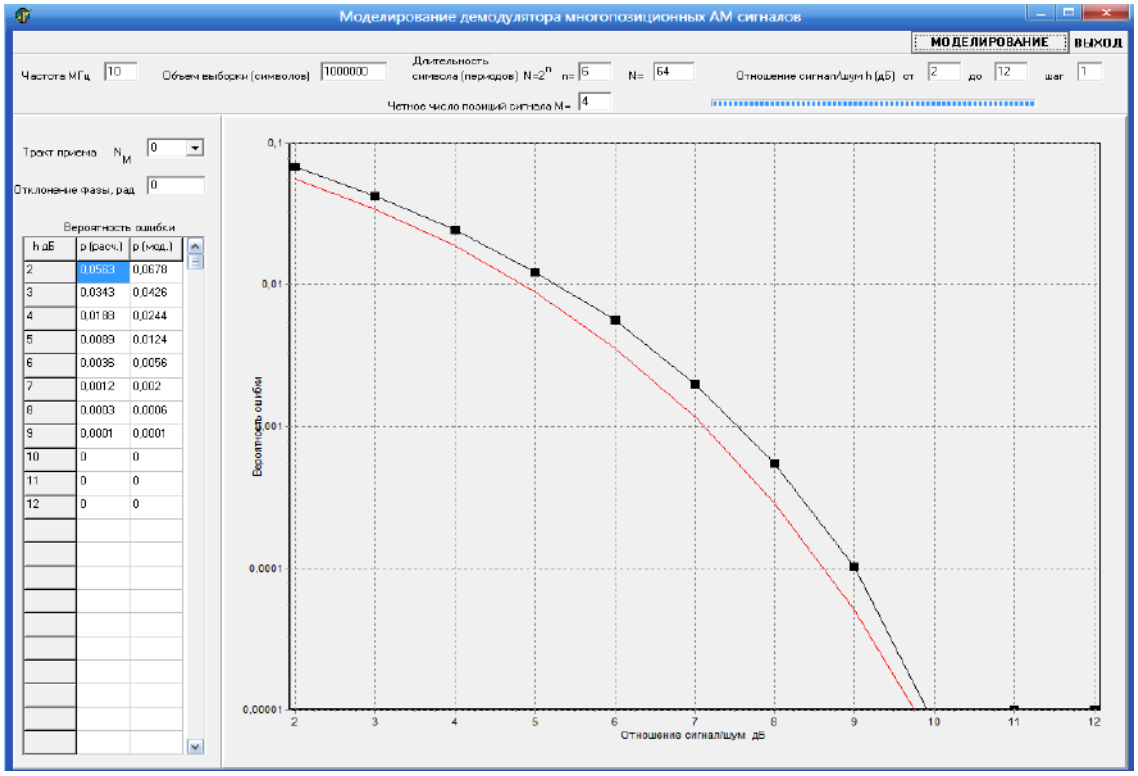



Рис. 4.25. Результаты моделирования демодулятора сигналов с многопозиционной АМ

В верхней части окна имеется поле ввода четного числа позиций $M$ (по умолчанию $M = 4$). Вероятность ошибки согласно (3.44) отображается сплошной линией, а результаты моделирования – точками.

На рис. 4.26 приведены результаты моделирования при включении узкополосного радиоканала при $N_M = 16$, то есть при $\Pi_T = 4 \cdot \Pi$. Сравнивая их с графиками на рис. 4.15 и рис. 4.22, видно, что при четырехпозиционной АМ влияние радиоканала проявляется значительно сильнее.

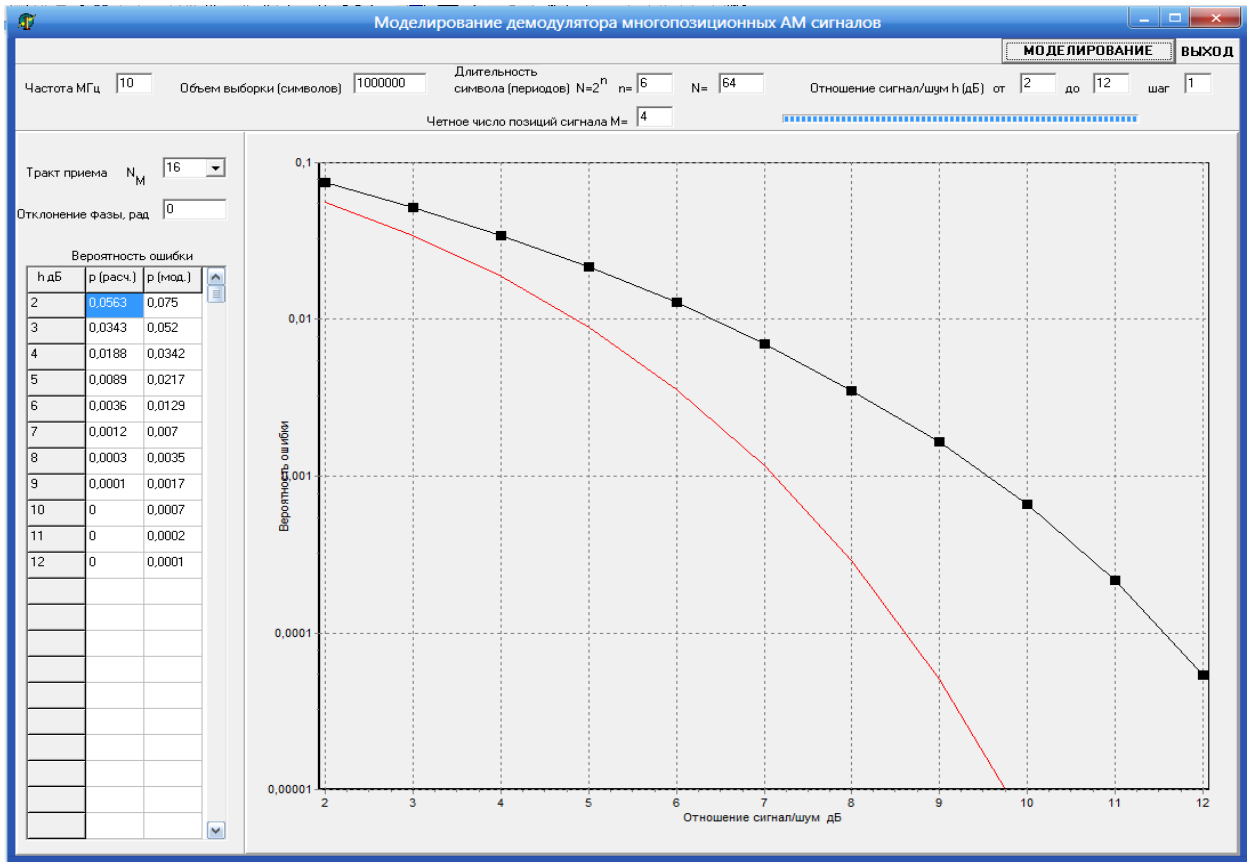



Рис. 4.26. Результаты статистического имитационного моделирования демодулятора сигналов с многопозиционной АМ при $N_M = 16$

На рис. 4.27 показаны результаты моделирования для шестнадцатипозиционного сигнала с АМ. Выражение (3.44) совпадает с (3.9) при $M = 2$ (для двоичной ФМ) и обеспечивает удовлетворительную точность при $M = 4$ (для четырехпозиционной АМ) согласно рис. 4.24. При $M = 16$ погрешность (3.44) повышается (рис. 4.26).

В выражении (3.37) погрешность определяется методов вычисления средней энергии элемента сигнала $E_{CP}$, которая пропорциональна квадрату его амплитуды. Если для вычисления $E_{CP}$ необходимо с вероятностями, равными $2/M$, усреднить энергию отдельных элементов, то получим

$$E_{CP} = E_1 \frac{2}{M} \left[ \sum_{k=1}^{M/2} (2k-1)^2 \right], \tag{4.7}$$

где $E_1$ - энергия элемента сигнала с минимальной амплитудой $A$.

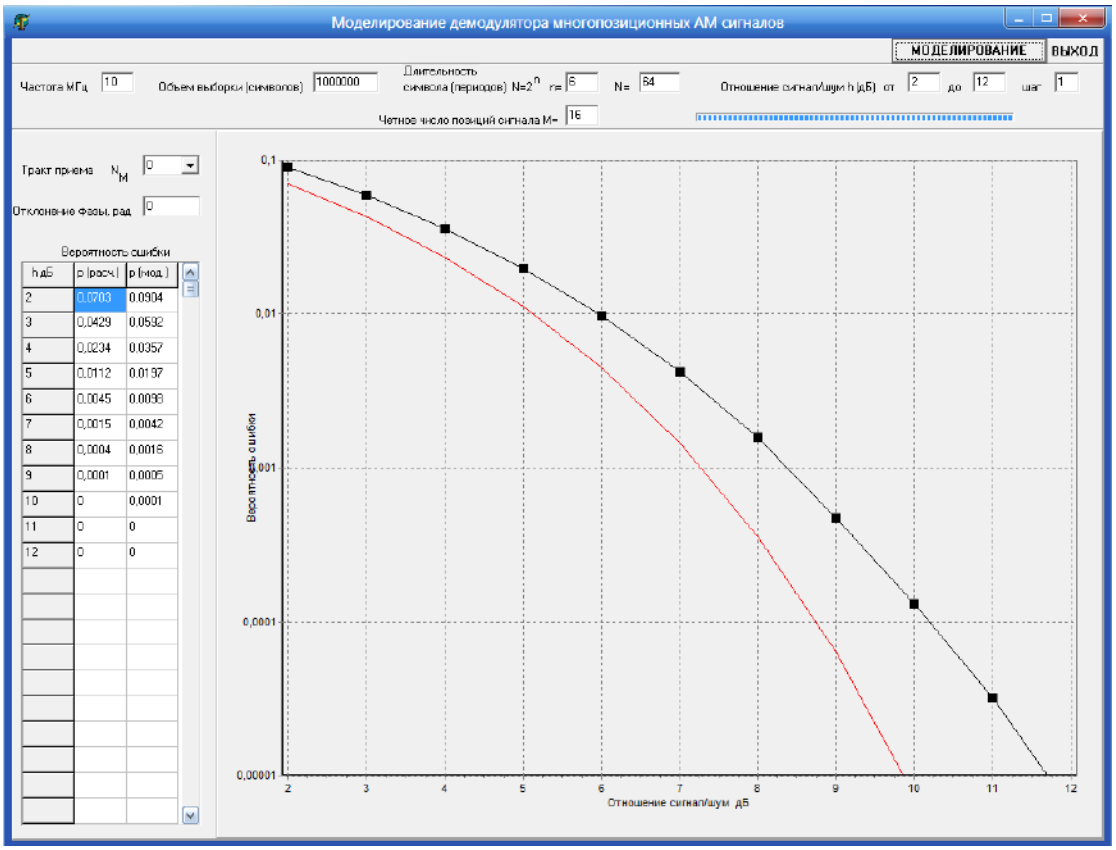



Рис. 4.27. Результаты моделирования для шестнадцатипозиционного сигнала с АМ

Согласно [101], из (4.7) получим

$$E_{CP} = E_1 \frac{M^2 - 1}{3}, \tag{4.8}$$

тогда из (3.37) с учетом того, что отношение сигнал/шум $h = \sqrt{E_1 / W_{Ш}}$, $W_{Ш}$ - спектральная плотность мощности шума, получим

$$p_{ОШ\ CP} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6E_{CP}}{(M^2-1)W_{Ш}}}\right) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{2}h\right), \tag{4.9}$$

что совпадает с ранее полученным выражением для вероятности ошибки $p_{ОШ}$ вида (3.44). Таким образом, равновероятное усреднение всех возможных

значений элементов сигнала с многопозиционной АМ приводит к заниженным оценкам вероятности ошибки при больших $M > 16$. При практически целесообразных значениях числа позиций $M \le 16$ выражение (3.44) обеспечивает удовлетворительную точность (рис. 4.24 и рис. 4.26).

Проведем оценку влияния на вероятность ошибки детерминированного смещения $\Delta\varphi$ фазы опорного сигнала. На рис. 4.28 показан пример результатов моделирования при $M = 4$ и $\Delta\varphi = 0{,}3\,рад$.

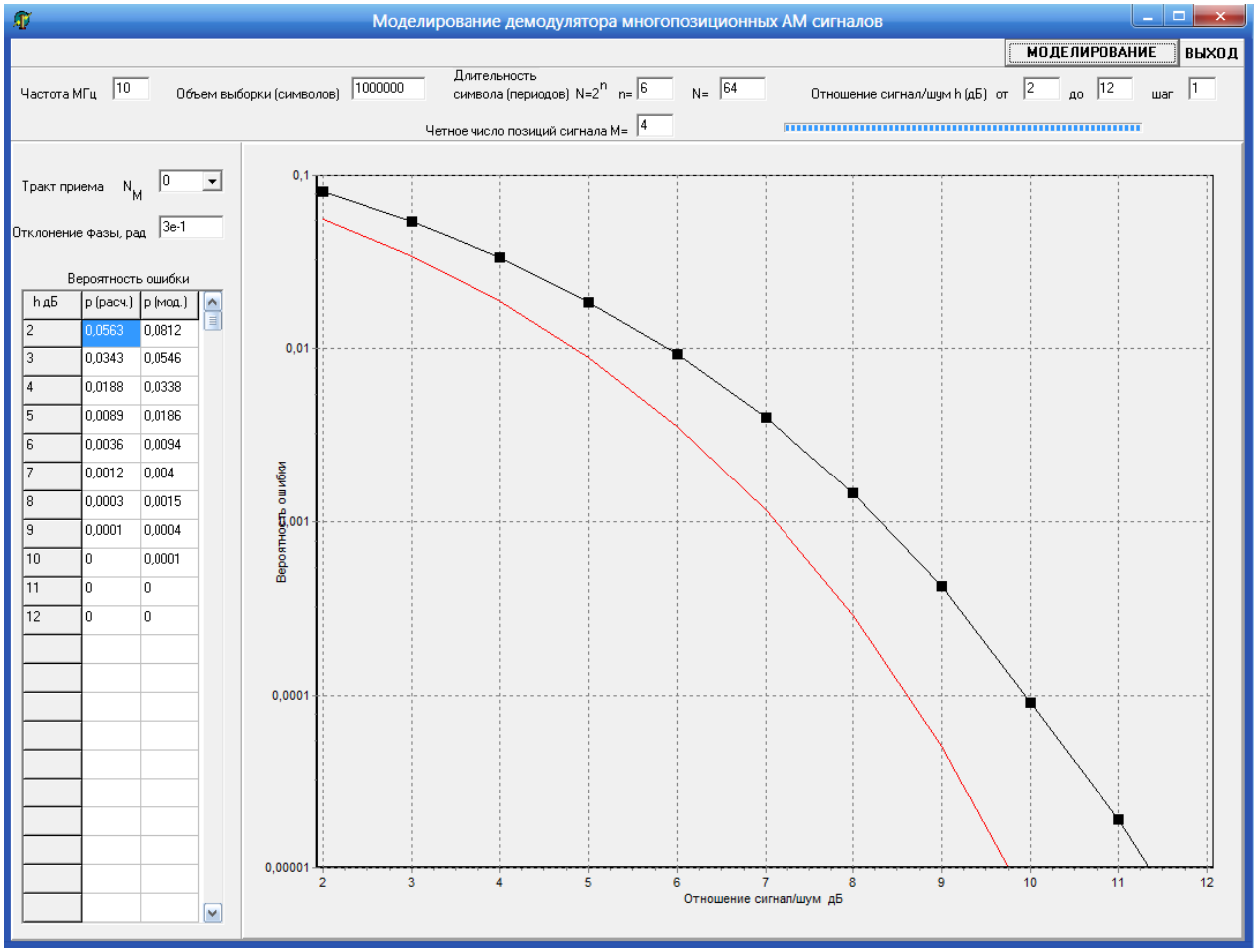



Рис. 4.28. Вероятность ошибки для четырехпозиционного сигнала с АМ при $\Delta\varphi = 0{,}3\,рад$

Сравнивая их с графиками на рис. 4.19, видим, что смещение фазы сильнее проявляется при демодуляции четырехпозиционного АМ сигнала, чем при двоичной фазовой манипуляции. Зависимости вероятности ошибки $p_{ош}$

от детерминированного смещения фазы $\Delta\varphi$ для различных значений отношения сигнал/шум $h$ показаны на рис. 4.29, пунктиром показаны аналогичные кривые при двоичной ФМ (рис. 4.20). Как видно, и в этом случае нарушение синхронного режима когерентного демодулятора приводит к значительному снижению помехоустойчивости.

С ростом числа позиций $M$ требования к точности фазовой синхронизации резко повышаются. Об этом свидетельствуют графики оценок вероятности ошибок для шестнадцатипозиционной АМ ($M = 16$) при $\Delta\varphi = 0{,}1\,рад$, показанные на рис. 4.30.

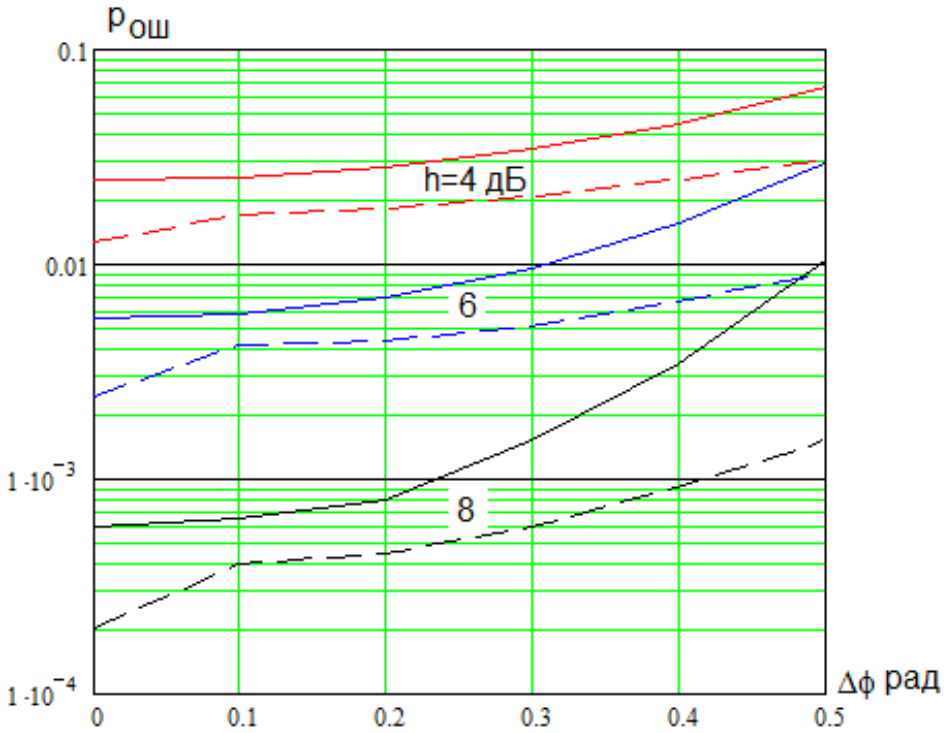



Рис. 4.29. Зависимости вероятности ошибки $p_{ош}$ от детерминированного смещения фазы $\Delta\varphi$

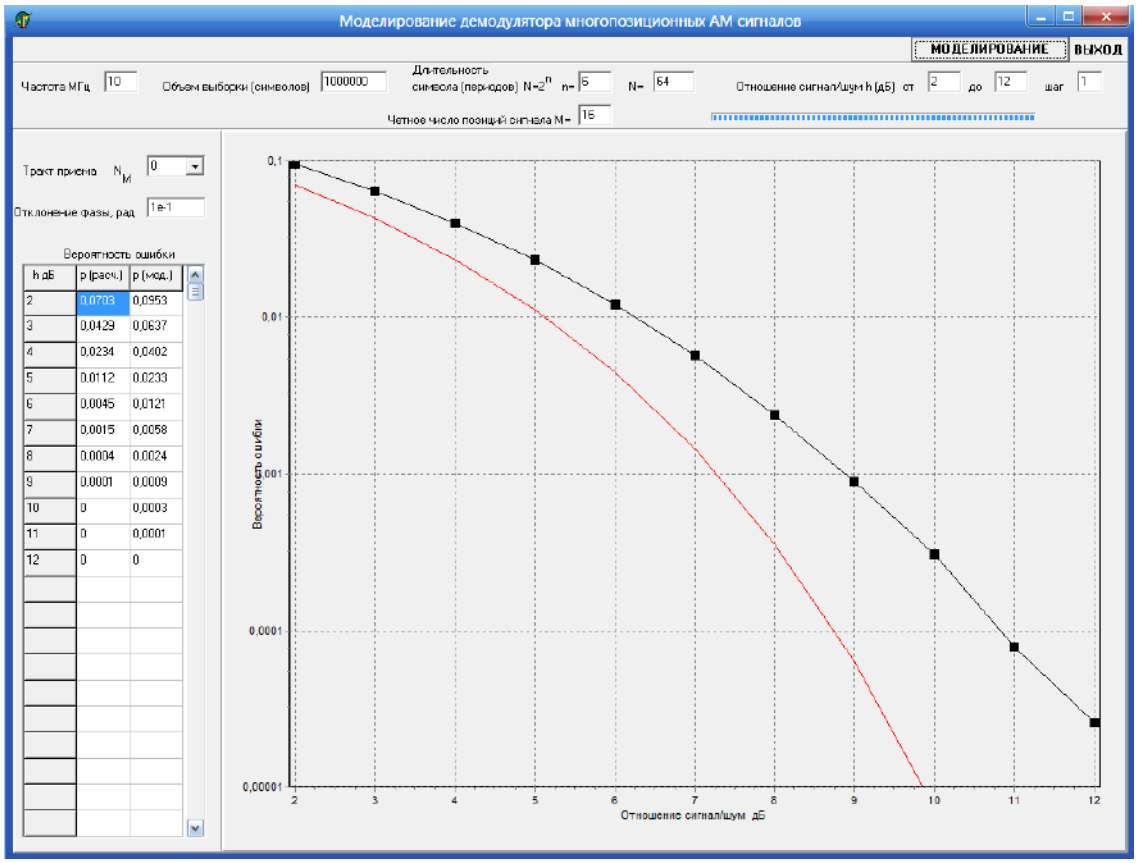



Рис. 4.30. Графики оценок вероятности ошибок для шестнадцатипозиционной АМ при $\Delta\varphi = 0{,}1\,рад$

Как видно, в этом случае даже при небольшом отклонении фазы от синхронного состояния наблюдается значительный рост вероятности ошибки. Чувствительность к отклонениям фазы повышается при уменьшении $N$ (длительности информационного символа).

## 4.6. Исследование свойств демодулятора сигналов с КАМ

На рис. 4.31 показано рабочее окно программы статистического имитационного моделирования демодулятора сигналов с КАМ при $N = 64$ и $M = 16$. Сплошной линией показана зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум согласно (3.58) и (3.60), точками отмечены результаты моделирования, которые хорошо согласуются с расчетами. Аналогичные

результаты имеют место и при других значениях $N$ и $M$. [102]

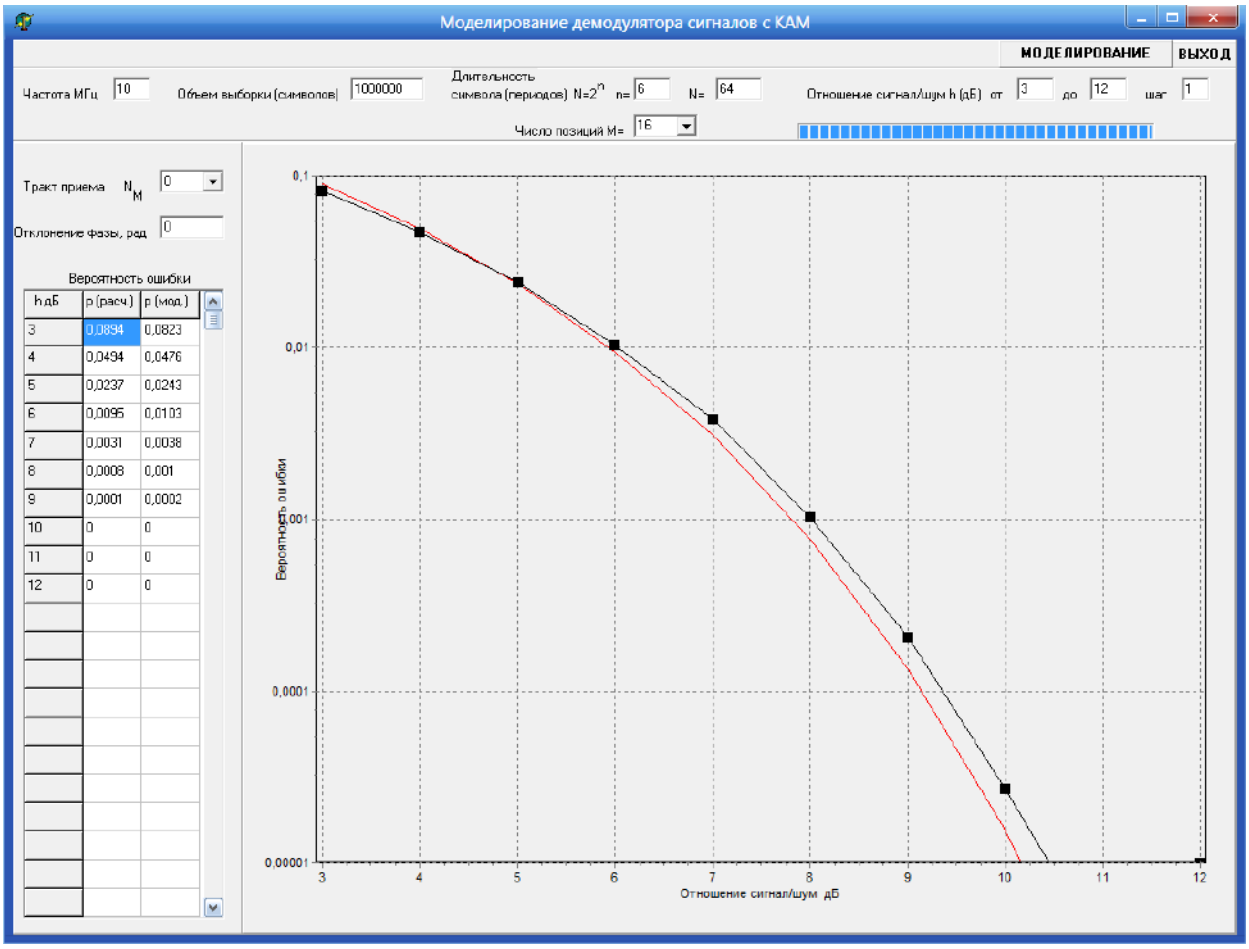



Рис. 4.31. Рабочее окно программы статистического имитационного моделирования демодулятора сигналов с КАМ при $N = 64$ и $M = 16$

На рис. 4.32 приведены результаты моделирования при прохождении сигнала с КАМ через узкополосный радиотракт с $N_M = 16$ при $N = 64$ и $M = 16$. Как видно, ограничение полосы частот сигнала существенно снижает помехоустойчивость демодуляции, при увеличении $M$ этот эффект резко усиливается.

На рис. 4.33 приведены результаты моделирования при небольшом отклонении фазы опорного генератора (0,1 рад) относительно принимаемого сигнала с КАМ. Как видно, это приводит к существенному повышению вероятности ошибки.

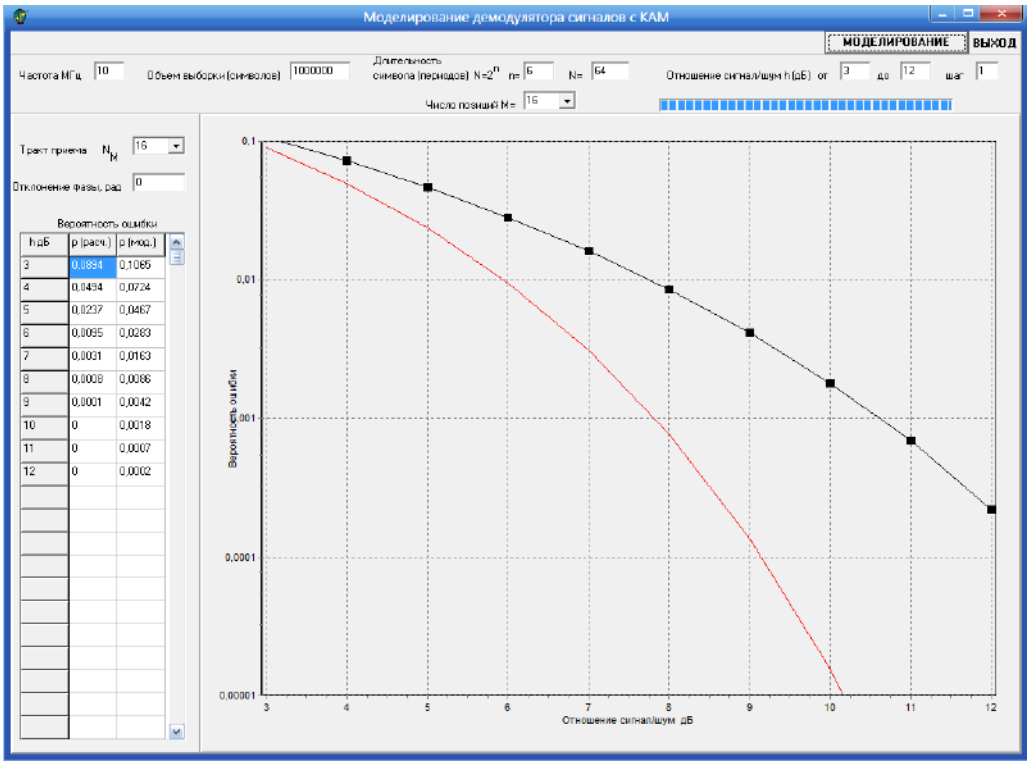



Рис. 4.32. Результаты моделирования при прохождении сигнала с КАМ через узкополосный радиотракт с $N_M = 16$ при $N = 64$ и $M = 16$

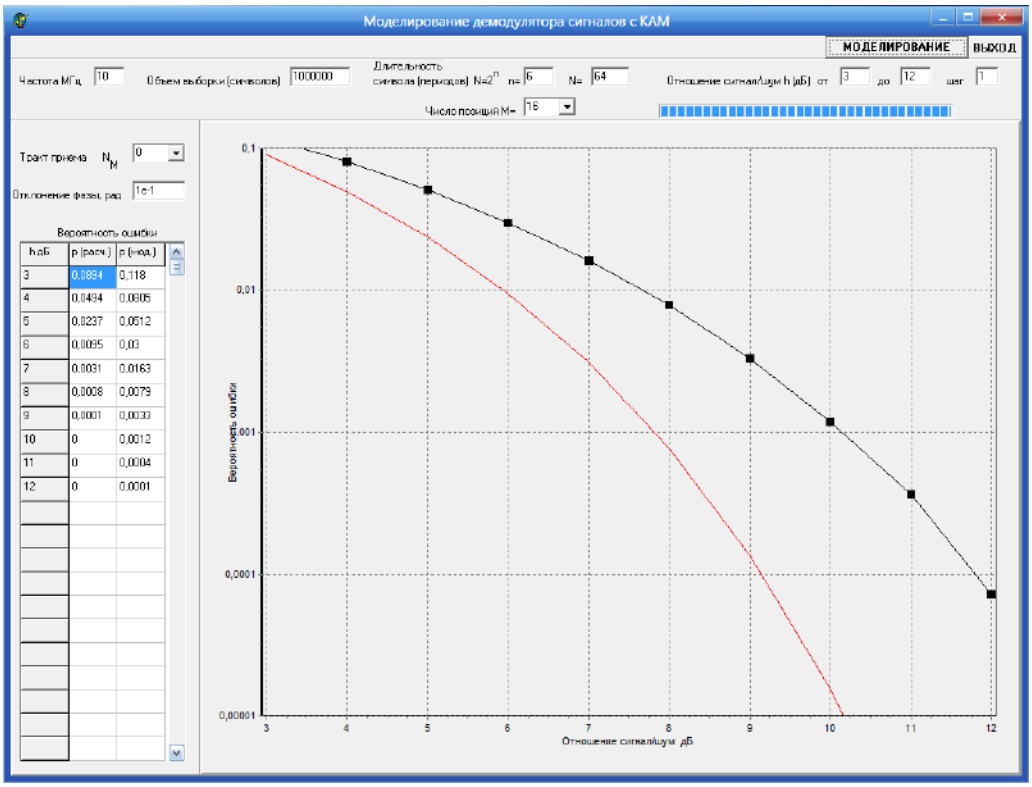



Рис. 4.33. Результаты моделирования при отклонении фазы опорного генератора на 0,1 рад для сигнала с КАМ

Таким образом, демодулятор сигналов с КАМ оказывается весьма чувствительным к влиянию узкополосности приемного тракта и нестабильности системы фазовой синхронизации, особенно при большом числе позиций сигнала. Приемлемые технические характеристики обеспечиваются при высоком отношении сигнал/шум.

## 4.7. Аппаратная реализация демодуляторов на основе ПЛИС

Как отмечалось в главе 1, наиболее целесообразной аппаратной основой для реализации рассмотренных демодуляторов являются ПЛИС с архитектурой FPGA фирмы Xilinx. Они обладают широкими возможностями построения высокоскоростных устройств цифровой обработки сигналов [103]. Для разработки рассмотренных демодуляторов вполне подходят простые и дешевые ПЛИС серий Spartan-6 или Artix-7 стоимостью до $10 - $40. Если на базе той же ПЛИС требуется реализовать и другие устройства (декодеры, устройства фазовой, тактовой, цикловой синхронизации и др.), то можно применять и более мощные и дорогие ПЛИС серий Virtex-6 или Kintex-7. В каждой серии имеется 10 – 20 моделей с различными возможностями.

С точки зрения проектирования рассмотренных демодуляторов целесообразно выбрать серию Spartan-6 [104] (например, модель XC6SLX9-2TQG144 стоимостью около $7). Микросхема XC6SLX9-2TQG144 с архитектурой FPGA выполнена по КМОП технологии 45 нм и предназначена для использования в составе серийно выпускаемой аппаратуры, в том числе высокопроизводительных устройств цифровой обработки сигналов. Ее параметры указаны в табл. 4.1 и оказываются достаточными в большинстве случаев. При разрядности АЦП 8-10 бит, $N = 64 \div 512$ и $f_0 = 10 \div 20\,МГц$ потребляемая мощность составит $10 \div 30$ мВт.

В [104] указаны микросхемы той же серии, имеющие в 5-15 раз большие возможности. Уже следующая за рассматриваемой микросхема XC6SLX16 обладает значительно большей вычислительной мощностью.

Таблица 4.1. Параметры микросхемы XC6SLX9-2TQG144

| | |
|---|---|
| Число логических элементов (Cells) | 9152 |
| Число коммутируемых логических блоков (CLB) | 715 |
| Объем оперативной памяти (RAM) кбит | 576 |
| Число блоков суммирования с накоплением (DSP) | 16 |
| Число аппаратных умножителей (18 бит) | 16 |
| Число блоков управления синхронизацией (CMT) | 2 |
| Максимальная тактовая частота, МГц | 160 |
| Напряжение питания, В | 1,14 – 1,26 |
| Объем конфигурационной памяти, Мбит | 2,7 |
| Диапазон рабочих температур, $^0$C:<br>корпус 144-LQFP,<br>корпус 144-LFQFP. | <br>0 ÷ 85<br>-40 ÷ +100 |

Процесс разработки цифровых устройств на базе ПЛИС Spartan-6 осуществляется на основе системы проектирования Xilinx ISE (Integrated Software Environment/Integrated Synthesis Environment). На языке описания аппаратуры Verilog разрабатывается параметризованная RTL-модель [57] проектируемого устройства.

Для оценки возможностей выбранной ПЛИС XC6SLX9-2TQG144 проведена разработка когерентного демодулятора сигналов с четырехпозиционной ФМ с двумя квадратурными каналами (рис. 2.17). В зависимости от разрядности входных отсчетов АЦП, а также числа периодов $N$ несущей в элементе сигнала автоматически выбирается минимально необходимое число звеньев в канале квадратурной обработки и разрядность накопительных регистров.

Для формирования аппаратной реализации разработанного Verilog-описания алгоритма демодуляции используется среда разработки Xilinx ISE, а в качестве ПЛИС выбрана модель XC6SLX9-2TQG144 семейства Spartan 6. Проведен синтез электрической схемы, определено размещение ее на

кристалле, проанализированы параметры устройства. Временной анализ показал, что демодулятор, реализованный на данной ПЛИС, имеет значительный запас по частоте тактового генератора (до 100 МГц). При разрядности АЦП 8 бит, числе периодов несущей в информационном символе $N = 128$, тактовой частота $f_0 = 40$ МГц значения аппаратных затрат ПЛИС приведены в табл. 4.2 Для элементов ПЛИС использованы обозначения: Flip-Flop (триггер), LUT (коммутационный элемент), Slice (базовый логический элемент), DSP48 (секция цифровой обработки сигналов). В скобках указана их доля в общем числе на кристалле.

Таблица 4.2. Значения аппаратных затрат ПЛИС

| Элементы | Spartan 6, модель XC6SLX9-2TQG144 |
|---|---|
| Flip Flops | 623/11440 (5,4%) |
| LUTs | 2035/5720 (37%) |
| Slices | 754/1430 (52%) |
| DSP48 | 4/16 (25%) |

На рис. 4.34 представлены результаты размещения элементов демодулятора на кристалле ПЛИС. Как видно, используются большая часть возможностей кристалла. При использовании более мощной и дорогой ПЛИС семейства Virtex 5 (например, модели XC5VLX110T-1FF1136) окажутся использованными примерно 5-6% ее возможностей.

При изменении $N$ от 32 до 512 затраты элементов ПЛИС, указанных в табл. 4.2, увеличиваются примерно в два раза (то есть достаточно медленно). При изменении частоты сигнала $f_0$ от 10 МГц до 40 МГц потребляемая мощность повышается от 9 до 30 мВт.

Результаты моделирования показывают, что реализованный на ПЛИС цифровой демодулятор обладает достаточным быстродействием, чтобы обрабатывать ФМ сигналы на промежуточной частоте радиоприемника, является компактным с небольшим энергопотреблением. Данный цифровой

демодулятор может быть реализован на различных семействах ПЛИС, при этом оставляя место для размещения других цифровых блоков радиоприемного тракта.

Рис. 4.34. Результаты размещения элементов демодулятора на кристалле ПЛИС

### 4.8. Выводы по главе 4

1. Проведено статистическое имитационное моделирование модулированных сигналов с ФМ, ОФМ, АМ и КАМ. Рассмотрено влияние узкополосного радиотракта на их форму. Сформулированы требования к параметрам радиотракта.

2. Исследованы свойства аддитивных помех при прохождении через предлагаемые алгоритмы демодщуляции сигнала, показано, что наблюдается нормализация шумовой помехи с достаточно произвольными вероятностными характеристиками, что позволяет использовать для расчета помехоустойчивости предложенные соотношения, полученные для гауссовского шума.

3. Проведено статистическое имитационное моделирование предложенных цифровых когерентных демодуляторов сигналов с ФМ, ОФМ, АМ и КАМ с аддитивными шумовыми помехами. Показано, что они обеспечивают потенциальную помехоустойчивость (минимально возможную вероятность ошибки).

4. Исследовано влияние узкополосного радиотракта на характеристики помехоустойчивости демодуляторов. Показано, что благодаря собственной частотной селективности они наилучшим образом обрабатывают принимаемый сигнал, а существенное уменьшение полосы пропускания тракта приема уменьшает энергию принимаемых радиоимпульсов и повышает их межсимвольную интерференцию, что повышает вероятность ошибочной демодуляции.

5. Рассмотрено влияние узкополосности радиотракта на вероятность ошибки при различных видах модуляции. Наилучшие результаты обеспечивает двоичная ФМ. С ростом числа позиций сигналов с АМ, ФМ и КАМ влияние радиотракта на помехоустойчивость усиливается.

6. Проведен анализ влияния на помехоустойчивость смещения фазы тактового генератора относительно принимаемого сигнала. Показано, что для двоичной ФМ нарушение фазовой синхронизации демодулятора ухудшает помехоустойчивость в соответствии с известными результатами. Чувствительность демодулятора к отклонению фазы тактового сигнала значительно повышается с ростом числа позиций сигнала, что приводит к повышению требований к точности фазовой синхронизации.

7. Рассмотрена возможность аппаратной реализации демодулятора сигналов с четырехпозиционной ФМ на основе ПЛИС как устройства средней сложности с двумя квадратурными каналами. Показано, что достаточно использовать сравнительно простую и дешевую ПЛИС, что обусловлено простотой и математической эффективностью предложенных быстрых цифровых алгоритмов демодуляции.

# ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании теоретических исследований и статистического имитационного моделирования можно сделать следующие выводы.

1. В результате анализа возможностей построения цифровых демодуляторов радиосигналов сформулирован общий подход к проектированию быстрых цифровых алгоритмов и соответствующих им устройств когерентной демодуляции с использованием квантования сигнала по два или четыре отсчета на период несущей.

2. На единообразной основе предложены быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции сигналов с двоичной фазовой и относительной фазовой манипуляцией, с четырехпозиционной фазовой и относительной фазовой манипуляцией, многопозиционной амплитудной манипуляцией и квадратурной амплитудной модуляцией, требующие выполнения минимального числа простых арифметических операций.

3. На базе предложенных быстрых алгоритмов цифровой обработки сигнала разработаны структурные схемы цифровых когерентных демодуляторов. Показано, что они обладают высокой собственной частотной избирательностью и обеспечивают оптимальное накопление отсчетов на интервале длительности информационного символа. [105]

4. Предложена цифровая модель узкополосного радиотракта на базе рекурсивного цифрового фильтра, согласованная с предлагаемыми алгоритмами обработки радиосигналов. Исследовано влияние узкополосности радиотракта на форму демодулируемых сигналов и их межсимвольную интерференцию. Даны рекомендации по выбору параметров радиотракта.

5. Проведено исследование помехоустойчивости предлагаемых демодуляторов при воздействии шумовых помех. Показано, что они обеспечивают потенциальную помехоустойчивость при минимальных вычислительных или аппаратных затратах. Наблюдается нормализация помех

с различными статистическими свойствами, что расширяет возможности использования полученных выражений для вероятностей ошибок.

6. Разработаны программы статистического имитационного моделирования предлагаемых демодуляторов. Полученные результаты хорошо согласуются с расчетами помехоустойчивости. Исследовано влияние узкополосности радиотракта на вероятности ошибок, показано, что избыточное уменьшение полосы пропускания приводит к значительному ухудшению помехоустойчивости. Рассмотрено влияние смещения фаз принимаемого и опорного сигналов. Показано, что при демодуляции простых двоичных сигналов требования к точности фазовой синхронизации совпадают с известными результатами для оптимальных демодуляторов. При обработке многопозиционных сигналов требования к их синфазности с опорным сигналом повышаются или требуется увеличение рабочего отношения сигнал/шум.

7. Рассмотрен пример аппаратной реализации демодулятора четырехпозиционных ФМ сигналов на базе ПЛИС. Показано, что для решения поставленной задачи на несущих частотах до 10÷20 МГц достаточно сравнительно простой и недорогой ПЛИС семейства Spartan-6.

Результаты работы позволяют на единой основе проектировать высокоэффективные цифровые когерентные демодуляторы радиосигналов с различными видами модуляции в широком диапазоне рабочих частот, обеспечивающие потенциальную помехоустойчивость, оптимальную обработку сигнала и обладающие собственной частотной избирательностью. Их структура наилучшим образом отображается в современных ПЛИС, а реализация не требует значительных затрат ресурсов ПЛИС.

Предложенный подход открывает широкие возможности для проектирования разнообразных цифровых устройств демодуляции высокочастотных радиосигналов в реальном времени.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Финк Л. М Теория передачи дискретных сообщений. / Л. М Финк. − М. : Советское радио, 1970. – 728 с.

2. Прокис Д. Цифровая связь : / Д. Прокис ; под ред. Д. Д. Кловский. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.

3. Скляр Б. Цифровая связь : теоретические основы и практическое применение. /Б. Скляр − М. : Вильямс, 2003. − 1104 с.

4. Цифровые и аналоговые системы передачи. / под ред. В. И. Иванова. − М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 232 с.

5. Волков Л. Н. Системы цифровой радиосвязи : базовые методы и характеристики: учеб. пособие. / Немировский М. С. , Шинаков Ю. С. Волков Л. Н. − М. : Эко–Трендз, 2005. – 392 с.

6. Сикарев А. А. , Фалько А. И. Оптимальный прием дискретных сообщений. / Сикарев А. А. , Фалько А. И. –М. : Связь, 1978. – 328 с.

7. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи. /Э. Д. Витерби:− М. : Сов. радио, 1970. – 392 с.

8. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. / В. И. Тихонов. −М. : Радио и связь, 1983.

9. Стиффлер Дж. Дж. Теория синхронной связи : пер. с англ. /под ред. . Э. М Габидулина. −М. : Сов. радио, 1975. − 488 с.

10. Свириденко С. С. Основы синхронизации при приеМе дискретных сигналов. / С. С. Свириденко. −М. : Связь, 1974. − 143 с.

11. Фомин А. И. Синхронизация цифровых радиосистем перед. . ачи информации. / А. И. Фомин. –М. : СФЙНС–ПРЕСС, 2008.

12. Системы фазовой синхронизации. / под ред. . . В. В. Шахгильдяна, Л. Н. Белюстиной. –М. : Радио и связь, 1982.

13. Цифровые системы фазовой синхронизации / Под ред. М. И. Жодзишского. – М. : Сов. Радио, 1980.

14. Гинзбург В. В. Теория синхронизации демодуляторов / В. В.

Гинзбург, А. А. Каяцка с. – М. : Связь, 1974. – 216 с.

15. Петрович Н. Т. Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулированными колебаниями.// Авторское свидетельство СССР №105692.

16. Петрович Н. Т. Новые способы осуществления фазовой телеграфии./ Н. Т. Петрович – - М. : Радиотехника.− 1957.− т. 12.− №10.− с. 47–54.

17. Окунев Ю. Б. Теория фазоразностной модуляции./ Ю. Б. Окунев− М. : Связь, 1979. – 216 с.

18. Петрович Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. / Н. Т. Петрович − М. : Сов. радио, 1965. –263 с.

19. Окунев Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. / Ю. Б. Окунев− М. : Радио и связь, 1991. – 296 с.

20. Глушков А. Н. , Литвиненко В. П. Цифровой демодулятор сигналов с относительной фазовойманипуляцией // Патент РФ № 2505922 от 27. 01. 2014.

21. Аналого–цифровое преобразование. под ред. У. Кестера. − - М. : Техносфера, 2007. – 1016 с.

22. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов./ Р. Лайон с.−М. : БиноМПресс, 2006. – 656 с.

23. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов. / Л. Рабинер , Б. Гоулд М. :Мир, 1978.−848 с.

24. Цифровая обработка сигналов : справочник / Л. М Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н.− М. : Поляк. М. : Радио и связь, 1985.− 312 с.

25. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. /А. Б. Сергиенк – СПб: Питер,2002. – 608 с.

26. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. − СПб. :– БХВ–Петербург, 2011. – 768 с.

27. Оппенгейм А. В. , Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / А.

В. Оппенгейм, Р. В. Шафер; под ред. С. Я. Шаца.−М. : Связь, 1979. – 416 с.

28. Применение цифровой обработки сигналов. под ред. Э. Оппенгейма.− М. : Мир, 1980. − 552 с.

29. Айфичер Э. , Джервис Б. Цифровая обработка сигналов : практический подход./ Э. Айфичер, Б. Джервис −М. : Вильямс 2004, 992 с.

30. Бондарев В. Н. , Цифровая обработка сигналов : методы и сред. . ства : учеб. пособие для вузов. / В. Н. Бондарев, Г. Трестер, В. С. Чернега Х. : Конус, 2001.− 398 с.

31. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. Ч. 2./ А. С. Глинченко− Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2001. – 184 с.

32. Герасименко Е. С. Организация Сети цифровой радиосвязи с удаленными районами // Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. 2014. С. 49-51.

33. Герасименко Е. С. Методы обработки сигналов в цифровых системах радиосвязи / Е. С. Герасименко, А. Н. Глушков // Охрана, безопасность, связь. – 2013. – материалы международной научно-практической конференции. – 2014. С. 123-125.

34. Герасименко Е. С. Методы демодуляции частотно-манипулированных сигналов // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. 2015. – № 1-3. – С. 39-42.

35. Герасименко Е. С. Способы и алгоритмы демодуляции частотно-манипулированных сигналов // Технические и социально-экономические науки в высшей школе России и азиатско-тихоокеанском регионе: прошлое, настоящее и перспективы развития. – сборник научных материалов международной (очно-заочной) научно-практической конференции 2015. – Ч.3. – С. – 26-29.

36. Герасименко Е. С. Способы обработки частотно-манипулированных радиосигналов на фоне помех // Охрана, безопасность, связь. 2016. – № 1-1. – С. 139-142.

37. Блейхуд Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов./ Р. Блейхуд− М. :Мир, 1989. – 448 с.

38. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. /под ред. Е. С. Хуанга. −М. : Радио и связь, 1984. – 224 с.

39. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. / под ред. А. Г. Зюко. − М. : Радио и связь, 1985. – 272 с.

40. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая./ Б. Р. Левин− М. : Сов. радио, 1969. – 752 с.

41. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга вторая. М. : Советское радио, 1968. – 504 с.

42. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника./ В. И. Тихонов – М. : Сов. радио, 1966. – 677 с.

43. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. / Л. Е. Варкин. − М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

44. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами./ под ред. Г. И. Тузова. − М. : Радио и связь, 1985. – 265 с.

45. Петрович Н. Т. , Систеы связи с шумоподобными сигналами./ Н. Т. Петрович ,М. К. Размахнин.−М. : Изд–во Сов. радио, 1969. – 232 с.

46. Фано Р. Передача информации. Статистическая теория связи./ Р. Фано −М. :Мир, 1965.− 440 с.

47. Питерсон У. Коды, исправляющие ошибки. / У. Питерсон ,Э. М. Уэлдон .− М :Мир, 1976. – 593 с.

48. Статистическая теория связи и ее практические приложения./ под ред. Б. Р. Левина. − М. : Связь, 1979. – 288 с.

49. Блейхуд Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. / Р. Блейхуд.− М. : Мир, 1986. – 576 с.

50. Матвеев Б. В. Защита информации в телекоммуникационных системах : учеб. пособие. /Б. В. Матвеев.− Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун–т, 2001. − 268 с.

51. Золотарёв В. В. , Овсчкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование :

Методы и алгоритмы: Справочник / В. В. Золотарёв , Г. В. Овсчкин ; под. ред. чл. –кор. РАН Ю. Б. Зубарева. – М. : Горячая линия –Телеком, 2004. – 126 с.

52. Кларк Дж, Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. / Кларк Дж., Кейн Дж.. −М. : Сов. Радио, 1987. – 291 с.

53. Информационные технологии в радиотехнических системах : учеб. пособие / под ред. И. Б. Федорова. – Изд. 3–е, перераб. и доп. – М. : Изд–воМГТУ им. Н. Э. Баумана, 2011. – 846 с.

54. Круг П. Г. Процессоры цифровой обработки сигналов: учебное пособие./П. Г. Круг. − М. : Издательство МЭИ, 2001. – 128 с.

55. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС./ К. Максфилд. − М. : «Издательский дом Додэка XXI, 2007. – 408 с.

56. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы Alterra : элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры./ В. Б. Стешенко. − М. : Додэка XXI, 2007. – 576 с.

57. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы ALTERA : проектирование устройств обработки сигналов./ В. Б. Стешенко. − М. : ДОДЭКА, 2000. – 128 с.

58. Тарасов И. Е. Разработка цифровых устройств на основе ПЛИС Xilinx с применением языка VHDL. /. Е. Тарасов. − М. : Горячая линия–Телеком, 2005. – 252 с.

59. Кнышев Д. А. ,Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx :Справочное пособие/ . Д. А. Кнышев, В. Ю. Зотов, М. О. Кузелин. − М. : Горячая Линия – Телеком, 2004. – 440 с.

60. Зотов В. Ю. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы XILINX в САПР WebPACK ISE./ В. Ю. Зотов. − М. : Горячая линия–Телеком, 2003. – 624 с.

61. Basic algorithm for the coherent digital processing of the radio signals. A. N. Glushkov, V. P. Litvinenko, B. V. Matveev , B. V. Chernoyarov // International Conference on Space Science and Communication, IconSpace, 29 September 2015 –September., −Article number 7283834.−P. 389–392.

62. Введение в цифровую фильтрацию. под ред Р. Богнера и А. Константинидиса.− М. :Мир, 1976. − 216 с.

63. Глушков А. Н. , Литвиненко В. П. Цифровое квадратурное устройство фазовой синхронизации и демодуляции.// Патент РФ №2591032 от 17. 06. 2016.

64. Герасименко Е. С. Исследование цифровой модели узкополосного радиотракта // Вестник Воронежского института МВД России. – 2018. – №1. – С.94-103.

65. Корн Г. , Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. / Г. Корн, Т. Корн.− М. : Наука, 1970. – 720 с.

66. Солонина А. И. , Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, Л. А. Яковлев. − СПб. : БХВ–Петербург, 2002. − 464 с.

67. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы./ И. С. Гоноровский. − М. : Сов. радио, 1971. − 672 с.

68. Хворостенко Н. П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. / Н. П. Хворостенко. − М. : Связь, 1968. −337 с.

69. Бородин Л. Ф. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования./ Л. Ф. Бородин. − М. : Сов. радио, 1968.

70. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции фазоманипулированных сигналов и его характеристики //Вестник Воронежского института МВД России. – 2017. – №1, – С.137-143.

71. Герасименко Е. С. Цифровой алгоритм обработки сигналов с двоичной фазовой манипуляцией // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. 2016. – № 1-2. – С. 137-140.

72. Герасименко Е. С. Вопросы демодуляции двоичных фазоманипулированных сигналов // Охрана, безопасность, связь. 2017. – № 1-1. – С. 247-249.

73. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов / А. Н. Глушков,

Е. С. Герасименко //Телекоммуникации. – изд-во Наука и технологии. – 2017. – №10. – С. 12 – 17.

74. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой демодуляции четырехпозиционных ФМ сигналов. // Общественная безопасность, законность и правопорядок в III тысячелетии. 2017. – № 3-2. – С. 119-125.

75. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции двоичных сигналов с ОФМ и его помехоустойчивость/ А. Н. Глушков, Е. С. Герасименко //Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2017. – №5. – Т.13 – С. 70 – 74.

76. Герасименко Е. С. Цифровой демодулятор сигналов с относительной фазовой манипуляцией / Глушков А.Н., Герасименко Е.С., Сидоров А.В.// Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2014. – Т. – 5. – № 4. – С. 123-126.

77. Герасименко Е. С.. Синтез устройства обработки частотно-манипулированных радиосигналов на фоне помех и анализ его характеристик/ С. Н. Ляшенко, А. Н. Глушков, Е. С. Герасименко //Вестник Воронежского института МВД России — 2016. — №1— С. 7 – 16

78. Богатырев Е. А. Энциклопедия электронных компонентов. Том1./ Л. Ф. Богатырев, В. Ю. Ларин , А. Е. Лякин.− М. : МАКРО ТИМ, 2003. – 224 с.

79. Коржик В. И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений : справочник. / В. И. Коржик, Л. М. Финк, Н. Н. Щелкунов. − М. : Радио и связь, 1981. – 232 с.

80. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции сигнала с многопозиционной амплитудной манипуляцией и его характеристики //Вестник Воронежского института МВД России. – 2017. – №3, – С.94-103.

81. Герасименко Е. С. Алгоритм демодуляции радиосигналов с многопозиционной амплитудной манипуляцией. // Актуальные вопросы эксплуатации систем охраны и защищенных телекоммуникационных систем

Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. 2017. – С. 49-50.

82. Герасименко Е. С. Алгоритм цифровой когерентной демодуляции сигнала с КАМ и его характеристики / Е. С. Герасименко, А. Н. Глушков, В. М. Черненький// Электромагнитные волны и электронные системы. – М. – 2017. – №8. – С. 68 – 73.

83. Лосев А. К. Теория линейных электрических цепей. / А. К. Лосев. – М. : Высшая школа, 1987 .– 512 с.

84. Советов Б. Я. Моделирование систем : учеб. для вузов / Б. Я. Советов, С. А. Яковлев. – М. : Высшая школа, 2009. – 343 с.

85. Шелухин О. И. Моделирование информационных систем : учеб. пособие / О. И. Шелухин, А. М Тенякшев, А. В. Осин. – М. : Радиотехника, 2005. – 368 с.

86. Бакалов В. П. Цифровое моделирование случайных процессов / В. П. Бакалов. – М. : Сайнс–пресс, 2002. –88 с.

87. Ермаков С. М Статистическое моделирование. Ч. 1. : Моделирование распределений. / С. М. Ермаков. – СПб. : НИИММСПбГУ, 2006. – 63 с.

88. Макаров Е. Г. Mathcad : учебный курс / Е. Г. Макаров. СПб. : Питер, 2009. – 394 с.

89. Вальпа О. Д. Borland C++ Builder : Экспресс–курс./ О. Д. Вальпа. – СПб. : БХВ–Петербург, 2006. – 224 с.

90. Архангельский А. Я. Delphi 2006 : Справочное пособие : Язык Delphi, классы, функции Win32 и . NET./А. Я. Архангельский. — М. : Бином–Пресс, 2006 г. – 1152 с.

91. Ануфриев И. А. MATLAB 7. 0. Наиболее полное руководство./И. А. Ануфриев. – СПб. : БХВ–Петербург, 2005. – 1104 с.

92. Поршнев С. В. MATLAB 7. Основы работы и программирования. /С. В. Поршнев. – М. : Бином–Пресс, 2011. – 318 с.

93. Дьяконов В. П. MATLAB R 2007/2008/2009 для

радиоинженеров./В. П. Дьякоов. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 976 с.

94. Вентцель Е. С. , Овчаров Л. А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. /Е. С. Вентцель. – М. : Высш. шк. , 2000. – 483 с.

95. Гихман И. И. Введение в теорию случайных процессов./И. И. Гихман, А. В. Хкроход. – М. : 1977. – 568 с.

96. Кендалл М. Теория распределений./М. Кендалл ,А. Стьюард. – М. : Наука, 1966. – 587 с.

97. Кендалл М., Статистические выводы и связи./ М. Кендалл, А. Стьюард. – М. : Наука, 1973. – 901 с.

98. Герасименко Е. С. «Программа моделирования устройства демодуляции двухпозиционных фазоманипулированных сигналов» : программа для ЭВМ / Е. С. Герасименко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности. Свидетельство № 2017615092; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 03 мая 2017 г.

99. Герасименко Е. С. «Программа моделирования устройства демодуляции четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов» : программа для ЭВМ / Е. С. Герасименко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности. Свидетельство № 2017615365; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 мая 2017 г.

100. Герасименко Е. С. «Программа моделирования устройства демодуляции четырехпозиционных амплитудно-манипулированных сигналов» : программа для ЭВМ / Е. С. Герасименко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности. Свидетельство № 2017615256; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 12 мая 2017 г.

101. Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений./И. С. Грандштейн, И. М. Рыжик. – М. : Физматгиз, 1963. – 1100 с.

102. Герасименко Е. С. «Программа моделирования устройства демодуляции сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией»: программа для ЭВМ / Е. С. Герасименко // Федеральная служба по

интеллектуальной собственности. Свидетельство № 2017660249; зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21 июля 2017 г.

103. Тарасов И. Е. ПЛИС Xilinx и цифровая обработка сигналов особенности, преимущества, перспективы. / И. Е. Тарасов // Электроника −. №3.− 2011.− с. 70–74.

104. Зотов В. И. Особенности архитектуры нового поколения ПЛИС FPGA фирмы Xilinx серии Spartan–6. / В. И. Зотов// Компоненты и технологии.− №9.−2009.− с. 62–70.

105. Цифровой когерентный демодулятор сигналов с двоичной фазовой манипуляцией\\ Герасименко Е.С., Глушков А.Н., Калинин М.Ю.. Патент на изобретение 2633183 от 11.10.2017 г.

106. Герасименко Е.С. Анализ способов демодуляции фазоманипулированных радиосигналов / Шерстюков С.А., Герасименко Е.С. // Вестник Воронежского института МВД России. 2021. № 4. С. 141-150. ВАК

107. Цифровой когерентный демодулятор сигналов с двоичной относительной фазовой манипуляцией // Чернояров О.В., Макаров А.А., Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Литвиненко Ю.В., Герасименко Е.С. Патент на изобретение 2748858 от 01.06.2021 г. ПАТЕНТ НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

108. Герасименко Е.С. Анализ методики расчета потенциальной помехоустойчивости цифровых демодуляторов при работе с шумовыми помехами / Е.С. Герасименко, С.А. Шерстюков // «Радиотехнические и телекоммуникационные системы» 2022 №2. С. 121- 127.

# ПРИЛОЖЕНИЕ А
## Программа статистического имитационного моделирования когерентного демодулятора сигналов с двоичной фазовой манипуляцией

```
unit Unit1;

interface

uses
  Windows, Messages, SysUtils, Classes, Graphics, Controls, Forms, Dialogs,
  StdCtrls, ExtCtrls, TeeProcs, TeEngine, Chart, Grids, Math, Series,
  ComCtrls;

type
  TForm1 = class(TForm)
    Panel1: TPanel;
    Panel2: TPanel;
    Button1: TButton;
    Panel3: TPanel;
    Label1: TLabel;
    Edit1: TEdit;
    Label2: TLabel;
    Label3: TLabel;
    Label4: TLabel;
    Edit2: TEdit;
    Label5: TLabel;
    Label6: TLabel;
    Edit3: TEdit;
    Label7: TLabel;
    Edit4: TEdit;
    Label8: TLabel;
    Edit5: TEdit;
    Panel4: TPanel;
    Label15: TLabel;
    Edit7: TEdit;
    Panel5: TPanel;
    Label10: TLabel;
    Label11: TLabel;
    Label9: TLabel;
    StringGrid1: TStringGrid;
    Panel6: TPanel;
    Chart1: TChart;
    Button2: TButton;
    Label16: TLabel;
    Label17: TLabel;
    Edit8: TEdit;
    Series1: TLineSeries;
    ComboBox1: TComboBox;
    ProgressBar1: TProgressBar;
    Series2: TLineSeries;
    Label12: TLabel;
```

```
    Edit6: TEdit;
    Label13: TLabel;
    procedure Button1Click(Sender: TObject);
    procedure FormCreate(Sender: TObject);
    procedure Edit2Change(Sender: TObject);
    procedure Button2Click(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;

var
  Form1: TForm1;
  f0,T0,hmin,hmax,dh, NN : extended;
  L,n,N0,i,k : integer;
  x, y : array[0..4] of extended;
  y1 : array[0..1000,0..20] of extended;
  signal : array[0..1000000] of integer;
  noise,XXP  : array[0..1000000] of extended;
implementation

{$R *.DFM}

function integral(H : extended) : extended;
var d,aa : extended;
    ii : integer;
    yy : array[0..50] of extended;
begin
  d:=(H+10)/50;
  for ii:=0 to 50 do yy[ii]:=(1/sqrt(2*PI))*exp(-sqr(ii*d-10)/2);
  aa:=0;
  for ii:=1 to 49 do aa:=aa+(2+2*(ii mod 2))*yy[ii];
  aa:=aa+yy[0]+yy[50];
  aa:=aa*d/3;
  integral:=aa;
end;

procedure TForm1.Button1Click(Sender: TObject);
begin
 Application.Terminate;
end;

procedure TForm1.FormCreate(Sender: TObject);
begin
  f0:=StrToInt(Edit7.Text)*1000000;
  L:=StrToInt(Edit1.Text);
  n:=StrToInt(Edit2.Text);
  NN:=Ldexp(1,n);
  Edit8.Text:=CurrToStr(NN);
  N0:=StrToInt(Edit8.Text);
  hmin:=StrToInt(Edit3.Text);
```

```
  hmax:=StrToInt(Edit4.Text);
  dh:=StrToInt(Edit5.Text);
  StringGrid1.Cells[0,0]:='  h дБ';
  StringGrid1.Cells[1,0]:='p (расч.)';
  StringGrid1.Cells[2,0]:='p (мод.)';
end;

procedure TForm1.Edit2Change(Sender: TObject);
begin
  if Edit2.Text<>'' then
   begin
     n:=StrToInt(Edit2.Text);
     NN:=Ldexp(1,n);
     Edit8.Text:=CurrToStr(NN);
     N0:=StrToInt(Edit8.Text);
  end;
end;

procedure TForm1.Button2Click(Sender: TObject);
{Моделирование}
var i,ii,i1,j,k,r,kk,rh,Nm,mm,mm1,mm2,aa : integer;
    hdb,H,sigma,po,a0,a2,a4,b2,b4,m,XX,dd,dfi : extended;

begin
  f0:=StrToInt(Edit7.Text)*1000000;
  T0:=1/f0;        {пермод}
  L:=StrToInt(Edit1.Text);   {число элементов}
  for i:=0 to L-1 do signal[i]:=Round(Random); {модулирующий двоичный сигнал}
  n:=StrToInt(Edit2.Text);
  NN:=Ldexp(1,n);
  Edit8.Text:=CurrToStr(NN);
  N0:=StrToInt(Edit8.Text);      {число периодов в элементе}
  hmin:=StrToFloat(Edit3.Text);    {отношение сигнал/шум дБ}
  hmax:=StrToFloat(Edit4.Text);
  dh:=StrToFloat(Edit5.Text);
  for i:=0 to 4 do x[i]:=0;
  for i:=0 to 4 do y[i]:=0;
  for i:=0 to N0 do for k:=0 to n-1 do y1[i,k]:=0;
  rh:=Round((hmax-hmin)/dh); {число точек отношения сигнал/шум}
  dfi:=StrToFloat(Edit6.Text);
  Nm:=StrToInt(ComboBox1.Text);
  dd:=0;
  case Nm of          {канальный фильтр}
    16: begin
        a0:= 0.002252;
        a2:= -0.004503;
        a4:= 0.002252;
        b2:= 1.86136;
        b4:= 0.870367;
        dd:=N0 div 8;
      end;
    32: begin
```

```
      a0:= 0.000582;
      a2:= -0.001165;
      a4:= 0.000582;
      b2:= 1.930580;
      b4:= 0.932914;
      dd:=N0 div 4;
    end;
  64: begin
      a0:= 0.000148;
      a2:= -0.000296;
      a4:= 0.000148;
      b2:= 1.96529;
      b4:= 0.965883;
      dd:=N0 div 2;
    end;
end;
series1.clear;
series2.clear;
ProgressBar1.Position:=0;
ProgressBar1.Min:=0;
ProgressBar1.Max:=rh-1;
ProgressBar1.Step:=1;
for kk:=0 to rh do
  begin
    ProgressBar1.StepBy(1);
    hdb:=hmin+kk*dh;
    StringGrid1.Cells[0,kk+1]:=CurrToStr(hdb);
    H:=Power(10,hdb/20);  {отношение сигнал/шум}
    po:=1-integral(sqrt(2)*H);
    With Chart1 do Series1.AddXY(hdb,po);
    StringGrid1.Cells[1,kk+1]:=CurrToStr(po);
    sigma:=sqrt(N0)/H;     {СКО шума}
    XXP[kk]:=0;
    for r:=1 to L-1 do
      begin
        for ii:=0 to 4*N0-1 do noise[ii]:=RandG(0,sigma*0.95);
        for j:=0 to 4*N0-1 do
          begin
           i:=4*r*N0+j;
           i1:=i mod 5;
           x[i1]:=cos(PI*(i/2+signal[Trunc(i/(4*N0))])+dfi)+noise[j];{сигнал + шум}
           if Nm<>0 then
            begin
             y[i1]:=a0*x[i1]+a2*x[(i1+3)mod 5]+a4*x[(i1+1)mod 5]; {фильтрация}
             y[i1]:=y[i1]-b2*y[(i1+3)mod 5]-b4*y[(i1+1)mod 5];
            end else y[i1]:=x[i1];
           if (i mod 4) = 0 then
            begin
             y1[(i1 mod 2),0]:=y[i1]-y[(i1+3)mod 5];
             m:=1/2;
             for k:=1 to n-1 do
              begin
```

```
                m:=2*m;
                mm:=Round(m);
                mm1:=(i div 4) mod (mm+1);
                mm2:=(i div 4) mod (2*mm+1);
                y1[mm2,k]:=y1[mm1,k-1]+y1[((mm1+1) mod (mm+1)),k-1];
               end;
              XX:=y1[mm2,n-1]+y1[((mm2+1) mod (2*mm+1)),n-1];
             end;
            if ((r>2) and (j=dd)) then
              begin
               if XX>0 then aa:=0 else aa:=1;
               if aa<>signal[r-1] then XXP[kk]:=XXP[kk]+1;
              end;
            end;
          end;
      XXP[kk]:=XXP[kk]/(L-1);
      StringGrid1.Cells[2,kk+1]:=CurrToStr(XXP[kk]);
      With Chart1 do Series2.AddXY(hdb,XXP[kk]);
    end;
end;

end.
```

# ПРИЛОЖЕНИЕ Б.
## Акты внедрения результатов диссертационного исследования

УТВЕРЖДАЮ
Начальник Воронежского
института МВД России
генерал-майор полиции
_____ А.П. Нахимов
«29» 09 _____2017 г.

**АКТ**
внедрении результатов диссертационного исследования
Герасименко Евгения Сергеевича
на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией»

Комиссия в составе: председателя – начальника учебного отдела полковника полиции А.В. Рыжкова; членов комиссии: начальника научно-исследовательского отдела полковника полиции С.М. Шапиро; начальника кафедры радиотехники и электроники подполковника полиции М.М. Жукова составила акт о том, что результаты диссертационного исследования Герасименко Е.С. на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией» внедрены в образовательную деятельность кафедры радиотехники и электроники Федерального государственного казенного образовательного учреждения высшего образования «Воронежский институт МВД России» при проведении практических занятий по дисциплине «Устройства приема и обработки сигналов».

Председатель комиссии:
Начальник учебного отдела
полковник полиции А.В. Рыжков

Члены комиссии:
Начальник научно-исследовательского отдела
полковник полиции С.М. Шапиро

Начальник кафедры
радиотехники и электроники
подполковник полиции М.М. Жуков

УТВЕРЖДАЮ
Начальник Дальневосточного
юридического института
МВД России
полковник полиции
кандидат юридических наук
А.А. Андреев
«22» 09 2017 г.

**АКТ**
внедрения результатов диссертационного исследования
Герасименко Евгения Сергеевича
на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией», подготовленную на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Комиссия в составе: председателя – заместителя начальника ДВЮИ МВД России (по учебной работе) полковника полиции В.С. Кшевина; членов комиссии: заместителя начальника кафедры ИиТО ОВД подполковника полиции В.С. Дунина, врио профессора кафедры ИиТО ОВД К.М. Бондаря составила настоящий акт о том, что результаты диссертационного исследования Герасименко Е.С. на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией» внедрены в образовательную деятельность кафедры информационного и технического обеспечения органов внутренних дел Федерального государственного казенного образовательного учреждения высшего образования «Дальневосточный юридический институт МВД России». Результаты используются по дисциплинам «Специальная техника ОВД» на очном, заочном отделениях и факультете переподготовки и повышения квалификации.

Председатель комиссии:
Заместитель начальника ДВЮИ
МВД России (по учебной работе)
полковник полиции
кандидат педагогических наук, профессор В.С. Кшевин

Члены комиссии:
Заместитель начальника кафедры ИиТО ОВД
подполковник полиции
кандидат технических наук В.С. Дунин

Врио профессора кафедры ИиТО ОВД
кандидат технических наук, доцент
член-корреспондент РАЕН К.М. Бондарь

сайком
средства и системы радиосвязи
РЕГИСТР ИСО 9001
ICOM
АВТОРИЗОВАННЫЙ ДИЛЕР
115230 Москва, Варшавское ш., 46, тел.: (495) 925-1137, 665-7337, факс: (495) 665-7336, e-mail: sicom@sicom.ru, http://www.sicom.ru

31.01.2018 с-19/18

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор
ООО «Сайком»
"Сайком" "Sicom"
_____
Макагонов Д.П.
«31» 01 2018 г.

**АКТ**

внедрении результатов диссертационного исследования
Герасименко Евгения Сергеевича
на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией»

Комиссия в составе: председателя – заместителя генерального директора, к.т.н. Кутепова Юрия Вадимовича; членов комиссии: главного инженера Назарова Владимира Алексеевича, главного специалиста Максакова Леонида Ивановича, главного специалиста Бражникова Владимира Валентиновича составила акт о том, что результаты диссертационного исследования Герасименко Е.С. на тему: «Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов когерентной демодуляции сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией», внедрены в производственную деятельность ООО «Сайком» при разработке перспективных систем радиосвязи для нужд МВД РФ.

Председатель комиссии: _____ к.т.н. Кутепов Ю.В.

Члены комиссии: _____ Назаров В.А.

_____ Максаков Л.И.

_____ Бражников В.В.

ООО «БГ-ОПТИКС»
ИНН/КПП 7709963780/773301001
125371, Россия, г. Москва,
1-й Тушинский проезд, д. 23
тел.: +7 (499) 677-16-93
e-mail: info@bg-optics.ru

Утверждаю:
Генеральный директор
ООО «БГ-ОПТИКС»
_____ Ненашев А.С.

«19» апреля 2022г. г. Москва

**АКТ**
о внедрении результатов диссертационного исследования
Герасименко Евгения Сергеевича
на тему «Быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции радиосигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией»
в практическую деятельность

Комиссия в составе: Ненашева А.С., Чернова С.А., Крачуна М.А. составила акт о том, что результаты диссертационного исследования Герасименко Е.С., *изложенные в журналах*: «Вестник Воронежского института МВД России» (№1 2017 г., №3 2017 г., №1 2018 г., №2 2019 г., №4 2021 г.); «Вестник Воронежского государственного технического университета» (№5 2017 г. Т. 15); «Телекоммуникации – наука и технологии» (№10 2017 г.); «Электромагнитные волны и электронные системы» (№8 2017 г.); «Системы синхронизации, формирования и обработки информации» (№2 Т.9 2018 г.), *в свидетельствах о государственной регистрации программ для ЭВМ* № 2017615256 от 12.05.2017 г., № 2017615365 от 15.05.2017 г., № 2017615092 от 03.05.2017 г., № 2017660249 от 21.06.2017 г., *в патентах на изобретения РФ* № 633183 от 11.10.2017 г., № 2748858 от 01.06.2021 г. использованы при разработки каналов связи управления и телеметрии беспилотных летательных аппаратов.

Использование результатов работы в модемных устройствах модуля навигации позволяет минимизировать размеры элементной базы.

ООО «БГ-ОПТИКС»
ИНН/КПП 7709963780/773301001
125371, Россия, г. Москва,
1-й Тушинский проезд, д. 23
тел.: +7 (499) 677-16-93
e-mail: info@bg-optics.ru

К числу основных результатов Герасименко Е.С., использованных на предприятии можно отнести:

- алгоритмы обработки информации, отличающийся выполнением минимального количества простых арифметических операций на период принимаемого сигнала;
- аппаратная реализация предлагаемого алгоритма на полупроводниковом кристалле;
- апробация работы устройства на частотах СВЧ диапазона.

Внедрения алгоритмов обработки сигналов позволило:

- уменьшить элементную базу модемных устройств;
- уменьшить массу разрабатываемого устройства;
- уменьшить энергопотребление устройства в целом;
- продлить время работы устройства на тех же элементах питания.

Также, необходимо отметить, что в результате уменьшения энергопотребления можно уменьшить размеры элементов питания, что в свою очередь скажется на общей массе устройства. При всем этом время автономной работы на одном заряде увеличится.

Председатель комиссии:
ген. директор. к.т.н
Ненашев Анатолий Сергеевич _____

Члены комиссии:
Главный конструктор. к.т.н
Чернов Сергей Александрович_____

Заведующий производством
Крачун Максим Александрович_____

Утверждаю
Руководитель отдела разработки
и производства маркировочного
оборудования
ООО «НПП «ТЕТА»
С. В. Новиков

**АКТ**

о внедрении результатов диссертационного исследования
Герасименко Евгения Сергеевича
на тему «Быстрые цифровые алгоритмы когерентной демодуляции
радиосигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией»
в практическую деятельность

Комиссия в составе: Новикова Сергея Викторовича., Еленина Никиты Валерьевича, Бобкова Егора Андреевича. составила акт о том, что результаты диссертационного исследования Герасименко Е.С., *изложенные в журналах*: «Вестник Воронежского института МВД России» (№1 2017 г., №3 2017 г., №1 2018 г., №2 2019 г., №4 2021 г.); «Вестник Воронежского государственного технического университета» (№5 2017 г. Т. 15); «Телекоммуникации – наука и технологии» (№10 2017 г.); «Электромагнитные волны и электронные системы» (№8 2017 г.); «Системы синхронизации, формирования и обработки информации» (№2 Т.9 2018 г.), *в свидетельствах о государственной регистрации программ для ЭВМ* № 2017615256 от 12.05.2017 г., № 2017615365 от 15.05.2017 г., № 2017615092 от 03.05.2017 г., № 2017660249 от 21.06.2017 г., *в патентах на изобретения РФ* № 633183 от 11.10.2017 г., № 2748858 от 01.06.2021 г. использованы на предприятии при разработке станка для лазерной гравировки GRAVER COMPACT.

Предлагаемый Герасименко Е.С. алгоритм когерентной демодуляции сигналов отличается простотой аппаратной реализации. Использование результатов работы в приемных устройствах дистанционного управления показали свою работоспособность и быстродействие при работе условиях реальных шумовых помех на предприятии металлообработки.

К числу основных результатов Герасименко Е.С., использованных на предприятии можно отнести:

- алгоритмы обработки информации, отличающийся выполнением минимального количества простых арифметических операций на период принимаемого сигнала;

- высокая точность обработки сигналов в условиях воздействия помех индустриального характера;

- программно-аппаратная реализация предлагаемого алгоритма на полупроводниковом кристалле 10M50SAE144C8GES;

- полностью отечественная разработка программного обеспечения, способная к интеграции с оборудованием иностранного производства.

Область применения: модуль беспроводной связи устройства дистанционного контроля состояния станка лазерной обработки металла.

Председатель комиссии:
руководитель отдела
разработки и производства маркировочного
оборудования ООО «НПП «ТЕТА» С.В.Новиков

Члены комиссии:
инженер-программист Н. В. Еленин

инженер-электронщик Е. А. Бобков

# ПРИЛОЖЕНИЕ В
## Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2017615256**

**«ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА ДЕМОДУЛЯЦИИ ЧЕТЫРЕХПОЗИЦИОННЫХ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ»**

Правообладатель: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Автор: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Заявка № **2017610856**

Дата поступления **02 февраля 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***12 мая 2017 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

**о государственной регистрации программы для ЭВМ**

**№ 2017615365**

**«ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВНИЯ УСТРОЙСТВА ДЕМОДУЛЯЦИИ ЧЕТЫРЕХПОЗИЦИОННЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ»**

Правообладатель: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Автор: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Заявка № **2017610869**

Дата поступления **02 февраля 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***15 мая 2017 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

**о государственной регистрации программы для ЭВМ**

**№ 2017660249**

**«ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ»**

Правообладатель: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Автор: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Заявка № **2017617181**

Дата поступления **21 июля 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***20 сентября 2017 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# СВИДЕТЕЛЬСТВО

**о государственной регистрации программы для ЭВМ**

**№ 2017615092**

**«ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВА ДЕМОДУЛЯЦИИ ДВУХПОЗИЦИОННЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ»**

Правообладатель: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Автор: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Заявка № **2017610864**

Дата поступления **02 февраля 2017 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ ***03 мая 2017 г.***

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

# ПРИЛОЖЕНИЕ Г

## Патенты на изобретения Российской Федерации

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2633183

**ЦИФРОВОЙ КОГЕРЕНТНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ С ДВОИЧНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

Патентообладатели: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU), Глушков Алексей Николаевич (RU), Калинин Максим Юрьевич (RU)***

Авторы: ***Герасименко Евгений Сергеевич (RU), Глушков Алексей Николаевич (RU), Калинин Максим Юрьевич (RU)***

Заявка № **2016140002**
Приоритет изобретения **11 октября 2016 г.**
Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **11 октября 2017 г.**
Срок действия исключительного права на изобретение истекает **11 октября 2036 г.**

*Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

# ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

**№ 2748858**

## Цифровой когерентный демодулятор сигналов с двоичной относительной фазовой манипуляцией

Патентообладатель: ***федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" (ФГБОУ ВО "НИУ "МЭИ") (RU)***

Авторы: ***Чернояров Олег Вячеславович (RU), Макаров Александр Андреевич (RU), Глушков Алексей Николаевич (RU), Литвиненко Владимир Петрович (RU), Литвиненко Юлия Владимировна (RU), Герасименко Евгений Сергеевич (RU)***

Заявка № **2020133307**
Приоритет изобретения **09 октября 2020 г.**
Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **01 июня 2021 г.**
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **09 октября 2040 г.**

*Руководитель Федеральной службы*
*по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*