

Г. А. ФОКИН

**ОСНОВЫ
ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО
РАДИО**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2022**



МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ

«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
им. проф. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»
(СПбГУТ)

Г. А. Фокин

ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

СПб ГУТ)))

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2022



УДК 621.396.97(075.8)
ББК 32.884.1я 73
Ф 75

Рецензенты:

кандидат технических наук,
и. о. директора Высшей школы прикладной физики
и космических технологий института электроники и телекоммуникаций
Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого
А. Л. Гельгор,

кандидат технических наук,
доцент кафедры сетей связи и передачи данных
Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
И. В. Гришин

*Рекомендовано к печати
редакционно-издательским советом СПбГУТ*

Фокин, Г. А.

Ф 75

Основы программно-конфигурируемого радио : учебно-методическое пособие / Г. А. Фокин ; СПбГУТ. – Санкт-Петербург, 2022. – 180 с.

Приводятся учебно-методические материалы и скрипты имитационных моделей к лекционным, лабораторным и практическим занятиям по дисциплине «Основы программно-конфигурируемого радио».

Предназначено для подготовки бакалавров и магистров по направлениям: 11.03.01, 11.04.01 «Радиотехника» и 11.03.02, 11.04.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

**УДК 621.396.97(075.8)
ББК 32.884.1я 73**

© Фокин Г. А., 2022

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича», 2022



СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. МНОГОЛУЧЕВОЙ РАДИОКАНАЛ С ЗАМИРАНИЯМИ.....	7
1.1. Модели крупномасштабных замираний.....	7
1.1.1. Сложности связи по каналу с замираниями	7
1.1.2. Распространение радиоволн в мобильной связи	8
1.1.3. Крупномасштабные замирания.....	15
1.2. Модели мелкомасштабных замираний.....	17
1.2.1. Мелкомасштабные замирания	17
1.2.2. Определение профиля задержки мощности	22
1.2.3. Моделирование профиля задержки мощности.....	27
1.3. Расширение сигнала во времени	30
1.3.1. Анализ расширения сигнала во времени в области задержки.....	30
1.3.2. Анализ расширения сигнала во времени в частотной области	33
1.3.3. Проявление амплитудного и частотно-селективного замирания.....	37
1.4. Нестационарное поведение канала	38
1.4.1. Анализ нестационарного поведения канала во временной области	38
1.4.2. Нестационарное поведение канала в области доплеровского сдвига	41
1.4.3. Рэлеевский канал с медленным и амплитудным замиранием.....	47
1.5. Борьба с влиянием замираний.....	51
1.5.1. Категории ухудшения характеристик вследствие замираний.....	51
1.5.2. Борьба с частотно-селективными искажениями.....	52
1.5.3. Борьба с искажениями, вызванными быстрыми замираниями	55
1.5.4. Борьба с уменьшением SNR.....	56
1.6. Модель Джейкса многолучевого радиоканала. Материал к практическому занятию.	58
1.6.1. Математическая модель Джейкса многолучевого радиоканала	58
1.6.2. Имитационная модель Джейкса многолучевого радиоканала.....	61
1.7. Вероятностная модель многолучевого радиоканала. Материал к практическому занятию	64
1.7.1. Формализация сценария многолучевого радиоканала	64
1.7.2. Отношение сигнал-шум в многолучевом радиоканале	67
1.7.3. Оценка помехоустойчивости в многолучевом радиоканале.....	69
1.8. Модели гладких и частотно-селективных замираний. Материал к практическому занятию.....	70
1.8.1. Сценарии гладких и частотно-селективных замираний	70
1.8.2. Функция гладких и частотно-селективных замираний	74
1.9. Использование модели многолучевого радиоканала. Задание к лабораторной работе	75
1.9.1. Алгоритм моделирования многолучевого радиоканала.....	75
1.9.2. Оценка помехоустойчивости в многолучевом радиоканале.....	77



2. ФОРМИРУЮЩИЕ И СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ.....	81
2.1. Модели формирующего и согласованного фильтров. Материал к практическому занятию.....	81
2.1.1. <i>Проблема межсимвольной интерференции</i>	81
2.1.2. <i>Модель формирующего фильтра Найквиста</i>	83
2.1.3. <i>Модель формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»</i>	87
2.1.4. <i>Модель фильтра «корень из приподнятого косинуса»</i>	89
2.2. Использование моделей формирующего и согласованного фильтров. Задание к лабораторной работе.....	92
2.2.1. <i>Использование модели фильтра «приподнятого косинуса»</i>	92
2.2.2. <i>Использование глазковых диаграмм</i>	95
3. СИГНАЛЫ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ.....	97
3.1. Модели обработки сигналов фазовой манипуляции. Материал к практическому занятию	97
3.1.1. <i>Процедуры передачи, приема и обработки сигналов ФМ-2</i>	97
3.1.2. <i>Учет шума при оценке помехоустойчивости сигналов ФМ-2</i>	99
3.1.3. <i>Имитационная модель обработки сигналов ФМ-2</i>	101
3.2. Модели обработки сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Материал к практическому занятию.....	107
3.2.1. <i>Процедуры передачи приема и обработки сигналов ФМ-4</i>	107
3.2.2. <i>Имитационная модель обработки сигналов ФМ-4</i>	108
3.2.3. <i>Имитационная модель обработки сигналов ОФМ-4</i>	115
3.3. Оценка помехоустойчивости сигналов ФМ-4, ОФМ-4 средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе	119
4. СИГНАЛЫ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ.....	120
4.1. Модели обработки сигналов частотной манипуляции. Материал к практическому занятию.....	120
4.1.1. <i>Процедуры передачи, приема и обработки MSK через OQPSK</i>	120
4.1.2. <i>Формирование сигналов MSK через FSK</i>	123
4.2. Модели обработки сигналов GMSK. Материал к практическому занятию	128
4.2.1. <i>Формирование сигналов GMSK</i>	128
4.2.2. <i>Имитационная модель обработки сигналов GMSK</i>	131
4.3. Оценка помехоустойчивости сигналов MSK, GMSK средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе	133
5. СИГНАЛЫ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ.....	134
5.1. Модели обработки сигналов КАМ. Материал к практическому занятию.....	134
5.1.1. <i>Формирование сигналов КАМ</i>	134
5.1.2. <i>Имитационная модель обработки сигналов КАМ-16</i>	138
5.2. Оценка помехоустойчивости сигналов КАМ средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе.....	140
6. СИГНАЛЫ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ.....	141
6.1. Модели обработки сигналов OFDM. Материал к практическому занятию	141
6.1.1. <i>Постановка задачи использования сигналов OFDM</i>	141
6.1.2. <i>Схема передачи приема и обработки сигналов OFDM</i>	142



6.1.3. Имитационная модель обработки сигналов OFDM	146
6.2. Модели обработки сигналов OFDM с пилот-символами для компенсации замираний. Материал к практическому занятию	153
6.2.1. Формирование сигналов OFDM с пилот-символами	153
6.2.2. Имитационная модель обработки сигналов OFDM с пилот-символами	158
6.3. Оценка помехоустойчивости сигналов OFDM средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе	162
7. СИГНАЛЫ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА.....	163
7.1. Модели формирования сигналов DSSS. Материал к практическому занятию ..	163
7.1.1. Функции автокорреляции и кросс-корреляции	163
7.1.2. Формирование кодов регистром сдвига с обратной связью	165
7.1.3. Формирование M-последовательностей	165
7.1.4. Формирование последовательностей Голда.....	169
7.2. Модели обработки сигналов DSSS. Материал к практическому занятию	171
7.3. Оценка помехоустойчивости сигналов DSSS средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе	177
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	178



ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методическое пособие по дисциплине «Основы программно-конфигурируемого радио» предназначено для получения навыков программной реализации базовых процедур передачи, приема и обработки сигналов на физическом уровне в отдельной радиолинии сетей подвижной радиосвязи, включая формирующую и согласованную фильтрацию, модуляцию, ортогональное частотное разделение и расширение спектра. Критерием корректной программной реализации указанных процедур является результирующая зависимость вероятности битовых ошибок от отношения сигнал/шум в радиолинии, сопоставимая с известной теоретической помехоустойчивостью в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями.

В основе оценки помехоустойчивости средствами имитационного моделирования лежит модель Джейкса многолучевого радиоканала с замираниями, реализованная в специальном программном обеспечении Matlab из элементарных функций без использования пакетов расширения. В основе программной реализации процедур передачи, приема и обработки сигналов отдельной радиолинии сетей подвижной радиосвязи также лежат элементарные функции специального программного обеспечения Matlab без использования пакетов расширения.

Для верификации эффективности построения и функционирования подсистем физического уровня сетей подвижной радиосвязи средствами имитационного моделирования по критерию помехоустойчивости определяющее значение имеют выбор и обоснование модели многолучевого радиоканала с замираниями, поэтому в первом разделе представлен необходимый и достаточный учебно-методический материал по радиоканалу с замираниями из [1], включая рекомендации МСЭ [2, 3]. Материал первого раздела организован в блоки для изучения теории, выполнения практических и лабораторных работ. Учебные вопросы, рассмотренные в остальных разделах, включая формирующую и согласованную фильтрацию, модуляцию, ортогональное частотное разделение и расширение спектра, предполагают знание данной предметной области, например по материалам [4–7], и имеют своей целью, в первую очередь, получение навыков программной реализации и верификации работоспособности рассматриваемых процедур и подсистем физического уровня в многолучевом радиоканале с замираниями. Материал разделов 2–7 организован в блоки для практических занятий и выполнения лабораторных работ. Прототипы рассматриваемых программных моделей содержатся в зарубежных источниках [8, 9]. Проработка представленных примеров позволит получить навыки программной реализации базовых процедур передачи, приема и обработки сигналов на физическом уровне сетей подвижной радиосвязи и, таким образом, овладеть основами модельно-ориентированного проектирования и программно-конфигурируемого радио в специальном программном обеспечении Matlab [10, 11].



1. МНОГОЛУЧЕВОЙ РАДИОКАНАЛ С ЗАМИРАНИЯМИ

1.1. Модели крупномасштабных замираний

1.1.1. Сложности связи по каналу с замираниями

При анализе характеристик систем связи отправной точкой является описание основных характеристик в классическом (идеальном) канале с аддитивным белым гауссовым шумом АБГШ (AWGN – Additive White Gaussian Noise) со статистически независимыми гауссовыми шумовыми выборками, искажающими информационные выборки, и отсутствием межсимвольной интерференции МСИ (ISI – Intersymbol Interference). Основным источником ухудшения характеристик является тепловой шум, генерируемый в приемнике. Другим источником потерь являются естественные и искусственные источники шума и помех, воздействие которых на принимающую антенну можно качественно описать через параметр, называемый температурой антенны. Тепловой шум имеет, как правило, постоянную спектральную плотность мощности по всей полосе сигнала и гауссову функцию плотности вероятности напряжения с нулевым средним. В системах мобильной связи внешние шумы и помехи часто оказываются более значительными, чем тепловой шум приемника. При моделировании реальных систем следующим шагом является введение полосовых фильтров. Обычно фильтрация в передатчике служит для удовлетворения некоторых требований к спектральным составляющим. Фильтрация в приемнике часто является результатом применения согласованного фильтра. Из-за ограниченности полосы частот и фазовых искажений в фильтрах для снижения ISI, вызываемой фильтром, может потребоваться специальная обработка сигнала и его выравнивание. Если характеристики радиоканала не заданы, то обычно подразумевается, что сигнал затухает с увеличением расстояния так же, как при распространении в идеальном свободном пространстве. В модели свободного пространства область между антеннами передатчика и приемника предполагается свободной от объектов, которые могли бы поглощать или отражать энергию на радиочастотах. Предполагается также, что внутри этой области атмосфера ведет себя как совершенно однородная непоглощающая среда. Кроме того, считается, что земля находится бесконечно далеко от распространяемого сигнала (или, что равносильно, имеет пренебрежимо малый коэффициент отражения). По существу в этой идеализированной модели свободного пространства ослабление между передатчиком и приемником радиочастотной энергии происходит по закону обратных квадратов. Мощность приемника, выраженная через переданную мощность, ослабляется в $L_0(d)$ раз, причем данный параметр называется потерями в тракте (PL –



Path Loss), или потерями в свободном пространстве (FSL – Free Space Loss) и для изотропной антенны приемника определяется следующим образом:

$$L_0(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2, \quad (1.1)$$

где d – это расстояние между передатчиком и приемником, а λ – длина волны распространяемого сигнала. При таком идеальном распространении мощность полученного сигнала весьма предсказуема. Для большинства реальных каналов, в которых распространение происходит в атмосфере и вблизи поверхности земли, модель распространения в свободном пространстве неадекватно описывает поведение канала и не позволяет предсказывать характеристики системы. В системах мобильной радиосвязи сигнал может передаваться от передатчика к приемнику по множеству отражательных путей. Это явление, называемое *многолучевым распространением* (multipath propagation), может вызывать флуктуации амплитуды, фазы и угла прибытия полученного сигнала, что определяет название *замирание вследствие многолучевого распространения* (multipath fading). Замирание относится к случайным флуктуациям сигнала и существенно усложняет разработку систем радиосвязи по сравнению со случаем, где единственным источником ухудшения рабочих характеристик системы является шум AWGN.

1.1.2. Распространение радиоволн в мобильной связи

Рис. 1.1 иллюстрирует проявления эффектов замираний в радиоканале [1]. Он начинается с двух типов эффектов замирания, характерных для мобильной связи: крупномасштабное и мелкомасштабное замирание.

Крупномасштабное замирание отражает среднее ослабление мощности или потери в тракте вследствие распространения радиоволн на большое расстояние. Рис. 1.1 иллюстрирует проявление крупномасштабного замирания в блоках 1–3. На это явление влияют выступающие наземные элементы (например, холмы, леса, рекламные щиты, группы строений и т. д.) между передатчиком и приемником. Часто говорят, что приемник «затеняется» этими выступами. Статистика крупномасштабного замирания позволяет приблизительно рассчитать потери в тракте как функцию расстояния. Это часто описывается через средние потери в тракте (степенной закон n -го порядка) и логарифм нормального распределения отклонения от среднего. Мелкомасштабное замирание – это значительные изменения амплитуды и фазы сигнала, которые на практике могут быть результатом небольших изменений (порядка половины длины волны) расстояния между передатчиком и приемником.



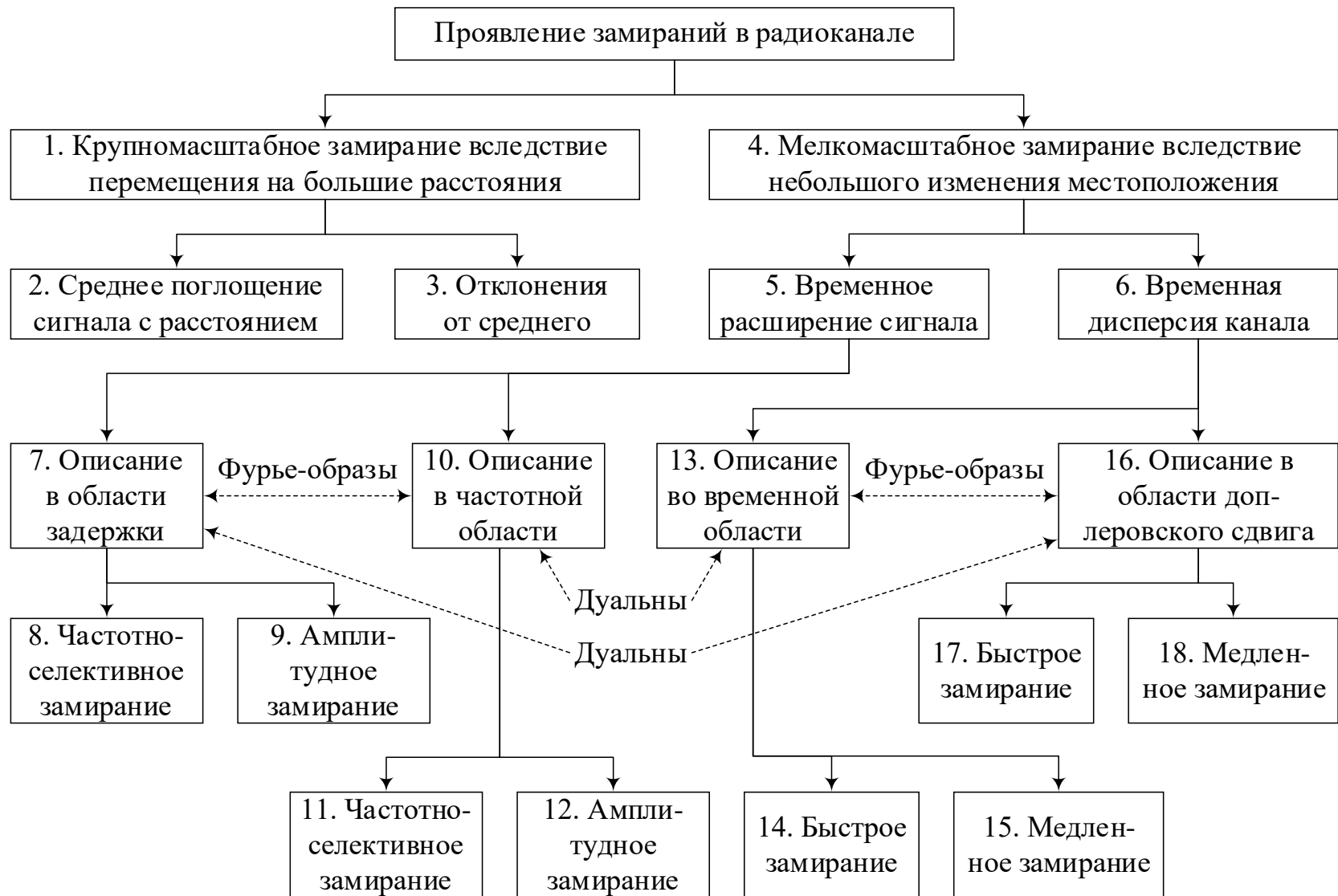


Рис. 1.1. Проявление замираний в канале



Как показывает рис. 1.1 в блоках 4–6, мелкомасштабное замирание проявляется двумя способами – расширением сигнала во времени (или дисперсией сигнала) и нестационарным поведением канала. В мобильной радиосвязи параметры каналов изменяются во времени, поскольку движение передатчика и/или приемника приводит в результате к изменению пути распространения. Скорость изменения таких условий распространения определяет скорость замирания (скорость изменения ухудшения характеристик вследствие замирания). Мелкомасштабное замирание называется *рэлеевским*, если имеется большое число многократно отражающихся путей и нет компоненты сигнала вдоль луча обзора; огибающая такого полученного сигнала статистически описывается с помощью рэлеевской функции плотности вероятности. Если преобладает незамирающий компонент сигнала, такой как путь распространения вдоль луча обзора, огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса. Иными словами, статистики мелкомасштабного замирания всегда распределены по Рэлею, если путь распространения вдоль луча обзора заблокирован, в противном случае имеем распределение Райса. Мобильный радиоприем на большом пространстве должен иметь возможность обрабатывать сигналы, подвергшиеся замиранию обоих типов (мелкомасштабное, наложенное на крупномасштабное) [1].

Крупномасштабное замирание (ослабление или потери в тракте) можно рассматривать как пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнала. Оно вычисляется, как правило, путем усреднения полученного сигнала по интервалу, превышающему 10–30 длин волн, чтобы отделить мелкомасштабные (главным образом рэлеевские) флуктуации от крупномасштабных эффектов затенения (обычно с логарифмически нормальным законом распределения).

Два проявления мелкомасштабного замирания, временное расширение сигнала (дисперсия сигнала) и нестационарное поведение канала, будут исследованы в двух областях: временной и частотной, как показано в блоках 7, 10, 13 и 16 (рис. 1.1). При дисперсии сигнала типы ухудшения характеристик, возникающих вследствие замираний, разделены на частотно-селективные и частотно-неселективные (амплитудные), как показывает рис. 1.1 в блоках 8, 9, 11 и 12. При переменном во времени поведении типы ухудшений характеристик, возникающих вследствие замирания, разделены на быстрые и медленные, как показано в блоках 14, 15, 17 и 18 [1].

Рис. 1.2 иллюстрирует различные вклады, которые должны учитываться в оценке потерь в тракте при анализе бюджета радиолинии в системах мобильной связи: а) средние потери в тракте в результате крупномасштабного замирания как функция расстояния; б) резерв крупномасштабного замирания в расчете на (почти) наихудший вариант отклонения от средних



потерь в тракте (обычно 6–10 дБ); в) резерв рэлеевского или мелкомасштабного замирания в расчете на (почти) наихудший вариант (обычно 20–30 дБ). Область в $\approx 1-2\%$ на рис. 1.2 «под хвостом» каждой функции указывает распределение вероятности, используемое как задача разработки. Таким образом, величина указанного резерва предназначена для обеспечения достаточной мощности полученного сигнала для приблизительно 98–99 % возможных значений замирания (крупно- и мелкомасштабного) [1].

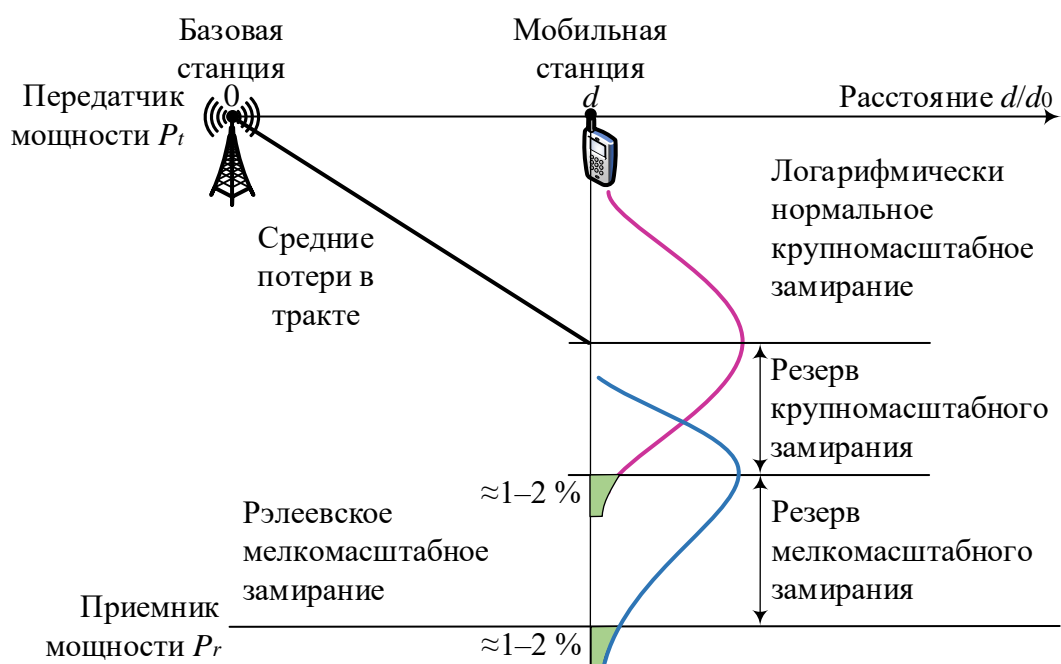


Рис. 1.2. Замирание в канале и бюджет радиолинии:

$P_r = P_t - L_0(d_0) - 10n \lg(d/d_0) - X_\sigma$; P_r – мощность принимаемого сигнала после крупномасштабных замираний; P_t – мощность переданного сигнала; $L_0(d_0)$ – средние потери распространения на эталонном расстоянии d_0 ; n – показатель средних потерь распространения; d – расстояние; X_σ – отклонение мощности принимаемого сигнала на величину СКО σ

В комплексном виде переданный сигнал можно представить так:

$$s(t) = \text{Re}\{g(t)e^{2\pi i f_c t}\}. \quad (1.2)$$

В данном случае $\text{Re}\{\cdot\}$ – действительная часть величины $\{\cdot\}$, а f_c – несущая частота. Низкочастотный сигнал $g(t)$ называется комплексной огибающей $s(t)$ и может быть выражен как

$$g(t) = |g(t)|e^{i\phi(t)} = R(t)e^{i\phi(t)}, \quad (1.3)$$

где $R(t) = |g(t)|$ – модуль огибающей, а $\phi(t)$ – ее фаза. Для чистого фазово- или частотно-модулированного сигнала $R(t)$ будет постоянным и в общем случае будет медленно изменяться по сравнению с $t = 1/f_c$ [1].



В среде с замиранием $g(t)$ изменится на комплексный безразмерный множитель $\alpha(t)e^{-i\theta(t)}$. Модифицированный низкочастотный сигнал можно записать в виде $\alpha(t)e^{-i\theta(t)}g(t)$. Рассмотрим амплитуду $\alpha(t)R(t)$ этой огибающей, которую можно выразить через три положительных члена:

$$\alpha(t)R(t) = m(t) \cdot r_0(t) \cdot R(t). \quad (1.4)$$

Здесь $m(t)$ называют компонентом *крупномасштабного замирания* огибающей, а $r_0(t)$ – компонентом *мелкомасштабного замирания*. Иногда $m(t)$ именуют локальным средним, или *логарифмически нормальным замиранием*, поскольку его измеряемые значения можно статистически описать с помощью логарифма нормальной функции распределения вероятностей; или, что равносильно, при измерении в децибелах $m(t)$ имеет гауссову функцию распределения вероятностей. Рис. 1.3 (скрипт 1.1) иллюстрирует принятый сигнал с крупномасштабным логнормальным замиранием.

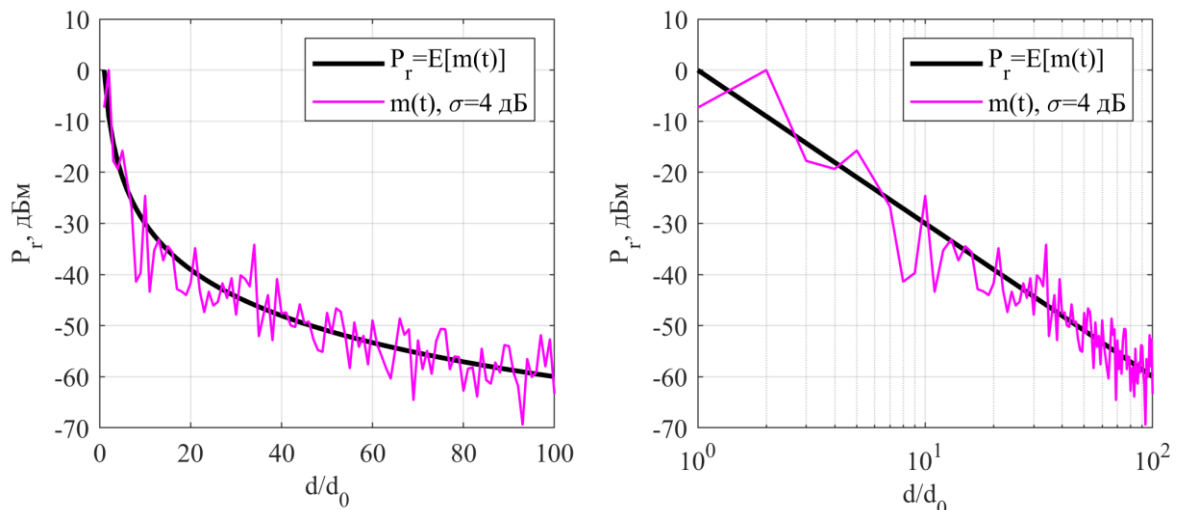


Рис. 1.3. Принятый сигнал с крупномасштабным логнормальным замиранием

Скрипт 1.1. Моделирование сигнала с крупномасштабным замиранием:

```
close all; clear all; clc;
Pt=30;          % мощность передатчика, дБм
PL0=30;        % потери на эталонном расстоянии d0, дБ
n3=3;          % показатель потерь PPB
sigma1=4;      % СКО (глубина) медленных замираний в пригороде, дБ
d_d0=0:1:100; % нормированное к d0 расстояние между TX и RX
Pr_mean3=Pt-PL0-10*n3.*log10(d_d0); % среднее значение Pr
Pr1=Pr_mean3-randn(1,length(d_d0))*sigma1; % Pr
subplot(1,2,1); plot(d_d0,Pr_mean3,'k-', 'linewidth',2); grid on; hold on;
plot(d_d0,Pr1,'m-', 'linewidth',1); xlabel('d/d_{0}'); ylabel('P_{r}, дБм');
legend('P_{r}=E[m(t)]', 'm(t), \sigma=4 дБ');
subplot(1,2,2); semilogx(d_d0,Pr_mean3,'k-', 'linewidth',2); grid on; hold on;
semilogx(d_d0,Pr1,'m-', 'linewidth',1); xlabel('d/d_{0}'); ylabel('P_{r}, дБм');
legend('P_{r}=E[m(t)]', 'm(t), \sigma=4 дБ');
```



Кроме того, $r_0(t)$ иногда называют *замиранием вследствие многолучевого распространения*. Рис. 1.4 (скрипт 1.2) иллюстрирует принятый сигнал с мелкомасштабным рэлеевским замиранием.

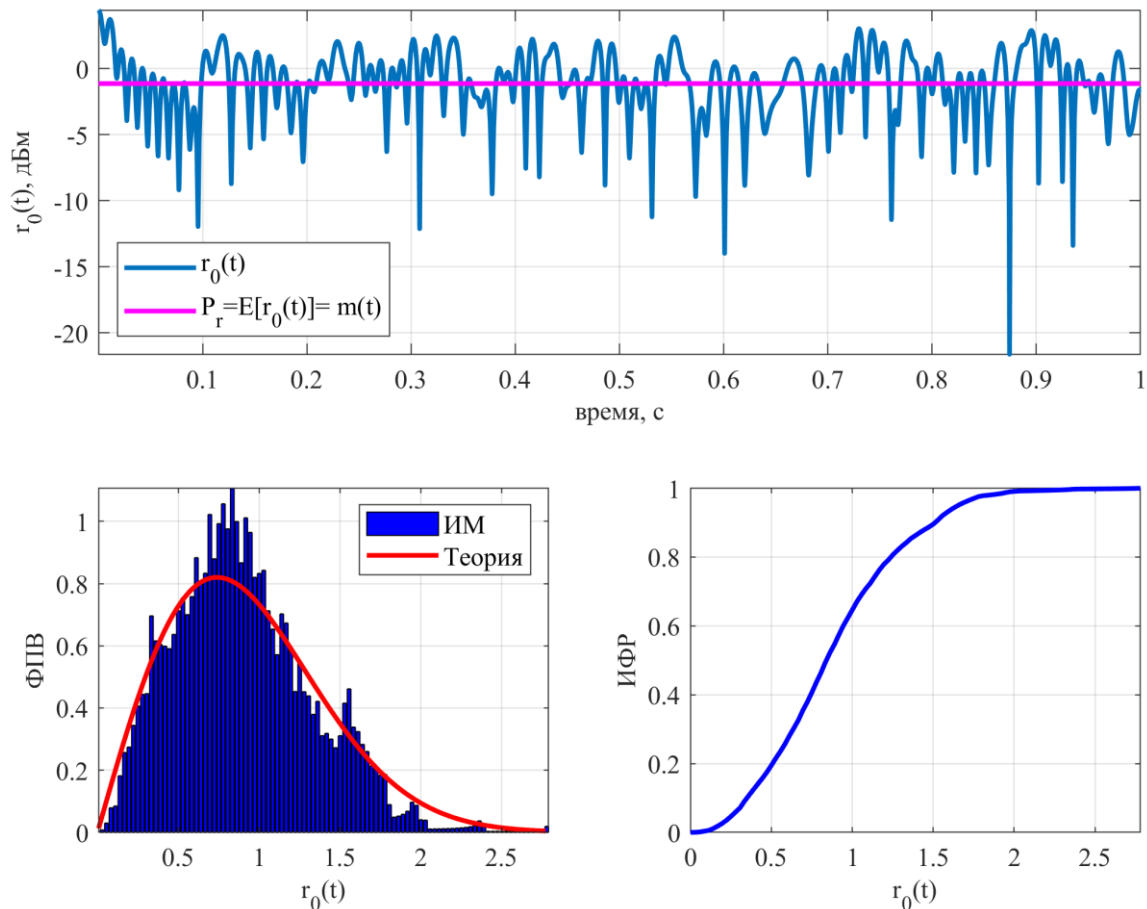


Рис. 1.4. Принятый сигнал с мелкомасштабным рэлеевским замиранием

Скрипт 1.2. Моделирование сигнала с рэлеевским замиранием:

```
close all; clear all; clc;
% входные параметры
fd= 50;      % доплеровская частота
Ts= 1e-6;   % период дискретизации
Ns= 1e6;    % число выборок
t0= 0;      % начальное время
E0=1;       % мощность сигнала
phi_N=0;    % начальная фаза синусоиды с максимальной fd
% генерация вектора комплексных выборок с замираниями по Джейксу
[h,t_state]=Jakes_Flat(fd,Ts,Ns,t0,1,0);
h=abs(h); h_dBm=10*log10(h);
subplot(211); plot([1:Ns]*Ts,h_dBm,'linewidth',2);
axis('tight'); hold on; grid on;
plot([1:Ns]*Ts, mean(h_dBm)*ones(1,length([1:Ns])), 'm', 'linewidth',2);
legend('r_{0}(t)', 'P_{r}=E[r_{0}(t)]= m(t)', 'Location', 'southwest');
xlabel('время, с'); ylabel('r_{0}(t), дБм');
% оценка плотности вероятности
hbin_size=100;
```



```

[hfreq,hedges] = histcounts(h,hbin_size);
hstep=(max(hedges)-min(hedges))./(hbin_size);
hpdf=hfreq./(sum(hfreq)*hstep);
subplot(223); bar(hedges(2:end),hpdf,'b');axis(['tight']); grid on; hold on;
% оценка интегральной функции распределения
for i=1:length(hedges)
hcdf_range=length(find(h>hedges(i)));
Ihcdf(i)= 1-hcdf_range/length(h);
end
% теоретическое распределение Рэлея
sigma=10*10^mean(h_dBm); rayleigh_pdf=(h./sigma^2).*exp(-(h.^2)/(2*sigma^2));
plot(h,rayleigh_pdf,'r','linewidth',2); legend('ИМ','Теория');
ylabel('ФПВ'); xlabel(['r_{0}(t)']);
subplot(224); plot(hedges,Ihcdf,'b','linewidth',2);axis(['tight']); grid on;
ylabel('ИФР'); xlabel(['r_{0}(t)']);
function [h,tf]=Jakes_Flat(fd,Ts,Ns,t0,E0,phi_N)
% входные параметры:
% fd - доплеровская частота
% Ts - период дискретизации
% Ns - число выборок
% t0 - начальное время
% E0 - мощность сигнала
% phi_N - начальная фаза синусоиды с максимальной fd
% выходные параметры:
% h - вектор комплексных выборок с замираниями по Джейксу
% t_state - текущее время
N0=8; % число гармоник N0 по Джейксу
N=4*N0+2; % число гармоник N по Джейксу
wd=2*pi*fd; % доплеровская частота (рад)
t = t0+[0:Ns-1]*Ts; tf = t(end)+Ts;
coswt = [sqrt(2)*cos(wd*t); 2*cos(wd*cos(2*pi/N*[1:N0])'*t)];
h = E0/sqrt(2*N0+1)*exp(j*[phi_N pi/(N0+1)*[1:N0]])*coswt;
end

```

В приведенном выше примере предполагается, что передана немодулированная несущая волна, а это в контексте уравнения (1.4) означает, что в любое время $R(t) = 1$. В радиоканале систем мобильной связи мелкомасштабные замирания $r_0(t)$ (рис. 1.4) накладываются на крупномасштабные замирания $m(t)$ (рис. 1.3). Суть мелкомасштабного замирания заключается в том, что обычное изменение положения антенны, соответствующее переходу между соседними нулями изменения интенсивности сигнала (рис. 1.4), равно приблизительно половине длины волны. Напомним, что $m(t)$ можно, как правило, оценить с помощью усреднения принятой огибающей по 10–30 длинам волн. Логарифмически нормально распределенное замирание (рис. 1.3) является относительно медленно изменяющейся функцией местоположения. Следует отметить, что в приложениях, включающих движение передатчика и/или приемника, зависимость от местоположения равносильна зависимости от времени.



1.1.3. Крупномасштабные замирания

Для систем мобильной радиосвязи Окумура (Okumura) выполнил некоторые первоначальные измерения потерь в тракте для большого числа высот антенн и расстояний покрытия. Хата (Hata) придал данным Окумуры вид параметрических формул. Вообще, модели распространения как для комнатных, так и для наружных каналов показывают, что средние потери в тракте $\overline{L}_p(d)$, как функция расстояния между передатчиком и приемником d , пропорциональны n -й степени d , выраженного в единицах эталонного расстояния d_0 . Математически это можно выразить следующим образом [1]:

$$\overline{L}_p(d) \sim (d/d_0)^n. \quad (1.5)$$

Средние потери $\overline{L}_p(d)$ часто определяются в децибелах:

$$\overline{L}_p(d)(\text{дБ}) = L_0(d_0)(\text{дБ}) + 10n \lg(d/d_0). \quad (1.6)$$

Эталонное расстояние d_0 соответствует точке, размещенной в дальнем поле передающей антенны. Обычно значение d_0 берется равным 1 км для крупных сот, 100 м – для микросот и 1 м – для сценариев внутри помещений. Кроме того, оцениваются с помощью (1.1) или измеряется $L_0(d_0)$. Средние потери $\overline{L}_p(d)$ – это средние (по всему множеству различных местоположений) потери в тракте для данного значения d . Если нарисовать график зависимости $\overline{L}_p(d)$ от d в логарифмическом масштабе обеих осей (для расстояний, больших d_0), то получится прямая линия с наклоном, равным $10n$. Рис. 1.5 (скрипт 1.3) иллюстрирует зависимость $\overline{L}_p(d)$ для трех значений n .

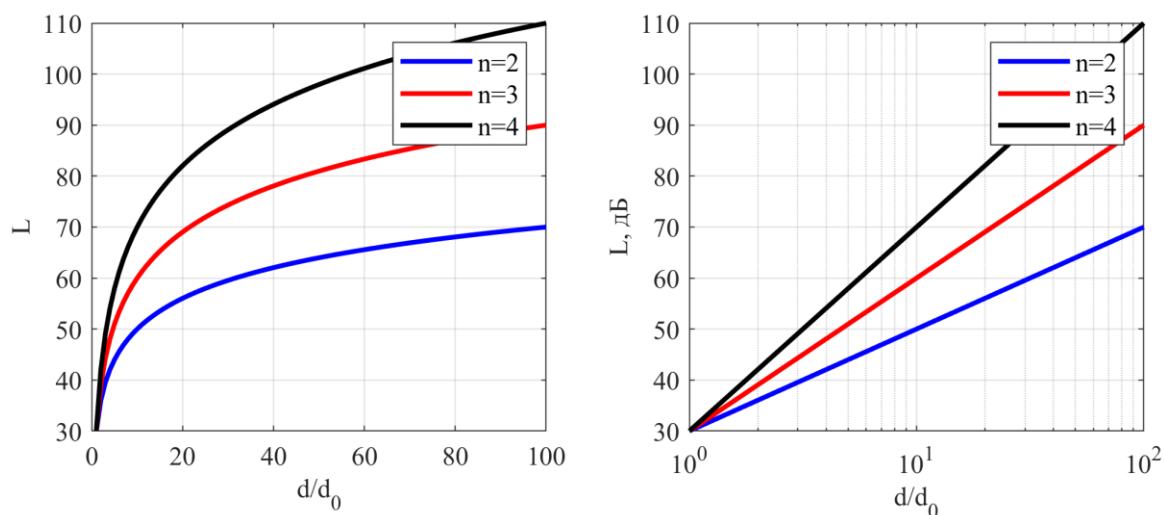


Рис. 1.5. Средние потери в зависимости от показателя потерь

Скрипт 1.3. Моделирование средних потерь сигнала:

$L_0=30$; % потери на эталонном расстоянии d_0 , дБ
 $n=2$; % показатель потерь PPB



```

n3=3;          % показатель потерь PPB
n4=4;          % показатель потерь PPB
d_d0=0:1:100; % нормированное к d0 расстояние между TX и RX
L_mean2=L0+10*n2.*log10(d_d0); % средние потери
L_mean3=L0+10*n3.*log10(d_d0); % средние потери
L_mean4=L0+10*n4.*log10(d_d0); % средние потери
subplot(1,2,1);
plot(d_d0,L_mean2,'b-','linewidth',2); grid on; hold on;
plot(d_d0,L_mean3,'r-','linewidth',2);
plot(d_d0,L_mean4,'k-','linewidth',2);
xlabel('d/d_{0}'); ylabel('L'); legend('n=2','n=3','n=4');
subplot(1,2,2);
semilogx(d_d0,L_mean2,'b-','linewidth',2); grid on; hold on;
semilogx(d_d0,L_mean3,'r-','linewidth',2);
semilogx(d_d0,L_mean4,'k-','linewidth',2);
xlabel('d/d_{0}'); ylabel('L, дБ'); legend('n=2','n=3','n=4');

```

Показатель степени потерь в тракте n зависит от частоты, высоты антенны и среды распространения. В свободном пространстве, где распространение сигнала происходит согласно закону обратных квадратов (1.1), $n = 2$. Если имеется эффект волновода, например при распространении по улицам города, n может быть меньше 2. При наличии препятствий $n > 2$. Рис. 1.3 иллюстрирует пример потерь с $n = 3$. Измерения показывают, что для любых значений d потери в тракте $L_p(d)$ являются случайной переменной, имеющей логарифмически нормальное распределение в окрестности среднего значения $\overline{L_p}(d)$. Таким образом, потери в тракте $L_p(d)$ можно выразить через $\overline{L_p}(d)$, введя в уравнение (1.6) случайную переменную X_σ [1]:

$$L_p(d)(\text{дБ}) = L_0(d_0)(\text{дБ}) + 10n \lg(d/d_0) + X_\sigma. \quad (1.7)$$

Здесь X_σ обозначает случайную гауссову переменную с нулевым средним (в децибелах) со среднеквадратическим отклонением СКО σ (также в децибелах). Случайная величина X_σ зависит от местоположения и расстояния. Поскольку X_σ и $L_p(d)$ – это случайные переменные, то, если для вычисления потерь в тракте или энергетического резерва линии связи использовать уравнение (1.7), предварительно нужно выбрать какое-то определенное значение X_σ . Часто выбор этого значения основывается на измерениях (сделанных для большого числа взаимных размещений приемника и передатчика). Обычные значения X_σ – это 4–10 дБ. Таким образом, для статистического описания потерь в тракте вследствие крупномасштабного замирания при произвольном расположении с определенным расстоянием между передатчиком и приемником будут необходимы такие параметры: 1) эталонное расстояние d_0 ; 2) показатель степени потерь в тракте n ; 3) СКО X_σ .



1.2. Модели мелкомасштабных замираний

1.2.1. Мелкомасштабные замирания

Рассмотрим компонент мелкомасштабного замирания $r_0(t)$. Анализ проводится в предположении, что антенна движется по ограниченной траектории так, что влияние крупномасштабного замирания $m(t)$ постоянно и предполагается равным единице. Допустим, антенна перемещается и существует множество путей рассеивающих элементов, с каждым из которых связаны переменная задержка распространения $\tau_n(t)$ и переменный множитель ослабления $\alpha_n(t)$. Пренебрегая шумом, можно записать принятый полосовой сигнал следующим образом [1]:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)]. \quad (1.8)$$

Подставляя уравнение (1.2) в (1.8), запишем принятый полосовой сигнал следующим образом:

$$\begin{aligned} r(t) &= \operatorname{Re}(\{\sum_n \alpha_n(t) g[t - \tau_n(t)]\} e^{2\pi i f_c [t - \tau_n(t)]}) = \\ &= \operatorname{Re}(\{\sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi i f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]\} e^{2\pi i f_c t}). \end{aligned} \quad (1.9)$$

Из уравнения (1.9) следует, что принятый видеосигнал будет иметь вид:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi i f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]. \quad (1.10)$$

Рассмотрим передачу немодулированной несущей на частоте f_c . Иными словами, в любой момент времени $g(t) = 1$. Тогда для немодулированной несущей частоты и дискретных компонентов многолучевого распространения, выраженных в форме (1.10), принятый видеосигнал упростится до следующего вида:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi i f_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-i\theta_n(t)}, \quad (1.11)$$

где $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$. Видеосигнал $z(t)$ состоит из суммы переменных во времени векторов, имеющих амплитуду $\alpha_n(t)$ и фазу $\theta_n(t)$. Следует отметить, что $\theta_n(t)$ также будет изменяться на 2π радиан, когда τ_n изменится на $1/f_c$ (обычно, это очень маленькая задержка). При работе сотового радиопередатчика на частоте $f_c = 900$ МГц задержка $1/f_c$ равна 1,1 нс (наносекунд). В свободном пространстве это соответствует изменению пути распространения сигнала на 33 см. Таким образом, в уравнении (1.11) $\theta_n(t)$ может существенно измениться при относительно небольших изменениях задержки распространения. В этом случае, если два компонента многолучевого распространения сигнала отличаются по длине пути на 16,5 см, то один прибывающий сигнал будет отличаться по фазе от другого на 180° . Иногда векторы сигналов суммируются конструктивно, а иногда – деструктивно,



что приводит в результате к изменениям амплитуды или замиранию $z(t)$. Уравнение (1.11) можно записать более компактно в виде суммарной полу-
ченной огибающей, просуммированной по всем элементам [1]:

$$z(t) = \alpha(t)e^{-i\theta(t)}. \quad (1.12)$$

Здесь $\alpha(t)$ – результирующая амплитуда, а $\theta(t)$ – результирующая фаза. В правой части уравнения (1.12) представлен комплексный множитель, который описывался ранее. Уравнение (1.12) является важным результатом, поскольку из него видно, что хотя *полосовой* сигнал $s(t)$, как показано в уравнении (1.2), подвержен замиранию, что приводит к приему сигнала $r(t)$ (1.8), это замирание можно описать, анализируя $r(t)$ на *низкочастотном* уровне. Рис. 1.6 иллюстрирует основной механизм, приводящий к замиранию в каналах с многолучевым распространением, как описывается уравнениями (1.11) и (1.12): отраженный сигнал запаздывает по фазе из-за увеличения расстояния РРВ относительно ожидаемого сигнала [1].

Отраженный сигнал также имеет меньшую амплитуду за счет ослабления на препятствии. Отраженные сигналы можно описать с помощью ортогональных компонентов $x_n(t)$ и $y_n(t)$, где $x_n(t) + iy_n(t) = \alpha_n(t)e^{-i\theta_n(t)}$. Если количество таких стохастических компонентов велико и ни один из них не преобладает, то в *фиксированный момент времени* переменные $x_r(t)$ и $y_r(t)$, являющиеся результатом суммирования всех $x_n(t)$ и $y_n(t)$ соответственно, будут иметь гауссову функцию распределения вероятностей. Эти ортогональные компоненты дают то же мелкомасштабное замирание $r_0(t)$, которое было определено в уравнении (1.4). При немодулированной несущей волне, как показано в уравнении (1.12), $r_0(t)$ является модулем $z(t)$:

$$r_0(t) = \sqrt{x_r^2(t) + y_r^2(t)}. \quad (1.13)$$

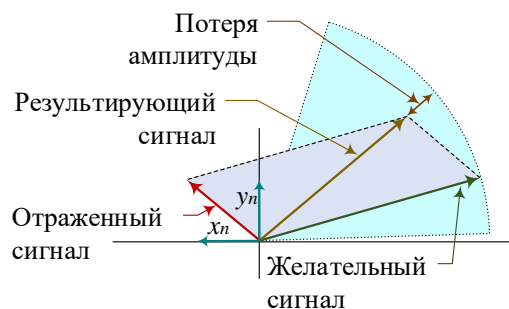


Рис. 1.6. Влияние многолучевого отражения на ожидаемый сигнал

Если полученный сигнал составлен из множественных отраженных лучей и значительного (незамирающего) компонента, распространяемого в пределах прямой видимости, амплитуда полученной огибающей имеет



райсовскую функцию распределения вероятности, а замирание называют райсовским:

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r_0^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0, A \geq 0; \\ 0 & \text{для других } r_0, A. \end{cases} \quad (1.14)$$

Хотя $r_0(t)$ динамически изменяется во время движения, в *любой фиксированный момент времени* – это случайная переменная, которая является положительным действительным числом. Поэтому, описывая функцию плотности вероятности, можно опустить ее зависимость от времени. Параметр σ^2 – это средняя мощность многолучевого сигнала до детектирования, A – максимальное значение незамирающего компонента сигнала (называемого зеркальным компонентом), а $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Распределение Райса часто записывают через параметр K , который определяется как отношение мощности зеркального компонента к мощности многолучевого сигнала. Математически это записывается как $K = A^2 / (2\sigma^2)$. При приближении к нулю амплитуды зеркального компонента функция плотности вероятности Райса стремится к функции плотности вероятности Рэлея, имеющей следующий вид:

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right] & \text{для } r_0 \geq 0; \\ 0 & \text{для других } r_0. \end{cases} \quad (1.15)$$

Рэлеевский замирающий компонент иногда называют случайным, рассеянным или диффузным, а плотность вероятности Рэлея является результатом отсутствия зеркального компонента сигнала; таким образом, для одиночной линии связи (без разнесения) она представляет собой функцию распределения вероятностей, связанную с наибольшим замиранием, приходящимся на среднюю мощность полученного сигнала. Рис. 1.7 (скрипт 1.4) иллюстрирует функции плотности вероятности Рэлея и Райса.

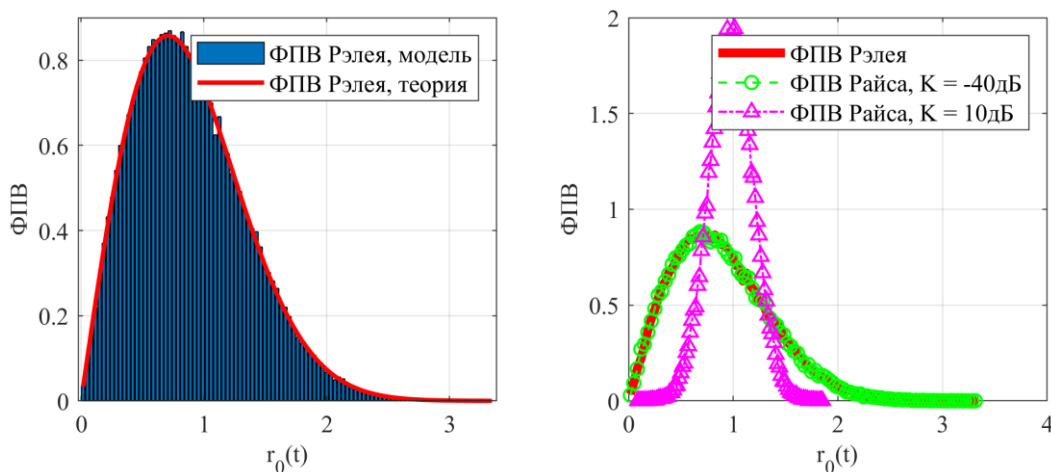


Рис. 1.7. Функции плотности вероятности Рэлея и Райса



Скрипт 1.4. Моделирование функций плотности вероятности Рэля и Райса:

```
clear all; close all; clc;
L=100000;           % число реализаций канала
nbins=100;         % число интервалов реализаций
% ФПВ Рэля
rayleigh_ch=ray_model(L);
r_rayleigh=abs(rayleigh_ch);           % модуль комплексных выборок Рэля
[rayleigh_cent,rayleigh_distr]=pdf_calc(r_rayleigh, nbins);
% plot(rayleigh_cent,rayleigh_distr,'bs--'); grid on; hold on;
bar(rayleigh_cent,rayleigh_distr); grid on; hold on;
% теоретическое распределение Рэля
sigma=1/sqrt(2);
rayleigh_pdf=(rayleigh_cent./sigma^2).*exp(-(rayleigh_cent.^2)/(2*sigma^2));
plot(rayleigh_cent,rayleigh_pdf,'r','linewidth',2);
% ФПВ Райса
K_dB=[-40 10];           % K-фактор Райса
rice_ch1=rice_model(L,K_dB(1)); r_rice1=abs(rice_ch1);
[rice_cent1,rice_distr1]=pdf_calc(r_rice1, nbins);
plot(rice_cent1,rice_distr1,'g--','linewidth',2);
rice_ch2=rice_model(L,K_dB(2)); r_rice2=abs(rice_ch2);
[rice_cent2,rice_distr2]=pdf_calc(r_rice2, nbins);
plot(rice_cent2,rice_distr2,'m-.','linewidth',2);
legend(['ФПВ Рэля, модель'], ['ФПВ Рэля, теория'],...
       ['ФПВ Райса, K = ', num2str(K_dB(1)), 'дБ'],...
       ['ФПВ Райса, K = ', num2str(K_dB(2)), 'дБ']);
ylabel('ФПВ'); xlabel(['r_{0}(t)']);
function [rcent,rpdf]=pdf_calc(r, nbins)
% функция вычисления плотности вероятности выборки h по nbins интервалам
[rfreq,redges]=histcounts(r, nbins);
rcent=(redges(1:end-1)+redges(2:end))/2;
rstep=(max(rcent)-min(rcent))./(nbins);
rpdf=rfreq./(sum(rfreq)*rstep);
end
function h=ray_model(L)
% функция формирования канала с ФПВ Рэля
% L - число реализаций канала
% h - вектор реализаций канала
h=(randn(1,L)+j*randn(1,L))/sqrt(2);
end
function h=rice_model(L,K_dB)
% функция формирования канала с ФПВ Райса
% L - число реализаций канала
% K_dB - K-фактор Райса в дБ
% h - вектор реализаций канала
K=10^(K_dB/10);
h=sqrt(K/(K+1))+sqrt(1/(K+1))*ray_model(L);
end
```

Как показывает рис. 1.1 (блоки 4–6), мелкомасштабные замирания проявляются двумя способами: 1) путем расширения цифровых импульсов сигнала и 2) посредством переменного во времени поведения канала, вызванного движением (например, принимающая антенна находится на движущейся платформе). Рис. 1.8 иллюстрирует пример реакции многолучевого



канала на короткий импульс в зависимости от задержки при различных местоположениях антенны (или различном времени, предполагая, что перемещение происходит с постоянной скоростью). При этом важно различать задержку τ и время передачи или наблюдения t [1].



Рис. 1.8. Реакция многолучевого канала на короткий импульс

Задержка – это следствие расширения во времени, являющегося результатом неоптимальной импульсной характеристики канала с замираниями. Время передачи связано с передвижениями антенны или пространственными изменениями, учитывающими изменение пути распространения, которые определяют нестационарное поведение канала. Нужно заметить, что при постоянной скорости, как предполагает рис. 1.8, для иллюстрации переменного во времени поведения можно использовать либо местоположение антенны, либо время передачи. Рис. 1.8 показывает последовательность полученных профилей мощности импульса при прохождении антенной равных расстояний, сопоставимых с половиной длины волны. Для каждого из показанных случаев модели отклик канала существенно отличается по времени замирания наибольшего компонента сигнала, по количеству копий сигнала, их амплитуде и общей полученной мощности (площадь под каждым полученным профилем мощности) [1].

Рис. 1.9 обобщает механизмы мелкомасштабного замирания и в двух областях (время или задержка и частота или доплеровское смещение) рассматривает механизмы и категории ухудшения качества передачи, связанные с каждым механизмом. Отметим, что всякий механизм, описанный во временной области, так же хорошо можно описать и в частотной области. Таким образом, как представляет рис. 1.9, механизм расширения по времени во временной области будет характеризоваться задержкой многолучевого распространения, а в частотной области – полосой когерентности канала. Подобным образом нестационарный механизм во временной области будет характеризоваться временем когерентности канала, а в частотной области – скоростью замирания в канале или доплеровским расширением [1].





Рис. 1.9. Механизмы, категории и следствия мелкомасштабного замирания

1.2.2. Определение профиля задержки мощности

Параметры для статистического описания времени задержки многолучевости могут быть вычислены на основе любого из трех типов профилей задержки мощности: мгновенного профиля задержки мощности, кратковременного профиля задержки мощности, или долговременного профиля задержки мощности, которые представляют собой либо усредненные по времени значения, полученные при использовании стационарного приемника, отображающего происходящие в окружающей среде перемещения, либо усредненные пространственные значения, полученные при использовании приемника, находящегося в движении. Рис. 1.10 иллюстрирует получение профилей задержки мощности [2]. Мгновенный профиль задержки мощности представляет собой плотность мощности импульсной характеристики в один момент в одной точке. Кратковременный (мелкомасштабный) профиль задержки мощности получают путем пространственного усреднения мгновенных профилей задержки мощности по нескольким десяткам значений длины волн в пределах диапазона, в котором сохраняются одни и те же



компоненты многолучевости (МЛК – многолучевые компоненты), в целях подавления колебаний быстрого замирания. Кроме того, он может быть получен из функции распределения доплеровской задержки (рис. 1.11) путем суммирования квадратов абсолютных значений по оси доплеровского сдвига частоты, как показывает рис. 1.12.

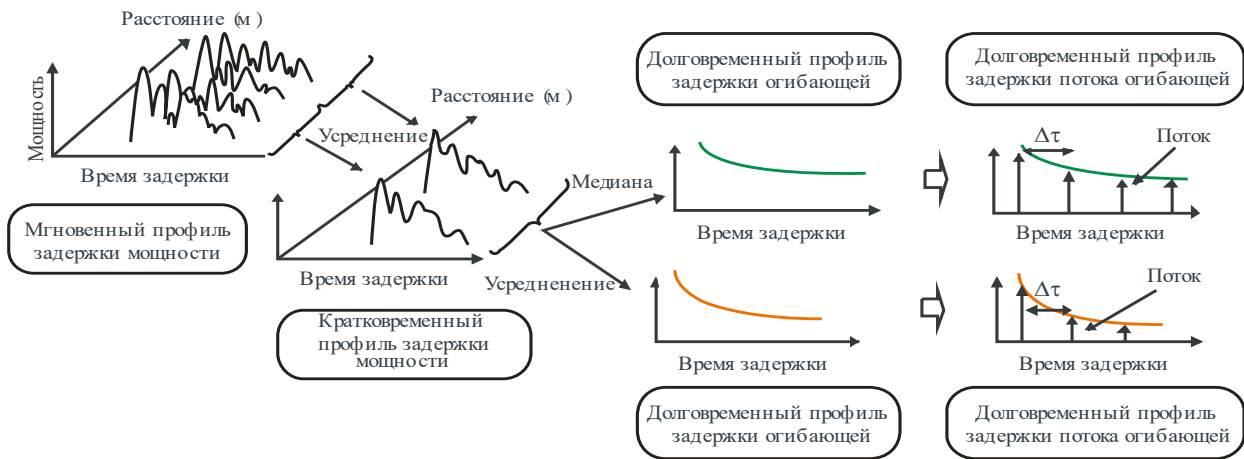


Рис. 1.10. Определение профилей задержки мощности [2]

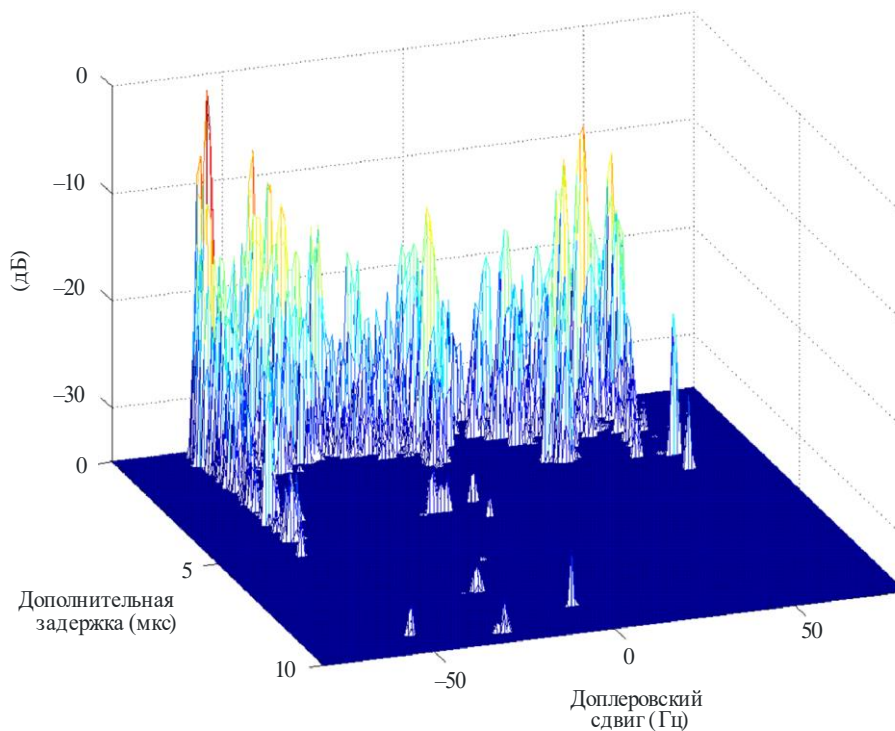


Рис. 1.11. Пример доплеровского профиля задержки мощности [2]



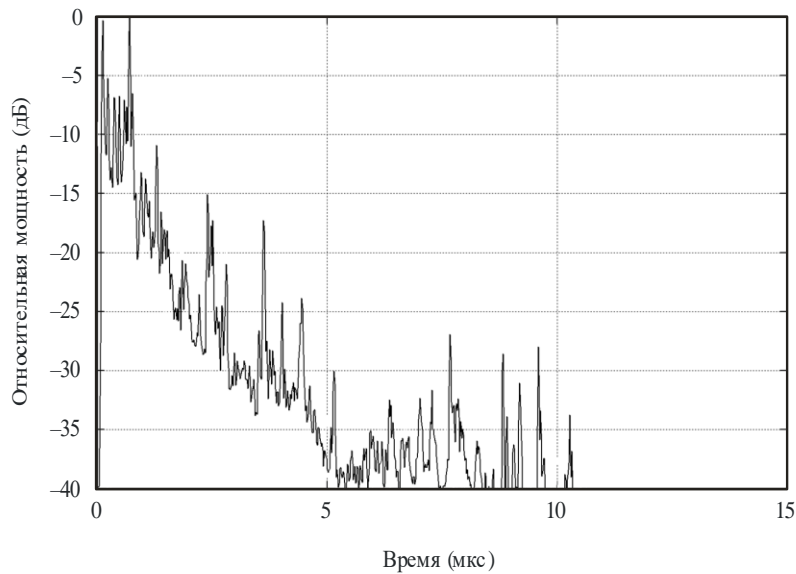


Рис. 1.12. Пример профиля задержки мощности [2]

Долговременный профиль задержки мощности получают путем пространственного усреднения кратковременных профилей задержки мощности приблизительно на одном и том же расстоянии от базовой станции (БС) в целях подавления колебаний, вызванных замиранием. Долговременные профили задержки мощности с дискретным избыточным временем задержки, нормированные по временному разрешению $1/B$, где B – ширина полосы, определяются как долговременные профили задержки потока мощности вместо постоянных профилей задержки мощности. С другой стороны, долговременный профиль задержки огибающей представляет собой среднее значение кратковременных профилей задержки мощности приблизительно на одном и том же расстоянии от базовой станции; он отражает форму профиля задержки в рассматриваемой зоне.

Приведем параметры статистического описания многолучевости [2].

Средняя задержка – это взвешенное по мощности среднее значение дополнительной задержки, которое определяется первым моментом профиля задержки мощности (квадрат амплитуды импульсной характеристики).

Среднеквадратичный разброс задержки – это взвешенное по мощности стандартное отклонение дополнительных задержек, которые определяются вторым моментом профиля задержки мощности. Этот параметр является мерой изменчивости средней задержки.

Окно задержки – это длина средней части профиля задержки мощности, в которой содержится определенный процент (обычно 90 %) общей мощности, передаваемой в соответствии с импульсной характеристикой.

Интервал задержки – это часть импульсной характеристики между двумя значениями дополнительной задержки от момента, когда амплитуда



этой характеристики первый раз превышает заданный порог, до момента, когда амплитуда в последний раз падает ниже этого порога.

Количество компонентов многолучевости или сигналов представляет собой число пиковых уровней профиля задержки мощности, амплитуда которых находится в пределах A дБ наиболее высокого пикового уровня и превышает значение минимального уровня шума.

Определения статистических параметров приведены со ссылкой на рис. 1.13. Следует отметить, что на рисунках профили задержки мощности представлены по шкале децибел, в то время как в уравнениях суммирования мощности приводятся линейные единицы мощности [2].

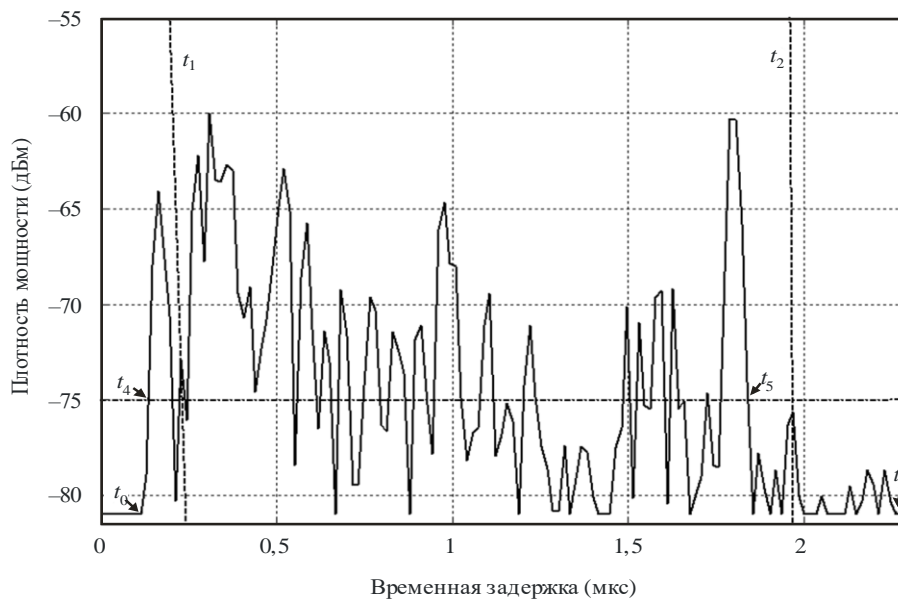


Рис. 1.13. Параметры для статистического описания явлений многолучевости [2]

Общая мощность p_m импульсной характеристики определяется как

$$p_m = \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt, \quad (1.16)$$

где $p(t)$ – плотность мощности импульсной характеристики в линейных единицах мощности; t – задержка относительно опорного времени; t_0 – момент, когда $p(t)$ в первый раз превышает уровень отсечки; t_3 – момент, когда $p(t)$ в последний раз превышает уровень отсечки.

Время средней задержки T_D определяется первым моментом профиля задержки мощности [2]:

$$T_D = \frac{\int_0^{\tau_e} \tau p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau} - \tau_a, \quad (1.17)$$

где τ – переменная величина дополнительной временной задержки, равная $t - t_0$; τ_a – время прихода первого принятого компонента многолучевого



сигнала (первый пик в профиле); $\tau_e = t_3 - t_0$. В дискретной форме с временным разрешением $\Delta\tau = 1/B$ уравнение (1.17) приобретает вид [2]

$$T_D = \frac{\sum_{i=1}^N \tau_i p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)} - \tau_M; \quad (1.18)$$

$$\tau_i = (i - 1)\Delta\tau = (i - 1)/B; i = 1, 2, \dots, N,$$

где $i = 1$ и N – индексы первого и последнего образцов профилей задержки, лежащих выше порогового уровня, соответственно, а M – индекс первого принятого компонента многолучевого сигнала (первый пик в профиле). Величины задержек в миллисекундах могут определяться из соотношения $t_i = 3,3r_i$, где r_i (в км) – сумма расстояний от передатчика до отражателя многолучевых сигналов и от отражателя до приемника или общее расстояние от передатчика до приемника для t_{LOS} [2].

Среднеквадратичный разброс задержек S определяется как корень квадратный из второго центрального момента:

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_e} (\tau - T_D - \tau_a)^2 p(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_e} p(\tau) d\tau}}. \quad (1.19)$$

В дискретной форме с разрешением $\Delta\tau$ (1.19) приобретает вид

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - T_D - \tau_M)^2 p(\tau_i)}{\sum_{i=1}^N p(\tau_i)}}. \quad (1.20)$$

Окно задержки W_q представляет собой среднюю часть профиля задержки мощности, содержащую определенный процент q общей мощности:

$$W_q = (t_2 - t_1), \quad (1.21)$$

причем границы t_1 и t_2 определяются соотношением

$$\int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = \frac{q}{100} \int_{t_0}^{t_3} p(t) dt = \frac{q}{100} p_m, \quad (1.22)$$

а мощность за пределами окна делится на две равные части $\left(\frac{100-q}{200}\right) p_m$.

Интервал задержки I_{th} определяется как временной интервал между моментом t_4 , когда амплитуда профиля задержки мощности в первый раз превышает заданный порог I_{th} , и моментом t_5 , когда амплитуда в последний раз падает ниже этого порога [2]:

$$I_{th} = (t_5 - t_4). \quad (1.23)$$



Количество компонентов многолучевости (МЛК) может быть получено из профиля задержки и представлено как число пиковых уровней, амплитуда которых находится в пределах A дБ (наиболее высокого пикового уровня) и превышает значение минимального уровня шума (рис. 1.14).

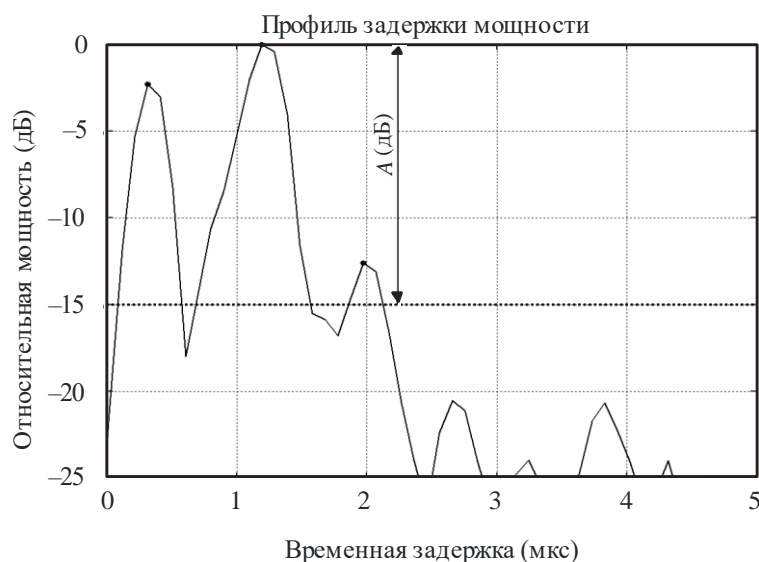


Рис. 1.14. Профиль задержки мощности, иллюстрирующий МЛК выше порога [2]

При анализе данных рекомендуется рассматривать окна задержки для 50, 75 и 90 % мощности, интервалы задержки для порогов на 9, 12 и 15 дБ ниже максимального значения. Следует отметить, что влияние шума и побочных сигналов в системе (от радиочастоты (РЧ) до обработки данных) может быть весьма значительным. Поэтому важно точно определить пороговый уровень шумов и/или побочных сигналов для системы и обеспечить для этого уровня необходимый запас надежности. Рекомендуется использовать запас надежности, равный 3 дБ, а для того чтобы обеспечить целостность результатов, рекомендуется минимизировать используемое в качестве критерия приемлемости отношение «пиковый уровень сигнала / уровень побочного сигнала» до, к примеру, 15 дБ (без запаса надежности в 3 дБ), если статистические данные не содержат параметров импульсной характеристики. Порог, используемый для идентификации количества компонентов многолучевости, зависит от динамического диапазона измерительного оборудования – типичное значение на 20 дБ ниже пикового уровня профиля задержки.

1.2.3. Моделирование профиля задержки мощности

Рассмотрим две распространенные модели радиоканалов для сценария внутри помещений: двухлучевая и экспоненциальная модель. В двухлучевой модели профиль мощности PDP (Power Delay Profile) образуется двумя



многолучевыми компонентами (МЛК): одна компонента луча прямой видимости LOS (Line of Sight) с нулевой задержкой $\tau_0 = 0$ и одна компонента отраженного луча с отсутствием прямой видимости NLOS (Non Line of Sight) с задержкой $\tau_1 > 0$; обе компоненты с одинаковой мощностью. Рис. 1.15 (скрипт 1.5) иллюстрирует профиль мощности двухлучевой и экспоненциальной модели канала [8].

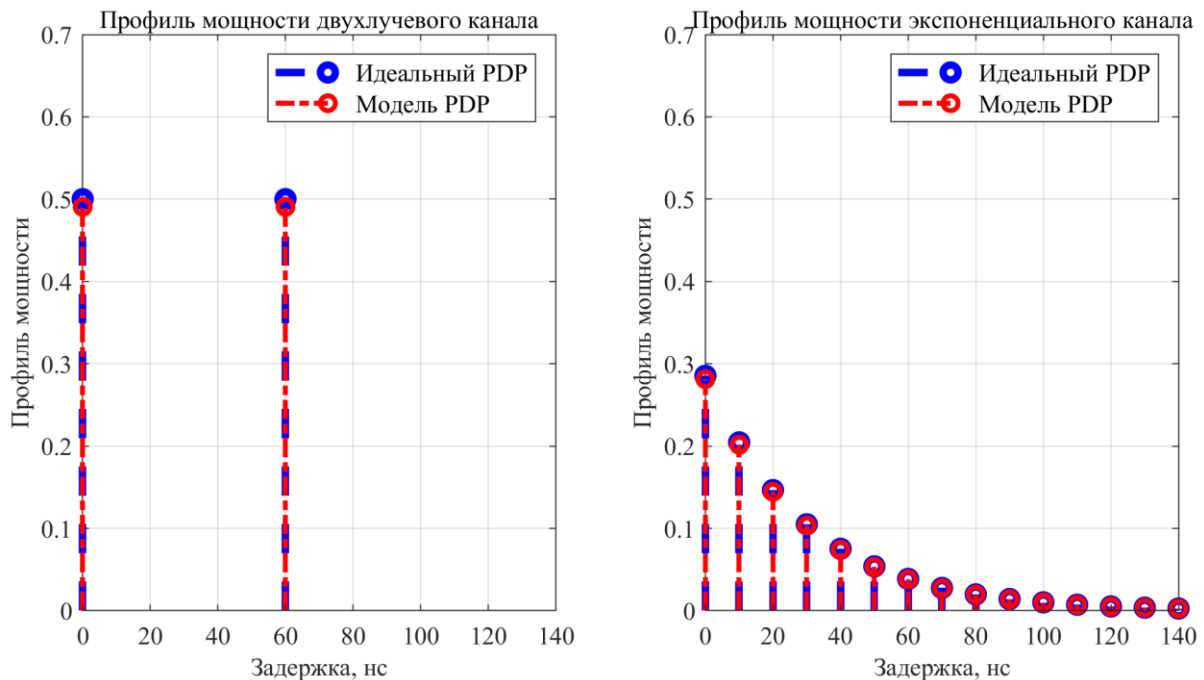


Рис. 1.15. Моделирование профиля мощности

Скрипт 1.5. Моделирование профиля мощности:

```

scale=1e-9; % нс
ts=10*scale; % период дискретизации
t_rms=30*scale; % расширение задержки RMS
num_ch=10000; % число реализаций канала
% модель двухлучевого канала
pow_2=[0.5 0.5]; % нормированный вектор ослаблений
delay_2=[0 t_rms*2]/scale; % нормированный вектор задержек
h_2 = ray_model(num_ch).'*sqrt(pow_2); avg_pow_h_2 = mean(h_2.*conj(h_2));
subplot(121);
stem(delay_2,pow_2,'b--','linewidth',3); hold on; grid on;
stem(delay_2,avg_pow_h_2,'r-.','linewidth',2);
xlabel('задержка, нс'), ylabel('профиль мощности');
title('Профиль мощности двухлучевого канала');
legend('Идеальный PDP','Модель PDP'); axis([0 140 0 0.7]);
% модель канала с экспоненциальным профилем
pow_e=exp_pdp(t_rms,ts); delay_e=(0:length(pow_e)-1)*ts/scale;
h_e = ray_model(num_ch).'*sqrt(pow_e);
avg_pow_h_e = mean(h_e.*conj(h_e));
subplot(122);
stem(delay_e,pow_e,'b--','linewidth',3); hold on; grid on;
stem(delay_e,avg_pow_h_e,'r-.','linewidth',2);
xlabel('задержка, нс'), ylabel('профиль мощности');

```



```

title('Профиль мощности экспоненциального канала');
legend('Идеальный PDP', 'Модель PDP'); axis([0 140 0 0.7]);
function h=ray_model(L)
% L - число реализаций канала
% h - вектор выборок модели рэлеевского канала
h = (randn(1,L)+j*randn(1,L))/sqrt(2);
end
function pdp=exp_pdp(tau_d,ts,a_dB,norm_flag)
% функция формирования экспоненциального профиля мощности PDP
% tau_d - среднеквадратическое расширение задержки (rms delay spread), с
% ts - период дискретизации, с
% a_dB - наименьшая наблюдаемая мощность, дБ
% norm_flag - флаг нормирования совокупной мощности, т. е. приведения ее к единице
% pdp - вектор профиля мощности
if nargin<4, norm_flag=1; end % нормировка
if nargin<3, a_dB=-20; end % a_dB=-20
sigma_tau = tau_d; a = 10^(a_dB/10);
lmax=ceil(-tau_d*log(a)/ts); % индекс максимальной компоненты
% вычисление коэффициента для нормирования совокупной мощности к единице
if norm_flag
    p0=(1-exp(-ts/sigma_tau))/(1-exp(-(lmax+1)*ts/sigma_tau));
else
    p0=1/sigma_tau;
end
% экспоненциальный профиль мощности pdp
l=0:lmax;
pdp = p0*exp(-l*ts/sigma_tau); %
end

```

Для двухлучевой модели максимальная избыточная задержка $\tau_m = \tau_1 = 60$ нс, а средняя избыточная задержка принимается равной $\bar{\tau} = \tau_1/2$. В таком случае среднеквадратическое расширение задержки RMS равно средней избыточной задержке $\bar{\tau} = \sigma_\tau = \tau_1/2 = 30$ нс, т. е. задержка второй компоненты является единственным параметром, который определяет модель профиля мощности многолучевого канала. Несмотря на свою простоту двухлучевая модель не всегда адекватно описывает практический сценарий многолучевости, одной из причин этого является то, что мощность второй компоненты NLOS обычно меньше мощности компоненты луча LOS [8].

В экспоненциальной модели многолучевого канала средняя мощность принятых многолучевых компонент убывает по экспоненциальному закону в зависимости от задержки согласно следующему выражению:

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\tau/\tau_d}, \quad (1.24)$$

где τ_d – единственный параметр, который определяет профиль мощности PDP. Средняя избыточная задержка и среднеквадратическое расширение задержки равны: $\bar{\tau} = \sigma_\tau = \tau_d$, а максимальная избыточная задержка определяется выражением



$$\tau_m = -\tau_d \ln A, \quad (1.25)$$

где A представляет собой отношение наблюдаемой ненулевой мощности многолучевой компоненты к мощности первой компоненты [8]:

$$A = P(\tau_m)/P(0) = \exp(-\tau_m/\tau_d). \quad (1.26)$$

Выражение (1.24) может быть представлено дискретно-временной моделью с периодом дискретизации T_s следующим образом:

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_\tau} e^{-pT_s/\sigma_\tau}, p = 0, 1, \dots, p_{\max}, \quad (1.27)$$

где p – индекс дискретного времени; p_{\max} – индекс последней многолучевой компоненты, равный $p_{\max} = \lceil \tau_m/T_s \rceil$. Совокупная мощность профиля мощности модели многолучевого канала определяется выражением [8]

$$P_{\text{total}} = \sum_{p=0}^{p_{\max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_\tau} \cdot \frac{1 - e^{-(p_{\max}+1)T_s/\sigma_\tau}}{1 - e^{-T_s/\sigma_\tau}}. \quad (1.28)$$

Для нормирования совокупной мощности в (1.28), т. е. приведения к единице, выражение (1.27) можно модифицировать к виду

$$P(p) = P(0) e^{-pT_s/\sigma_\tau}, p = 0, 1, \dots, p_{\max}, \quad (1.29)$$

где $P(0) = 1/(P_{\text{total}} \cdot \sigma_\tau)$ – мощность первой МЛК.

1.3. Расширение сигнала во времени

1.3.1. Анализ расширения сигнала во времени в области задержки

Простой способ моделирования замирания был предложен Белло (Bello) в 1963 г. Он ввел понятие стационарного в широком смысле некоррелированного рассеяния WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering). В такой модели сигналы, поступающие на антенну приемника с различными задержками, рассматриваются как некоррелирующие. Такие каналы являются эффективно стационарными в широком смысле, как во временной, так и в частотной области. Применяв такую модель к каналу с замиранием, Белло смог определить функции, которые применимы для любого момента времени и любой частоты. Рис. 1.16 иллюстрирует четыре функции для мобильного канала, составляющие названную модель [1].



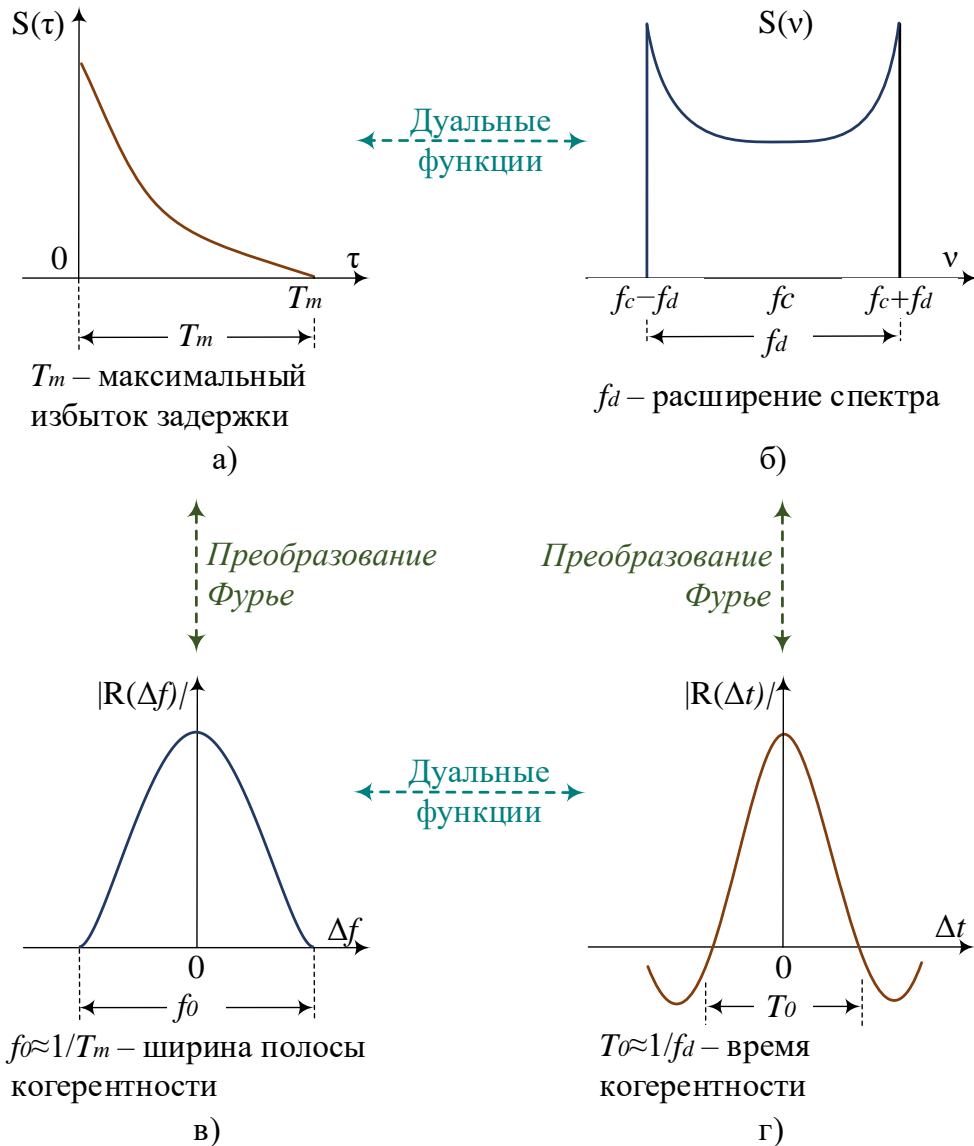


Рис. 1.16. Корреляционные функции канала и функции плотности мощности:
 а) профиль многолучевого распространения;
 б) спектр доплеровской мощности;
 в) корреляционная функция разнесения частот;
 г) корреляционная функция разнесения времени

Рис. 1.16, а показывает профиль интенсивности многолучевого распространения – зависимость $S(\tau)$ от задержки τ . Зная $S(\tau)$, можно определить, как для переданного импульса полученная мощность зависит от временной задержки τ . Термин «временная задержка» (time delay) используется для обозначения избыточной задержки распространения сигнала. Он представляет собой задержку данного сигнала, которая превышает задержку поступления на приемник первого сигнала. Для типичного беспроводного канала полученный сигнал обычно состоит из нескольких дискретных многолучевых компонентов, приводящих к появлению изолированных пиков $S(\tau)$,



называемых иногда отраженными сигналами (рис. 1.15). Для некоторых каналов, таких как тропосферный канал с рассеянием, принятые сигналы выглядят как континуум многолучевых компонентов. В таких случаях $S(\tau)$ – это относительно гладкая (непрерывная) функция τ (рис. 1.16, а). Для измерения профиля интенсивности многолучевого распространения необходимо воспользоваться широкополосными сигналами (импульсы или сигналы с расширенным спектром). Для единичного переданного импульса время T_m между приемом первого и последнего компонентов представляет собой максимальную избыточную задержку распространения, после которой мощность многолучевого сигнала падает ниже определенного порогового уровня относительно самого мощного компонента. Пороговый уровень можно выбрать на 10 или 20 дБ ниже уровня самого мощного луча. Отметим, что в идеальной системе (нулевая избыточная задержка) функция $S(\tau)$ состояла бы из идеального импульса с весовым коэффициентом, равным общей средней мощности полученного сигнала [1].

Категории ухудшения качества передачи вследствие расширения сигнала во времени, рассматриваемого в области задержки. В канале с замираниями взаимосвязь между максимальной избыточной задержкой распространения T_m и временем передачи символа T_s можно рассматривать с позиции двух различных категорий ухудшения качества передачи: *частотно-селективного замирания* (frequency-selective fading) и *частотно-неселективного* (frequency nonselective fading), или *амплитудного замирания* (flat fading). Говорят, что канал обнаруживает *частотно-селективное замирание*, если $T_m > T_s$. Это условие реализуется, когда принятый многолучевой компонент символа выходит за пределы длительности передачи символа. Такая многолучевая дисперсия порождает тот же тип искажений межсимвольной интерференции ISI (Intersymbol Interference), что и фильтр. Фактически другим названием этой категории ухудшения передачи вследствие замирания является вводимая каналом ISI. При частотно-селективном замирании возможно уменьшение искажений, поскольку многие многолучевые компоненты разрешаются приемником [1].

Говорят, что канал является частотно-неселективным или проявляется *амплитудное замирание*, если $T_m < T_s$. В этом случае все полученные многолучевые компоненты символа поступают в течение времени передачи символа, поэтому компоненты не разрешаются. В данном случае отсутствуют искажения за счет вводимой каналом ISI, так как расширение сигнала во времени не приводит к существенному наложению соседних полученных символов. Однако ухудшение характеристик все же имеет место, поскольку неразрешенные компоненты вектора сигнала могут суммироваться деструктивно, что приводит к значительному уменьшению отношения сигнал/шум SNR (Signal to Noise Ratio). К тому же сигнал, классифицированный как



проявляющий амплитудное замирание, может иногда испытывать частотно-селективное замирание, что удобнее объяснить при рассмотрении ухудшения характеристик в частотной области. При уменьшении SNR за счет амплитудного замирания можно использовать специальные методы подавления замирания, улучшающие принимаемое значение SNR, или уменьшающие требуемое значение SNR. Наиболее эффективным является введение каких-либо форм разнесения сигналов и использование кодов коррекции.

1.3.2. Анализ расширения сигнала во времени в частотной области

Полностью аналогичное описание дисперсии сигнала можно привести и в частотной области. Рис. 1.16, в показывает функцию $|R(\Delta f)|$, обозначенную как *корреляционную функцию разнесения частоты*; это Фурье-образ $S(\tau)$: $R(\Delta f) = \mathcal{F}\{S(\tau)\}$. Функция $R(\Delta f)$ представляет собой корреляцию между реакциями канала на два сигнала как функцию разности частот этих сигналов. Ее можно рассматривать как частотную передаточную функцию канала. Следовательно, расширение сигнала во времени можно рассматривать как следствие процесса фильтрации. Зная $R(\Delta f)$, можно определить, какова корреляция между полученными сигналами, разнесенными по частоте на $\Delta f = f_1 - f_2$. Функцию $R(\Delta f)$ можно измерить, передавая пару синусоид, разнесенных по частоте на Δf , изучая взаимную корреляцию спектров двух полученных сигналов и повторяя этот процесс многократно посредством увеличения Δf . Таким образом, измерение $R(\Delta f)$ можно проводить с помощью синусоид, смещающихся по частоте вдоль интересующей полосы (широкополосный сигнал). *Полоса когерентности* (coherence bandwidth) f_0 является статистической мерой диапазона частот, по которому канал пропускает все спектральные компоненты с приблизительно равным коэффициентом усиления и линейным изменением фазы. Таким образом, полоса когерентности представляет собой диапазон частот, в пределах которого частотные компоненты сигнала имеют большую вероятность амплитудной корреляции. Иными словами, на все спектральные компоненты этого диапазона канал влияет одинаково, например проявляя или не проявляя замирание. Следует отметить, что f_0 и T_m взаимосвязаны [1]:

$$f_0 \approx 1/T_m. \quad (1.30)$$

Максимальная избыточная задержка T_m не обязательно является наилучшим показателем того, как будет функционировать произвольная система при распространении сигнала в канале, поскольку различные каналы с одинаковым значением T_m могут иметь весьма различный профиль интенсивности сигнала в период задержки. Более подходящим параметром



является разброс задержек, который описывается через среднеквадратическое значение и называется среднеквадратическим разбросом задержек:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}. \quad (1.31)$$

Здесь $\bar{\tau}$ – это средняя избыточная задержка, $(\bar{\tau})^2$ – квадрат среднего, $\overline{\tau^2}$ – второй момент, а σ_{τ} – квадратный корень из второго центрального момента $S(\tau)$. Не существует универсального соотношения между полосой когерентности и разбросом задержек. Однако, используя метод Фурье-преобразований и измерив дисперсию реальных сигналов в различных каналах, можно получить полезную аппроксимацию. В настоящее время разработано несколько приблизительных соотношений. Если полоса когерентности определена как интервал частот, в пределах которого комплексная частотная передаточная функция канала имеет корреляцию не менее 0,9, то полосу когерентности можно приблизительно записать в следующем виде [1]:

$$f_0 \approx \frac{1}{50\sigma_{\tau}}. \quad (1.32)$$

Для мобильной радиосвязи в качестве подходящей модели описания распространения в городской среде обычно берут совокупность рассеивающих элементов, имеющих радиальное равномерное распределение, равные коэффициенты отражения, но независимые случайные фазовые углы отражения. Эту модель называют моделью канала с *плотным размещением рассеивающих элементов*. При ее использовании полоса когерентности частот определяется как интервал частот, в пределах которого комплексная частотная передаточная функция канала имеет корреляцию не менее 0,5:

$$f_0 \approx \frac{0,276}{\sigma_{\tau}}. \quad (1.33)$$

Более распространенным приближением для f_0 , соответствующим определению, где корреляция должна быть не меньше 0,5, является [1]:

$$f_0 \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}}. \quad (1.34)$$

Разброс задержек и полоса когерентности связаны с характеристиками многолучевого распространения в канале и отличаются для разных путей распространения (городская черта, пригород, холмистая местность, помещения и т. д.). Важно отметить, что параметры в уравнении (1.34) не зависят от скорости передачи сигналов. Скорость передачи влияет только на ширину полосы пропускания W .

Категории ухудшения качества передачи вследствие расширения сигнала во времени, рассматриваемого в частотной области. Канал называется частотно-селективным (frequency-selective), если $f_0 < 1/T_s \approx W$, где



скорость передачи символов $1/T_s$ номинально берется равной скорости передачи сигналов или ширине полосы частот сигнала W . На практике W может отличаться от $1/T_s$ из-за системной фильтрации или выбора типа модуляции данных, например QPSK, MSK, расширение спектра и т. д. Частотно-селективное замирание проявляется тогда, когда канал неодинаково влияет на разные спектральные компоненты сигнала. Некоторые спектральные компоненты сигнала, не входящие в полосу когерентности, будут подвергаться различному (и независимому) воздействию, в отличие от тех компонентов, которые приходятся на полосу когерентности. Рис. 1.17 иллюстрирует три примера спектральной плотности мощности; в каждом из них показано соотношение между частотной передаточной функцией канала с полосой когерентности f_0 и шириной полосы переданного сигнала W [1].

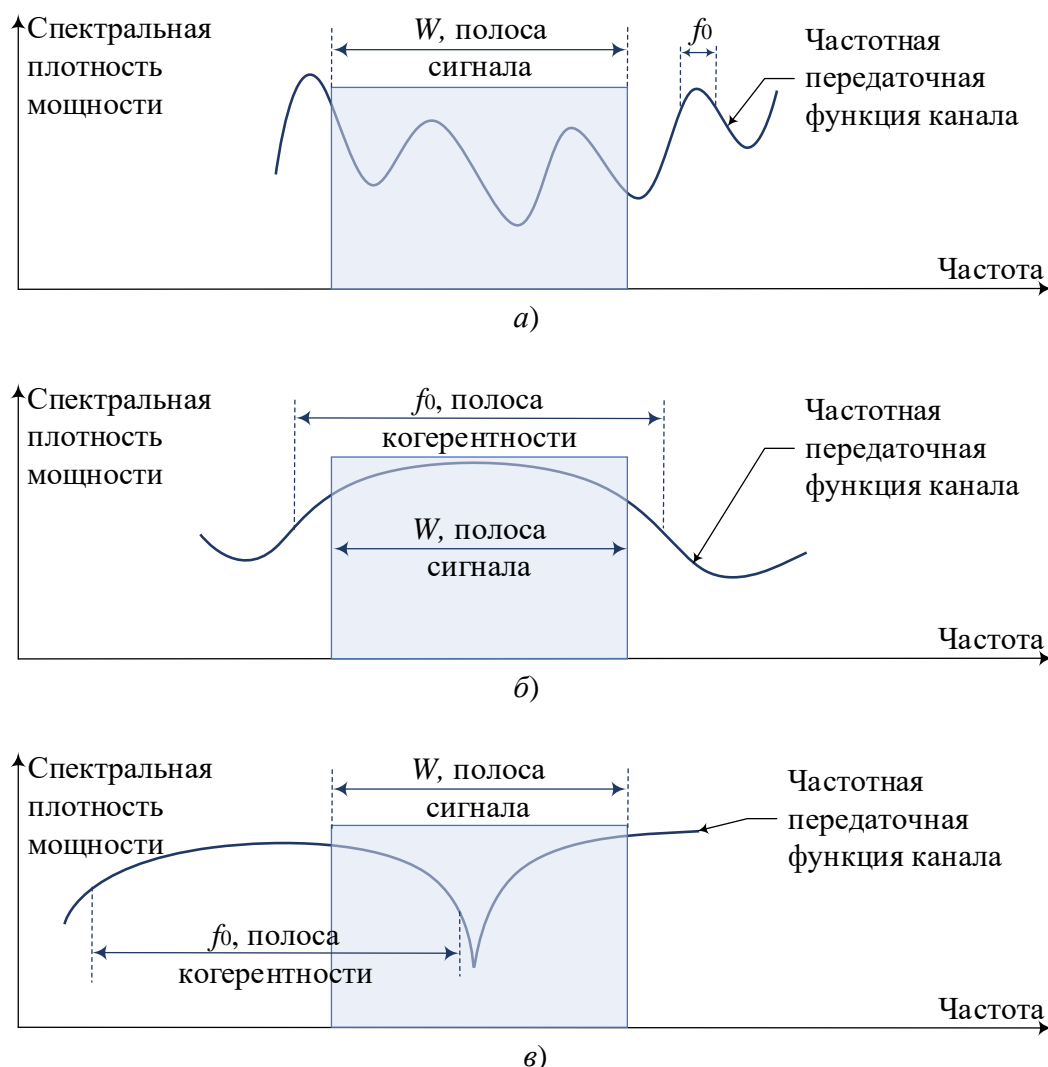


Рис. 1.17. Частотная передаточная функция канала и ширина полосы сигнала в случаях:

- а) частотно-селективного замирания, $f_0 < W$; б) амплитудного замирания, $f_0 > W$;
- в) нуля частотной функции канала, попадающего на центр полосы сигнала, $f_0 > W$



Рис. 1.17, *а* показывает сценарий *частотно-селективного замирания*, когда на сигнал наложена частотная передаточная функция частотно-селективного канала, при $f_0 < W$; при этом различные спектральные компоненты переданного сигнала будут подвергаться различному воздействию.

Рис. 1.17, *б* показывает сценарий *частотно-неселективного, или амплитудного замирания*, когда $f_0 > W$; при этом все спектральные компоненты сигнала будут подвергаться примерно одинаковому воздействию со стороны канала (например, замирать или не замирать). В данном случае на переданный сигнал с шириной полосы W наложена частотная передаточная функция канала с амплитудным замиранием, при этом воздействие на все спектральные компоненты будет приблизительно равным. Амплитудное замирание не приносит искажений, связанных с внесенной каналом ISI, однако все же стоит ожидать ухудшения характеристик сигнала, выражающегося в уменьшении SNR. Чтобы избежать искажения вследствие внесенной каналом ISI, необходимо, чтобы канал проявлял амплитудное замирание. Это происходит при следующем условии [1]:

$$f_0 > W \approx \frac{1}{T_s}. \quad (1.35)$$

Следовательно, полоса когерентности f_0 устанавливает верхний предел скорости передачи, которую можно использовать, не включая эквалайзер.

Рис. 1.17, *б* показывает сценарий проявления типичного амплитудного замирания, когда $f_0 > W$ или $T_m < T_s$. Однако если мобильный радиоприемник изменит свое местонахождение, некоторое время получаемый сигнал будет подвергаться частотно-селективному искажению, несмотря на то что $f_0 > W$. Соответствующий сценарий иллюстрирует рис. 1.17, *в*, где нуль частотной передаточной функции канала находится около середины полосы спектральной плотности мощности переданного сигнала. Когда это происходит, видеоимпульс может искажаться собственными смещенными низкочастотными компонентами. Одним из последствий этого является отсутствие надежного максимума импульса, составляющего основу синхронизации или предназначенного для выборки фазы несущей, переносимой импульсом. Таким образом, хотя канал (на основе среднеквадратических соотношений) отнесен к каналам с амплитудным замиранием, он может периодически проявлять и частотно-селективное замирание. Стоит отметить, что канал мобильной радиосвязи, классифицированный как канал с амплитудным замиранием, не может все время проявлять амплитудное замирание. Когда f_0 становится намного больше W (или T_m становится намного меньше T_s), состояние, которое показывает рис. 1.17, *в*, будет наблюдаться в течение меньшего интервала времени. Очевидно, что замирание, которое показывает рис. 1.17, *а*, не зависит от места в полосе частот канала, так что частотно-селективное замирание происходит не эпизодически, а все время.



1.3.3. Проявление амплитудного и частотно-селективного замирания

Проявление дисперсии сигнала в каналах с замираниями является аналогом расширения сигнала, характерного для фильтра. Рис. 1.18, а иллюстрирует сценарий широкополосного фильтра (короткая импульсная характеристика) и его влияние на сигнал во временной и частотной областях. Этот фильтр похож на канал с амплитудным замиранием, выход которого относительно не искажен. Рис. 1.18, б показывает узкополосный фильтр (широкая импульсная характеристика). Выходной сигнал претерпевает большее искажение как во временной, так и в частотной областях. Данный процесс подобен процессу, происходящему в частотно-селективном канале [1].

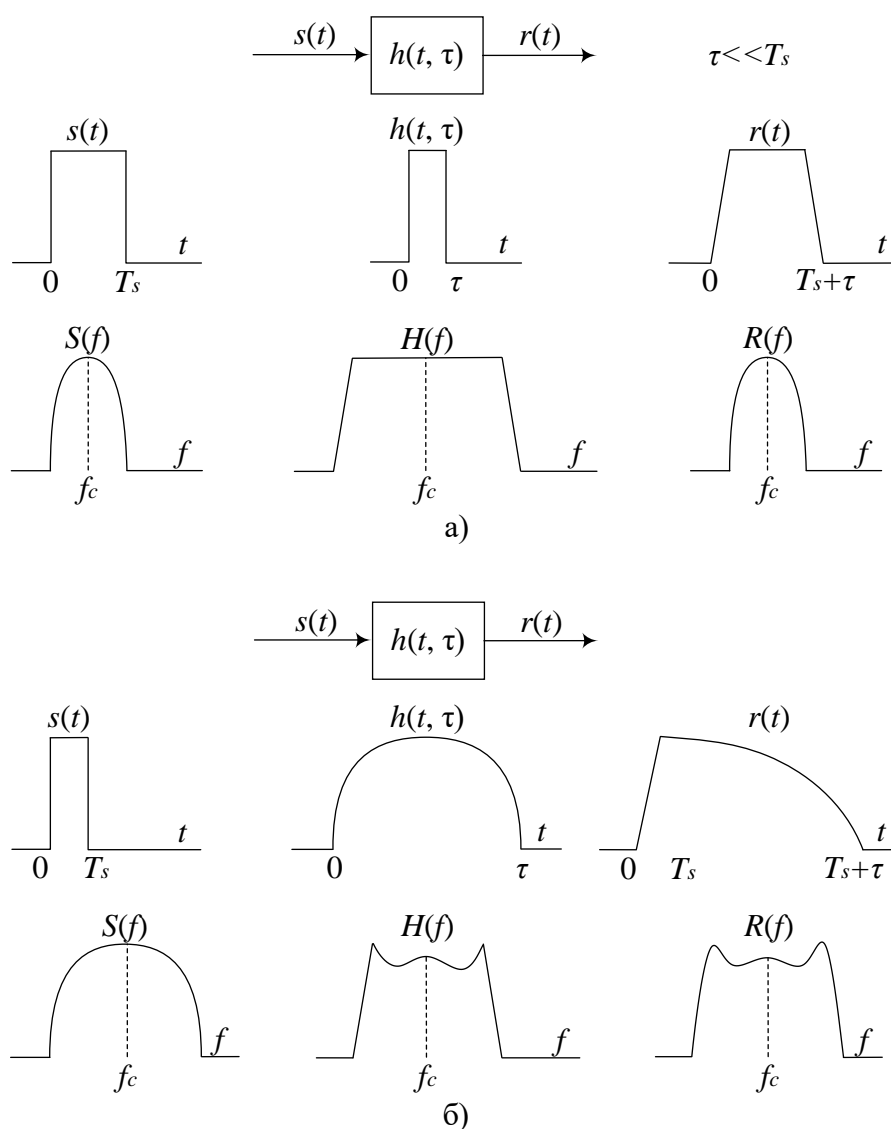


Рис. 1.18. Характеристики частотно-селективного и амплитудного замираний:

- а) характеристики канала с амплитудным замиранием;
- б) характеристики канала с частотно-селективным замиранием



1.4. Нестационарное поведение канала

1.4.1. Анализ нестационарного поведения канала во временной области

Дисперсия сигнала и ширина полосы когерентности описывают в локальной области свойства канала, связанные с расширением во времени. В то же время они не дают информации о переменном во времени поведении канала, являющемся следствием относительного движения передатчика и приемника или передвижения объектов внутри канала. Применяемые в мобильной радиосвязи каналы нестационарны, поскольку движение передатчика и приемника приводит в результате к изменениям пути распространения. Для переданного непрерывного сигнала это вызывает изменения амплитуды и фазы в приемнике. Если все рассеивающие элементы, составляющие канал, являются стационарными, то при прекращении движения амплитуда и фаза полученного сигнала будут оставаться постоянными, т. е. канал якобы будет стационарным во времени. Как только движение возобновится, поведение канала снова станет переменным во времени. Поскольку характеристики канала зависят от положения передатчика и приемника, переменное во времени поведение в этом случае эквивалентно переменному пространственному поведению [1].

Рис. 1.16, *г* показывает *пространственно-временную* корреляционную функцию $R(\Delta t)$; это автокорреляционная функция отклика канала на поданную синусоиду, которая определяет степень корреляции между откликом канала на синусоиду, отправленную в момент времени t_1 , и откликом на аналогичную синусоиду, отправленную в момент t_2 , где $\Delta t = t_2 - t_1$. Время когерентности (coherence time) T_0 – это мера ожидаемого времени, за которое характеристика канала существенно инвариантна. Ранее измерение дисперсии сигнала и полосы когерентности проводилось с помощью широкополосных сигналов. Теперь для измерения нестационарной природы канала используется видеосигнал. Для измерения $R(\Delta t)$ можно передать одну и ту же синусоиду с $\Delta f = 0$ в моменты времени t_1 и t_2 , после чего будет определена функция взаимной корреляции полученных сигналов. Функция $R(\Delta t)$ и параметр T_0 несут в себе информацию о скорости замирания в канале. Отметим, что для идеального *стационарного* канала (например, передатчик и приемник абсолютно неподвижны) отклик канала будет иметь сильную корреляцию для всех значений Δt ; таким образом, $R(\Delta t)$, как функция Δt , будет постоянной. Например, если расположение стационарного пользователя характеризуется нулем многолучевого распространения, то этот нуль остается неизменным, пока не появится какое-либо движение (либо со стороны передатчика или приемника, либо со стороны объектов



на пути распространения). При использовании описанной ранее модели канала с плотным размещением рассеивающих элементов при постоянной скорости перемещения V и немодулированным непрерывным сигналом с длиной волны λ нормированная $R(\Delta t)$ будет иметь следующий вид [1]:

$$R(\Delta t) = J_0(kV\Delta t). \quad (1.36)$$

Здесь $J_0(\cdot)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка, $V\Delta t$ – пройденное расстояние, а $k = 2\pi/\lambda$ – фазовая постоянная свободного пространства (переводящая расстояние в радианы). Время когерентности можно измерить с помощью либо времени, либо пройденного расстояния. Аморозо (Amoroso) описал такое измерение, используя непрерывный сигнал и модель канала с плотным размещением рассеивающих элементов. Он определил статистическую корреляцию между комбинацией принятых амплитуды и фазы, измеренных при определенном расположении антенны x_0 , и соответствующей комбинацией амплитуды и фазы, измеренных при несколько смещенном расположении $x_0 + \zeta$, причем смещение измерялось в единицах длины волны λ . Когда смещение между двумя положениями антенны ζ составляет $0,4\lambda$, совокупные амплитуды и фазы полученного непрерывного сигнала являются статистически некоррелирующими. Иными словами, наблюдение сигнала в x_0 не дает никакой информации о сигнале в точке $x_0 + \zeta$. Отметим также, что при данной скорости это смещение без труда преобразуется во время (время когерентности).

Независимость основных проявлений замирания. Для движущейся антенны замирание принятого несущего сигнала обычно рассматривается как случайный процесс, даже если замирание может быть полностью предопределено, исходя из расположения рассеивающих элементов и геометрии распространения между передатчиком и принимающей антенной. Это объясняется тем, что один и тот же сигнал, принятый двумя антеннами, разнесенными по крайней мере на $0,4\lambda$, статистически не коррелирует. Поскольку такие малые расстояния (порядка 13 см для несущей 900 МГц) соответствуют статистической декорреляции принятых сигналов, основные проявления замирания, дисперсия сигнала и скорость замирания могут рассматриваться независимо друг от друга. При движении мобильного радиопередатчика к новому пространственному положению, которое характеризуется иным профилем, будут происходить изменения в состоянии замирания канала, как обуславливает профиль в новом местоположении. Однако вследствие того что один профиль декоррелирует с другим уже на расстоянии порядка 13 см (для несущей 900 МГц), скорость таких изменений зависит только от скорости движения, но не от общей геометрии местности.



Понятие дуальности. Математическому понятию дуальности (duality) можно дать следующее определение: два процесса (функции, элемента или системы) *дуальны* друг другу, если математические соотношения между ними остаются одинаковыми с точностью до замены параметров. Рассмотрим соотношения дуальности во временной и частотной областях [1].

Рис. 1.16 определяет функции, которые ведут себя одинаково в разных областях. Для понимания модели канала с замираниями рассмотрим дуальные функции (duals). Например, явление дисперсии сигнала можно описать в частотной области с помощью функции $R(\Delta f)$, как это показывает рис. 1.16, в. Эта функция несет в себе информацию о диапазоне частот, в котором два спектральных компонента полученного сигнала имеют большую вероятность амплитудной и частотной корреляции. Скорость замирания во временной области описывается функцией $R(\Delta t)$, как показывает рис. 1.16, г. Эта функция несет в себе информацию об интервале времени, в течение которого два полученных сигнала имеют большую вероятность амплитудной и фазовой корреляции. Рис. 1.16 показывает эти две корреляционные функции, $R(\Delta f)$ и $R(\Delta t)$, как дуальные; также дуальность этих механизмов отмечает рис. 1.1 в блоках 10 и 13; дуальность механизмов расширения во времени в частотной области и механизм нестационарности во временной области как дуальные отмечает рис. 1.9 [1].

Категории ухудшения качества передачи вследствие нестационарного поведения канала, рассматриваемого во временной области. Нестационарную природу, или механизм скорости замирания в канале, можно рассматривать с позиции категорий ухудшения качества передачи – *быстрого и медленного замирания*, которые показывает рис. 1.9. Термин «быстрое замирание» (fast fading) используется для описания каналов, в которых выполняется условие $T_0 < T_s$, где T_0 – время когерентности канала, а T_s – длительность символа. Быстрое замирание описывает условие, когда временной интервал, в течение которого поведение канала имеет корреляционный характер, мал по сравнению со временем, необходимым для передачи символа. Таким образом, можно ожидать, что характер замирания в канале будет изменяться несколько раз за время передачи символа, что приведет к искажению вида видеоимпульса. Данное искажение аналогично описанному ранее, которое вызывается внесенной каналом ISI, поскольку принятые компоненты сигнала не сильно коррелируют во времени. Поэтому быстрое замирание может исказить видеоимпульс, что, как правило, приводит к частому появлению неустраняемых ошибок. Такие искаженные импульсы вызывают проблемы синхронизации (сбои в работе приемников, использующих фазовую автоподстройку частоты). Кроме того, существуют трудности, связанные с адекватной разработкой согласованного фильтра [1].



Обычно говорят, что канал вносит медленное замирание (slow fading), если $T_0 > T_s$. Здесь временной интервал, в течение которого поведение канала имеет корреляционный характер, велик по сравнению со временем, необходимым для передачи символа. Следовательно, можно ожидать, что состояние канала будет оставаться практически неизменным в течение времени передачи символа. Основное ухудшение качества передачи в канале с медленным замиранием, как и в случае с амплитудным замиранием, связано с уменьшением SNR.

1.4.2. *Нестационарное поведение канала в области доплеровского сдвига*

Аналогичная характеристика нестационарной природы канала может быть представлена в области доплеровского сдвига (частот). Рис. 1.16, б показывает доплеровскую спектральную плотность мощности (или доплеровский спектр) $S(\nu)$, изображенную в виде функции от доплеровского сдвига частот ν . Для модели с плотным размещением рассеивающих элементов, вертикальной принимающей антенной с постоянным азимутальным усилением, однородным угловым распределением входного сигнала по всем углам в интервале $(0, 2\pi)$ и немодулированным непрерывным сигналом спектр сигнала в точках приема будет иметь следующий вид [1]:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu - f_c}{f_d}\right)^2}} \quad (1.37)$$

Равенство сохраняется для сдвига частот ν , находящегося в интервале $\pm f_d$ в окрестности несущей частоты f_c ; за пределами этого интервала оно обращается в нуль. Профиль радиочастотного доплеровского спектра, который описывается уравнением (1.37), имеет классическую форму чаши, что показывает рис. 1.16, б. Следует заметить, что профиль спектра является результатом принятия модели канала с плотным размещением рассеивающих элементов. Уравнение (1.37) было введено для согласования экспериментальных данных, собранных для каналов мобильной радиосвязи; однако для разных приложений профили спектра различны. Например, модель с плотным размещением рассеивающих элементов несправедлива для каналов радиосвязи внутри помещений, модель канала для областей внутри помещения предполагает, что $S(\nu)$ является равномерным спектром. Рис. 1.16, б показывает заостренность и крутизну границ спектра доплеровских частот, что является следствием резкого верхнего предела доплеровского сдвига,



вызванного перемещением передвижной антенны среди стационарных рассеивающих элементов в модели плотного размещения. Наибольшая величина (бесконечность) $S(v)$ соответствует случаю, когда рассеивающий элемент находится прямо перед движущейся платформой антенны или позади нее. В этом случае величина сдвига частот описывается как:

$$f_d = \frac{V}{\lambda}, \quad (1.38)$$

где V – относительная скорость, а λ – длина волны сигнала. Если передатчик и приемник движутся навстречу друг другу, то f_d положительна, а если они удаляются друг от друга, то f_d отрицательна. Что касается рассеивающих элементов, находящихся в направлении поперечного излучения движущейся платформы, то для них величина частотного сдвига равна нулю. Отметим, что хотя доплеровские компоненты, поступившие точно под углами 0° и 180° , имеют бесконечно большую спектральную плотность мощности, это не представляет проблемы, поскольку угол имеет непрерывное распределение, а вероятность поступления компонентов точно под этими углами равна нулю [1].

$S(v)$ является Фурье-образом $R(\Delta t)$. Известно, что Фурье-образ автокорреляционной функции временного ряда равен квадрату амплитуды Фурье-образа исходного временного ряда. Следовательно, измерения могут проводиться просто путем передачи синусоиды (узкополосный сигнал) и с использованием Фурье-анализа для получения спектра мощности принятой амплитуды. Этот доплеровский спектр мощности канала дает информацию о спектральном расширении переданной синусоиды (импульса в частотной области) в области доплеровского сдвига. Как показывает рис. 1.16, функцию $S(v)$ можно рассматривать как дуальную профилю интенсивности многолучевого распространения $S(\tau)$, поскольку последняя несет информацию о расширении во времени переданного импульса в области задержки. Это также показывают рис. 1.1 в виде дуальности между блоками 7 и 16 и рис. 1.9 – между механизмом расширения во времени в области задержки и механизмом нестационарного поведения канала в области доплеровского смещения [1].

Знание $S(v)$ делает возможным приблизительное вычисление величины расширения спектра, как функции скорости изменения состояния канала. Ширина доплеровского спектра мощности (обозначенная f_d) в литературе называется по-разному: доплеровское расширение (Doppler spread), скорость замирания (fading rate), ширина полосы замирания (fading bandwidth) или спектральное расширение (spectral broadening). Уравнение (1.38) описывает доплеровский сдвиг частоты. В обычной для многолучевого



распространения окружающей среде полученный сигнал движется по нескольким отраженным путям, каждый из которых имеет отличные от других расстояния и угол поступления. Доплеровский сдвиг для каждого из путей поступления сигнала, как правило, различен. Воздействие на полученный сигнал, как правило, проявляется в виде доплеровского расширения переданной частоты сигнала, а не как сдвиг. Нужно помнить, что доплеровское расширение f_d и время когерентности T_0 обратно пропорциональны (с точностью до постоянного множителя), что позволяет записать следующее приблизительное соотношение между этими двумя параметрами:

$$T_0 \approx \frac{1}{f_d}. \quad (1.39)$$

Поэтому доплеровское расширение f_d (или $1/T_0$) рассматривается как обычная скорость замирания в канале. Ранее T_0 определялся как ожидаемый интервал времени, в течение которого отклик канала на синусоиду существенно инвариантен. Если T_0 определять более точно, как интервал времени, в течение которого отклики канала на синусоиды имеют между собой корреляцию не менее 0,5, соотношение между T_0 и f_d будет следующим:

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d}. \quad (1.40)$$

Известным эмпирическим правилом является определение T_0 через геометрическое среднее уравнений (1.39) и (1.40), что приводит к выражению

$$T_0 \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0,423}{f_d}. \quad (1.41)$$

Рис. 1.19 (скрипт 1.6) иллюстрирует типичное влияние рэлеевского замирания на огибающую амплитуды сигнала в зависимости от времени для мобильной радиосвязи на частоте 900 МГц. На рисунке показано, что расстояние, пройденное мобильным аппаратом за интервал времени, соответствующий двум соседним нулям (мелкомасштабное замирание), равно по порядку половине длины волны $\lambda/2$. Таким образом, рис. 1.19 и уравнение (1.38) показывают, что время, требуемое для прохождения расстояния $\lambda/2$ (равное приблизительно времени когерентности) при движении с постоянной скоростью V , будет следующим:

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{V} = \frac{0,5}{f_d}. \quad (1.42)$$



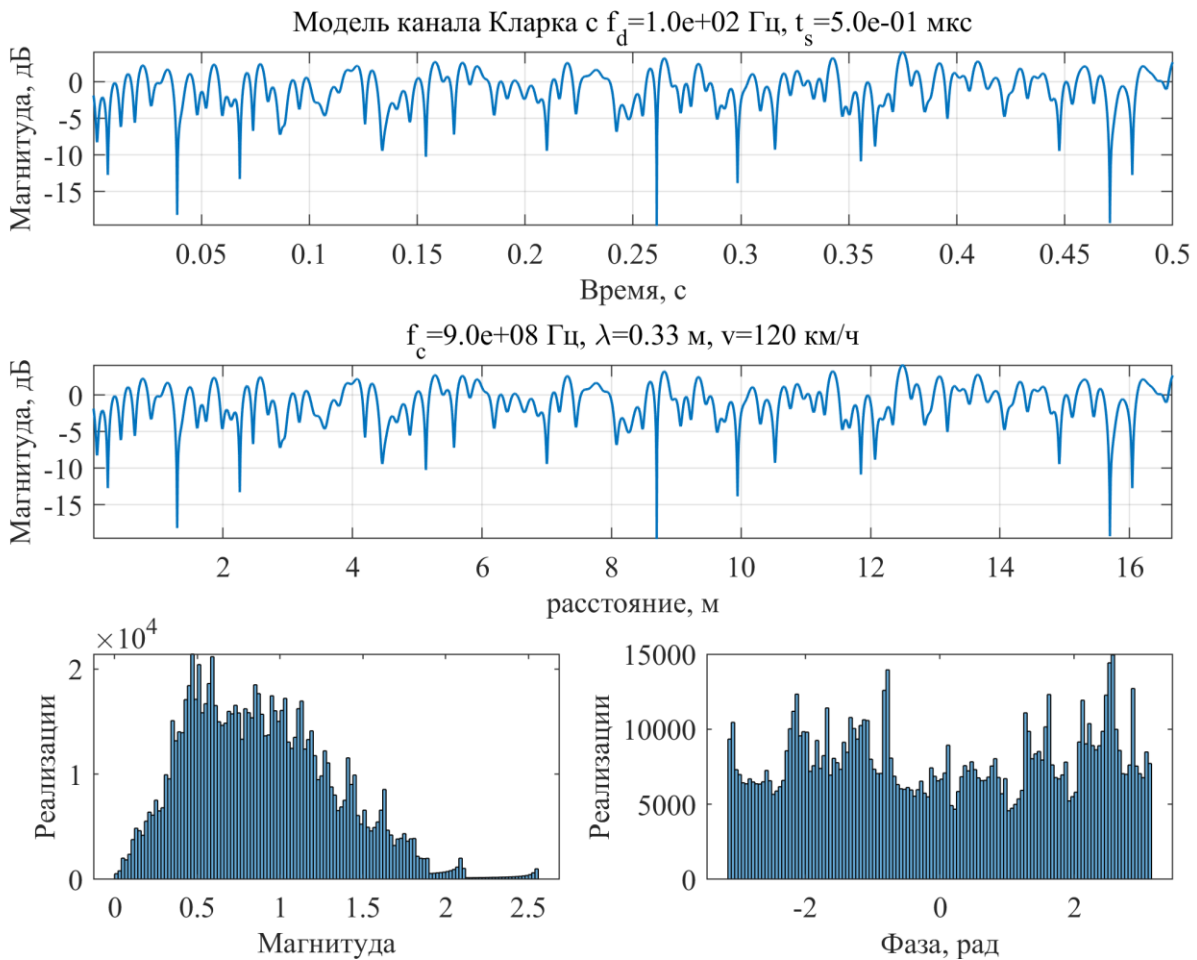


Рис. 1.19. Модель Кларка канала с замираниями

Скрипт 1.6. Модель Кларка канала с замираниями:

```
clear all; close all; clc;
%fd=100; % максимальная доплеровская частота
fc=9e8; lambda=3e8/fc; v=120; fd=v*1000/3600/lambda;
ts_mu=0.5; scale=1e-6; ts=ts_mu*scale; % период дискретизации
fs=1/ts; % частота дискретизации
nd=1e6; % число выборок
% формирование комплексного канала с замираниями
[h,nfft,nifft,doppler_coeff] = fwgn_model(fd,fs,nd);
subplot(311); plot([1:nd]*ts,10*log10(abs(h)), 'linewidth',1);
str=sprintf('модель канала Кларка с f_{d}=%1e Гц, t_{s}=%1e мкс',fd,ts_mu);
title(str); xlabel('время, с'); ylabel('магнитуда, дБ'); grid on; axis('tight');
subplot(312); plot([1:nd]*ts*v*1000/3600,10*log10(abs(h)), 'linewidth',1);
str=sprintf('f_{c}=%1e Гц, \\lambda=%1.2f м, v=%d км/ч',fc,lambda,v);
title(str); xlabel('расстояние, м'); ylabel('магнитуда, дБ'); grid on;
axis('tight');
subplot(325); histogram(abs(h)); xlabel('магнитуда'); ylabel('реализации');
subplot(326); histogram(angle(h)); xlabel('фаза, рад'); ylabel('реализации');
function [h,nfft,nifft,doppler_coeff]=fwgn_model(fd,fs,nd)
% fd - максимальная доплеровская частота
% fs - частота дискретизации
% nd - число выборок
% h - вектор комплексных выборок канала с замираниями по модели Кларка FWGN
% БПФ заданной размерности; разнос синусоид df=2fd/nfft
```



```

nfft = 2^max(3,nextpow2(2*fd/fs*nd)); % nfft=2^n
nifft = ceil(nfft*fs/(2*fd));
% формирование независимых комплексных выборок с нормальным распределением
GI = randn(1,nfft); GQ = randn(1,nfft);
% взятие БПФ действительной части сигнала для симметричности Эрмитовой формы
CGI = fft(GI); CGQ = fft(GQ);
% формирование доплеровского спектра из nfft выборок
doppler_coeff = doppler_spectrum(fd,nfft);
% фильтрация независимых комплексных выборок с нормальным распределением
f_CGI = CGI.*sqrt(doppler_coeff);
f_CGQ = CGQ.*sqrt(doppler_coeff);
% упорядочение размерности добавлением (nifft-nfft) нулей для взятия ОБПФ
tzeros= zeros(1,nifft-nfft);
Filtered_CGI=[f_CGI(1:nfft/2) tzeros f_CGI(nfft/2+1:nfft)];
Filtered_CGQ=[f_CGQ(1:nfft/2) tzeros f_CGQ(nfft/2+1:nfft)];
hI = ifft(Filtered_CGI); hQ= ifft(Filtered_CGQ);
% возведение в квадрат магнитуды компонент I и Q и их сложение
rayEnvelope = sqrt(abs(hI).^2 + abs(hQ).^2);
% вычисление среднеквадратического значения и нормировка огибающей
rayRMS = sqrt(mean(rayEnvelope(1:nd).*rayEnvelope(1:nd)));
h = complex(real(hI(1:nd)), -real(hQ(1:nd)))/rayRMS;
end
function y=doppler_spectrum(fd,nfft)
% fd - максимальная доплеровская частота
% nfft - размерность ОБПФ (число точек в частотной области)
df = 2*fd/nfft; % разност частот
% первая компонента DC
f(1) = 0; y(1) = 1.5/(pi*fd);
% остальные компоненты с одной стороны спектра
for i = 2:nfft/2
    f(i) = (i-1)*df; % индексы частот для полиномиальной интерполяции
    y([i nfft-i+2]) = 1.5/(pi*fd*sqrt(1-(f(i)/fd)^2));
end
% применение частоты Найквиста для полиномиальной интерполяции
% с использованием последних двух выборок в частотной области
nFitPoints=2; kk=[nfft/2-nFitPoints:nfft/2];
polyFreq = polyfit(f(kk),y(kk),nFitPoints);
y(nfft/2+1) = polyval(polyFreq,f(nfft/2)+df);
end

```

Таким образом, когда расстояние между периодами замирания приблизительно равно $\lambda/2$, как показывает рис. 1.19, результирующее выражение для T_0 в уравнении (1.42) близко к геометрическому среднему, показанному в уравнении (1.41). Из уравнения (1.42), используя параметры, которые показывает рис. 1.19 (скорость 120 км/ч, несущая частота 900 МГц), можно сделать вывод о том, что время когерентности канала – приблизительно 5 мс, а доплеровское расширение (скорость замирания в канале) – приблизительно 100 Гц. Следовательно, если в этом примере представлен канал, по которому передается оцифрованная речь с типичной скоростью 10^4 симв./с, скорость замирания значительно меньше скорости передачи символов. При таких условиях канал будет проявлять эффекты медленного замирания. Рис. 1.19 показывает, что если бы абсцисса была проградуирована



в единицах длины волны, а не в единицах времени, то отображенные характеристики замирания выглядели бы так же для любой радиочастоты и любой скорости движения антенны [1].

Рис. 1.20 иллюстрирует схему формирования выборок замираний по модели Кларка (скрипт 1.6), которая реализует так называемый подход фильтрации белого гауссова шума FWGN (Filtered White Gaussian Noise) [8]. Подход FWGN является одним из наиболее популярных методов формирования комплексных выборок канала с замираниями с заданным доплеровским спектром. Модель Кларка (Ганса) появилась в предположении равномерного расположения рассеивающих элементов вокруг подвижного устройства, при этом каждая многолучевая компонента характеризовалась одинаковой мощностью. Рис. 1.20 содержит две ветви формирования замирающих компонентов комплексного канала: синфазную и квадратурную. В каждой компоненте сначала формируются комплексные выборки с нормальным распределением в частотной области. Затем эти выборки фильтруются доплеровским фильтром для получения характеристики с заданным значением доплеровского сдвига. Затем полученные выборки поступают на блоки обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ); на выходе имеем комплексный вектор $h(t) = h_I(t) + ih_Q(t)$ во временной области из выборок синфазного $h_I(t)$ и квадратурного $h_Q(t)$ каналов [8].

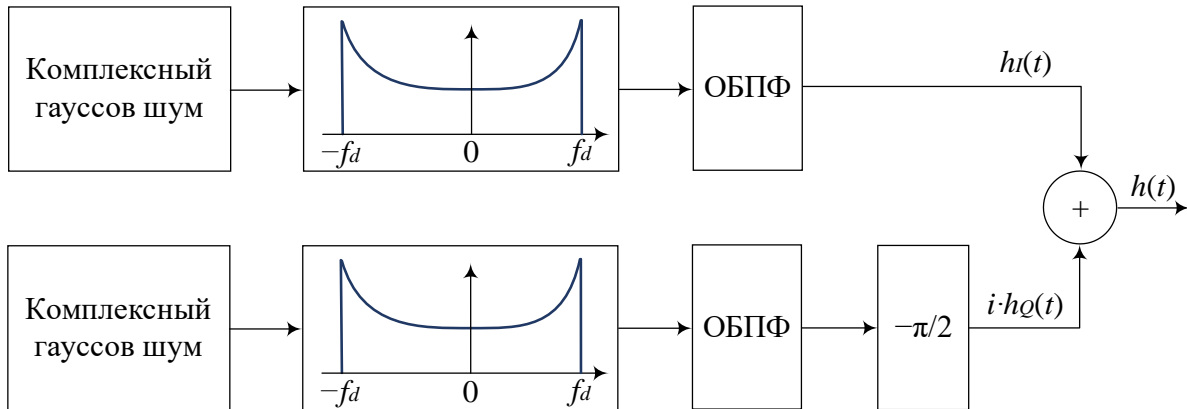


Рис. 1.20. Схема формирования модели Кларка канала с замираниями

Категории ухудшения характеристик вследствие нестационарной природы канала, рассматриваемые в области доплеровского сдвига. Говорят, что в канале имеет место быстрое замирание, если скорость передачи символов $1/T_s$ (приблизительно равная скорости передачи сигналов или ширине полосы частот W) меньше скорости замирания $1/T_0$ (приблизительно равной f_d), т. е. быстрое замирание характеризуется следующими соотношениями:

$$W < f_d, \quad (1.43)$$

или



$$T_s > T_0. \quad (1.44)$$

Наоборот, в канале имеет место медленное замирание, если скорость передачи сигналов больше скорости замирания. Таким образом, чтобы избежать искажения сигнала, вызванного быстрым замиранием, нужно создать канал, который будет подвержен медленному замиранию, что обеспечивается за счет большей скорости передачи сигналов по сравнению со скоростью замираний:

$$W > f_d; \quad (1.45)$$

или

$$T_s < T_0. \quad (1.46)$$

В уравнении (1.35) показано, что вследствие дисперсии сигнала ширина полосы когерентности f_0 устанавливает *верхний предел* скорости передачи сигналов, при которой отсутствует частотно-селективное искажение. Аналогично в уравнении (1.45) показано, что в результате доплеровского расширения скорость замирания в канале f_d устанавливает *нижний предел* скорости передачи сигнала, при которой отсутствует искажение, связанное с быстрым замиранием. Уравнений (1.45) и (1.46) недостаточно для описания желаемого поведения канала. Лучшим способом задания требований для избежания быстрого замирания было бы условие $W \gg f_d$ (или $T_s \ll T_0$). Если это условие не удовлетворено, то случайная частотная модуляция (FM – Frequency Modulation), вызванная переменными доплеровскими сдвигами, будет существенно ухудшать характеристики системы связи. Эффект Доплера приводит к частому появлению неустранимых ошибок, которые нельзя компенсировать простым увеличением E_b/N_0 . Это частое появление неустранимых ошибок наиболее резко выражено во всевозможных схемах передачи, использующих модуляцию фазы несущей.

1.4.3. Рэлеевский канал с медленным и амплитудным замиранием

При дискретном многолучевом канале с комплексной огибающей $g(t)$, описываемой уравнением (1.3), демодулированный сигнал (шумом пренебрегаем) описывается уравнением (1.10) [1]:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi i f_c \tau_n(t)} R[t - \tau_n(t)] e^{i\phi(t - \tau_n)}. \quad (1.47)$$

Здесь $R(t) = |g(t)|$ – модуль огибающей, а $\phi(t)$ – ее фаза. Предположим, что канал проявляет амплитудное замирание, так что многолучевые компоненты не разрешаются. Тогда слагаемые $\alpha_n(t)$ в (1.46) за один период



передачи сигнала T нужно выразить как результирующую амплитуду $\alpha(T)$ всех n векторов, полученных за этот промежуток времени. Аналогично фазовые составляющие в уравнении (1.46) за один период передачи сигнала нужно выразить как результирующую фазу $\theta(t)$ всех n замирающих векторов плюс информационную фазу, полученную за этот промежуток времени. Пусть канал проявляет медленное замирание, так что с помощью применения контура фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ (PLL – Phase-Lock Loop) или другого подходящего метода фазу (с незначительной погрешностью) можно вычислить из полученного сигнала. Следовательно, в канале с медленным и амплитудным замиранием для каждого периода передачи сигнала можно записать включающую шум $n_0(T)$ тестовую статистику:

$$z(t) = \alpha(T)R(T)e^{-i[\theta(T)-\phi(T)]} + n_0(T). \quad (1.48)$$

Далее для простоты вместо $\alpha(t)$ будем писать α . При двоичной передаче по каналу AWGN с фиксированным коэффициентом замирания $\alpha = 1$ вероятность появления битовой ошибки P_b для основной когерентной и некогерентной схем фазовой манипуляции (ФМ, PSK – Phase Shift Keying) и ортогональной схемы частотной манипуляции (ЧМ, FSK – Frequency Shift Keying) содержит табл. 1.1 [1] и иллюстрирует рис. 1.21.

Таблица 1.1

Вероятность ошибки для бинарных модуляций
в канале с АБГШ

Модуляция	P_b
PSK (когерентное детектирование)	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
DPSK (дифференциальное когерентное детектирование)	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$
Ортогональная FSK (когерентное детектирование)	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
Ортогональная FSK (некогерентное детектирование)	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$



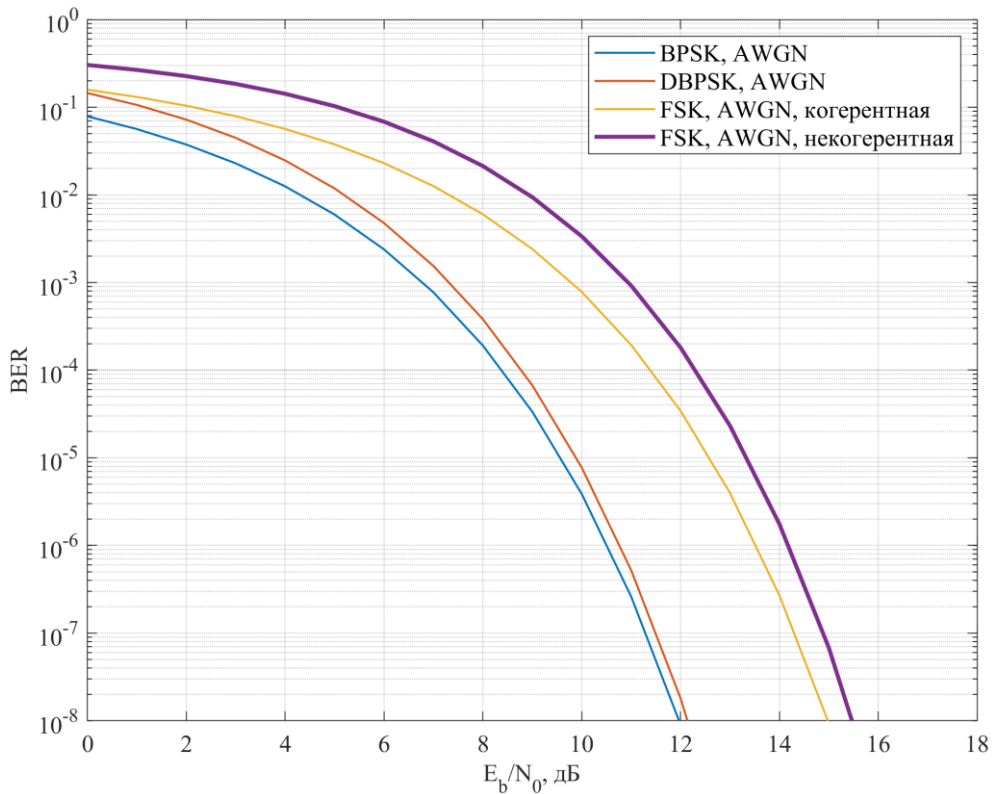


Рис. 1.21. Вероятность ошибки в канале с АБГШ

Функция $Q(x)$, называемая гауссовым интегралом ошибок, определяется следующим образом:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt. \quad (1.49)$$

Функция ошибок $erfc(x)$ определяется следующим образом:

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt. \quad (1.50)$$

Функции (1.49) и (1.50) связаны соотношением:

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right). \quad (1.51)$$

Все графики зависимости вероятности появления ошибочного бита от E_b/N_0 для таких схем передачи сигнала показывают классическую экспоненциальную зависимость («водопадоподобный» вид, ассоциируемый с каналом AWGN). Однако при условии многолучевого распространения, если отсутствует отраженный компонент сигнала, α является случайной переменной с рэлеевским распределением; или, что равнозначно, α^2 описывается плотностью вероятности χ^2 . Если $E_b/N_0 E(\alpha^2) \gg 1$, где $E(\cdot)$ выражает математическое ожидание, то формулы для вероятности битовой ошибки при использовании основных схем двоичной передачи сигналов содержит табл. 1.2 [1] и иллюстрирует рис. 1.22.



Вероятность ошибки в канале с рэлеевскими замираниями

Модуляция	P_b
PSK (когерентное детектирование)	$\frac{1}{4(E_b/N_0)E(\alpha^2)}$
DPSK (дифференциальное когерентное детектирование)	$\frac{1}{2(E_b/N_0)E(\alpha^2)}$
Ортогональная FSK (когерентное детектирование)	$\frac{1}{2(E_b/N_0)E(\alpha^2)}$
Ортогональная FSK (некогерентное детектирование)	$\frac{1}{(E_b/N_0)E(\alpha^2)}$

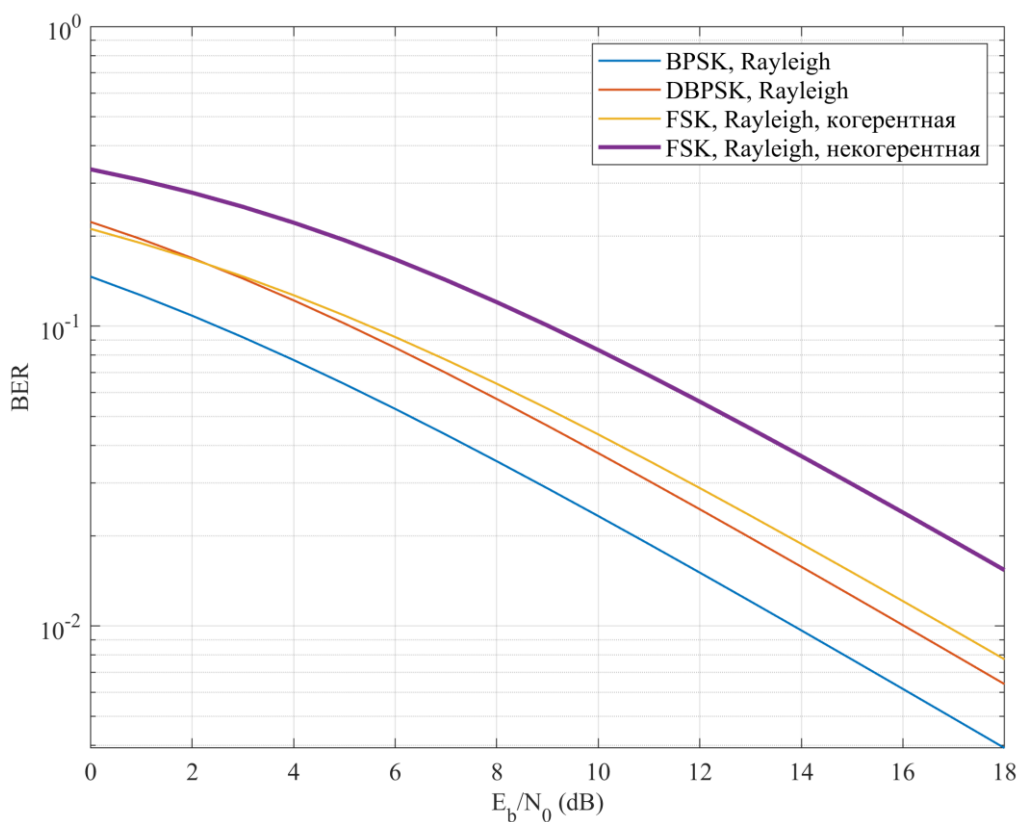


Рис. 1.22. Вероятность ошибки в канале с рэлеевскими замираниями



1.5. Борьба с влиянием замираний

1.5.1. Категории ухудшения характеристик вследствие замираний

Выделяют три основные категории ухудшения характеристик, выраженных через вероятность битовой ошибки P_b (BER – Bit Error Rate) в зависимости от E_b/N_0 : «хорошая», «плохая» и «ужасная». Кривые BER, соответствующие «хорошей» зависимости, имеют экспоненциальную форму, их иллюстрирует рис. 1.21; данные кривые соответствуют ожидаемому поведению зависимости при использовании номинальных схем модуляции в канале AWGN. Видно, что при разумном уровне E_b/N_0 можно ожидать хорошей достоверности передачи. Кривые BER, соответствующие «плохой» зависимости, обратно пропорциональны E_b/N_0 , их иллюстрирует рис. 1.22; данные кривые соответствуют рэлеевскому пределу и характеризуют ухудшение достоверности передачи, вытекающее из уменьшения E_b/N_0 , что характерно для амплитудного или медленного замирания при отсутствии компонента, распространяющегося вдоль линии прямой видимости. Кривая BER, соответствующая «ужасной» зависимости, часто называется дном ошибок (error floor); при этом вероятность битовой ошибки может достигать 0,5. Это соответствует эффекту частотно-селективного или быстрого замирания. Если в результате замирания канал вносит искажения в сигнал, для системы может быть характерен неисправимый (неприводимый) уровень ошибок, превышающий допустимую частоту появления ошибок. В этом случае никакое увеличение E_b/N_0 не поможет достичь желаемого уровня достоверности передачи, и единственным доступным подходом, допускающим улучшение, является использование каких-либо иных методов устранения или уменьшения искажений. Метод борьбы зависит от того, вызвано искажение частотно-селективным или быстрым замиранием. Когда искажение сигнала будет смягчено, зависимость $P_b(E_b/N_0)$ может перейти из категории «ужасно» в категорию, близкую к «плохо», – это кривая рэлеевского предела. Далее можно использовать дополнительные методы борьбы с эффектами, вызванными замираниями, приложив усилия к приближению характеристик системы к характеристикам канала AWGN, применив некоторые виды разнесения, чтобы снабдить приемник набором некоррелирующих копий сигнала, и воспользовавшись мощным кодом коррекции ошибок.

Рис. 1.23 перечисляет некоторые методы борьбы как с искажением сигнала, так и с уменьшением SNR [1].



Меры против искажения

Частотно-селективное искажение:

- адаптивное выравнивание, использование эквалайзеров с обратной связью по принятию решения или эквалайзеров Витерби;
- расширение спектра методом прямой последовательности или перестройки частоты;
- ортогональное частотное разделение OFDM;
- контрольный (пилот) сигнал.

Меры против потери SNR

Быстрое и медленное замирание:

- некоторое разнообразие для получения дополнительных некоррелирующих оценок сигнала;
- коды коррекции ошибок.

Искажение вследствие быстрого замирания:

- устойчивая модуляция;
- избыточность для увеличения скорости передачи сигналов;
- кодирование и чередование.

Типы разнесения:

- время (например, чередование);
- частота (например, расширение спектра методом прямой последовательности или перестройки частоты);
- пространство (например, разнесенные принимающие антенны);
- поляризация.

Рис. 1.23. Основные типы борьбы с искажением и снижением SNR

Если рис. 1.1 и рис. 1.9 играют роль проводника по описанию явлений замирания и их следствий, то рис. 1.23 аналогичным образом может служить для описания методов борьбы с этими явлениями и их следствиями. Предлагаемые подходы используются, когда проектирование системы рассматривается в два этапа: первый – выбор метода борьбы, уменьшающего или устраняющего любые ухудшения характеристик, вызванные искажениями; второй – выбор разнесения, которое позволило бы приблизиться к характеристикам канала AWGN [1].

1.5.2. Борьба с частотно-селективными искажениями

Для борьбы с вызванной каналом ISI, которая возникает вследствие частотно-селективного замирания, может использоваться выравнивание. Иными словами, выравнивание изменяет характеристики системы из категории «ужасно» на характеристики, близкие к категории «плохо». Процесс выравнивания для уменьшения воздействия ISI заключается в использовании методов, собирающих рассеянную энергию символа в ее исходный временной интервал. По сути, эквалайзер (устройство выравнивания) является обратным фильтром канала. Если канал является частотно-селективным, эквалайзер усиливает частотные компоненты с малыми амплитудами и ослабляет с большими. Целью комбинации канала и выравнивающего фильтра является получение плоской частотной характеристики и линейного изменения фазы. Поскольку в мобильных системах характеристика канала меняется со временем, выравнивающий фильтр должен изменяться или приспособ-



сабливаться к нестационарным характеристикам канала. Следовательно, такие фильтры являются адаптивными устройствами, которые предназначены не только для борьбы с искажениями; они также обеспечивают разнесение. Поскольку ослабление искажений выполняется путем сбора рассеянной энергии символа в исходный временной интервал символа (так, чтобы это не мешало детектированию других символов), эквалайзер попутно предоставляет приемнику энергию символа, которая в противном случае была бы утрачена [1].

Эквалайзер с обратной связью по решению DFE (*Decision Feedback Equalizer*) имеет участок прямой связи, являющийся линейным трансверсальным фильтром, размер регистра и весовые коэффициенты отводов которого выбраны так, чтобы когерентно собирать практически всю энергию текущего символа. Эквалайзер DFE имеет также участок обратной связи, который удаляет энергию, оставшуюся от ранее детектированных символов. Принцип работы DFE основан на следующем: когда детектируется информационный символ, ISI, вносимая им в последующие символы, может быть оценена и вычтена до детектирования последующих символов.

Эквалайзер, работающий по принципу оценки последовательности с максимальным правдоподобием MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*), проверяет все возможные последовательности данных (вместо того, чтобы детектировать каждый полученный символ отдельно) и выбирает ту, которая является наиболее вероятной из всех кандидатов. Эквалайзер MLSE впервые был предложен Форни и реализован с использованием алгоритма декодирования Витерби. Принцип MLSE оптимален в том смысле, что он минимизирует вероятность ошибки последовательности. Поскольку при реализации эквалайзера MLSE обычно используется алгоритм декодирования Витерби, это устройство часто называют эквалайзером Витерби [1].

Расширение спектра методом прямой последовательности DSSS (*Direct-Sequence Spread-Spectrum*) может использоваться для уменьшения искажений, вызванных частотно-селективной ISI, поскольку отличительной особенностью систем расширенного спектра является их способность отфильтровать помехи, а ISI – это один из видов помех. Рассмотрим систему DSSS, в которой используется фазовая манипуляция BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) и канал связи, содержащий один прямой и один отраженный путь. Пусть распространение от передатчика к приемнику приводит к многолучевому распространению сигнала, запаздывающего на τ по сравнению с прямым сигналом. Пренебрегая шумом, многолучевой сигнал можно выразить следующим образом [1]:

$$r(t) = Ax(t)g(t)\cos(2\pi f_c t) + \alpha Ax(t - \tau)g(t - \tau)\cos(2\pi f_c t + \theta). \quad (1.52)$$



Здесь $x(t)$ – информационный сигнал, $g(t)$ – шумоподобный (PN – Pseudonoise) код расширения, τ – разность во времени распространения между двумя путями, а α – поглощение многолучевого сигнала по сравнению с сигналом, распространяющимся по прямому пути. Кроме того, предполагается, что случайная фаза θ равномерно распределена в интервале $(0, 2\pi)$. Приемник умножает поступающий сигнал $r(t)$ на код $g(t)$. Если приемник синхронизирован с сигналом, распространяющимся по прямому пути, умножение на кодовый сигнал дает следующее [1]:

$$\begin{aligned} r(t)g(t) &= \\ &= Ax(t)g^2(t)\cos(2\pi f_c t) + \alpha Ax(t - \tau)g(t)g(t - \tau)\cos(2\pi f_c t + \theta), \end{aligned} \quad (1.53)$$

где $g^2(t) = 1$. Если τ больше длительности элементарного псевдошумового сигнала, тогда

$$|\int g(t)g(t - \tau)| \ll |\int g^2(t)| \quad (1.54)$$

по некоторому удобному интервалу интегрирования (корреляция). Таким образом, система расширенного спектра эффективно устраняет многолучевую интерференцию за счет корреляционного (по коду) приемника. Хотя наличие введенной каналом ISI обычно не заметно для систем DSSS, такие системы подвержены потерям энергии, содержащейся в многолучевых компонентах, отклоняемых приемником. Необходимость сбора утраченной энергии, принадлежащей подобным многолучевым элементарным сигналам, стала причиной разработки RAKE-приемника. В этом приемнике каждому многолучевому компоненту выделяется отдельный коррелятор. Приемник когерентно суммирует энергию каждого луча, избирательно задерживая их (более ранние компоненты задерживаются дольше) таким образом, чтобы они объединялись когерентно [1].

Ранее описывался канал, который можно классифицировать как канал с амплитудным замиранием, но который время от времени (когда нуль частотной передаточной функции канала попадает на центр полосы сигнала) проявляет частотно-селективное искажение. Использование DSSS является удобным методом борьбы с таким искажением, поскольку широкополосный сигнал SS может охватить большое число периодов характеристики частотно-селективного ослабления. Таким образом, большая часть энергии импульса пройдет через среду рассеивающих элементов, что отличается от воздействия нулей канала на видеосигнал (рис. 1.17, в). Способность спектра сигнала охватывать большое число периодов передаточной функции частотно-селективного канала является ключевой, позволяющей сигналу DSSS преодолевать искажающее влияние многолучевой среды. Необходимое условие: ширина полосы частот расширенного спектра W_{SS} (или скорость передачи элементарных сигналов-чипов R_{ch}) должна быть больше



ширины полосы когерентности f_0 . Чем больше отношение W_{ss} к f_0 , тем более эффективным будет подавление искажений. Временное представление такого подавления выражено в уравнениях (1.53) и (1.54). Таким образом, чтобы разрешить многолучевые компоненты (отбросить их, либо использовать в РАКЕ-приемнике), необходимо, чтобы дисперсия сигнала расширенного спектра была больше скорости передачи элементарных сигналов [1].

Расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты FHSS (Frequency Hopping Spread-Spectrum) может использоваться для борьбы с искажениями, вызванными частотно-селективными замираниями, причем скорость изменения частоты должна быть не меньше скорости передачи символов. Ослабление искажений происходит благодаря механизмам, отличным от использования в DSSS. Приемники с перестройкой частоты избегают эффектов искажения вследствие многолучевого распространения, быстро меняя в передатчике полосу несущей частоты; таким образом, помехи не возникают, поскольку изменение положения полосы частот приемника происходит до поступления многолучевого сигнала [1].

Ортогональное уплотнение с частотным разделением OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) может использоваться при передаче сигнала в каналах с частотно-селективным замиранием для увеличения периода передачи символа, что позволит избежать применения эквалайзера. Принцип работы заключается в разделении (разуплотнении) последовательности с высокой скоростью передачи на N групп символов так, чтобы каждая группа содержала последовательность с более низкой скоростью передачи символов (в N раз меньшую), чем у исходной последовательности. Полоса сигнала состоит из N ортогональных несущих сигналов, каждый из которых модулируется отличной от других группой символов. Целью является снижение скорости передачи символов (скорости передачи сигналов) $W \approx 1/T_s$ на каждой несущей так, чтобы она была меньше ширины полосы когерентности канала f_0 [1].

Контрольный сигнал (pilot signal) – это сигнал, способствующий когерентному детектированию сигналов. Контрольные сигналы можно реализовать в частотной области как внутрисполосные тоны или во временной области как цифровые последовательности, которые могут также предоставлять информацию о состоянии канала и таким образом улучшать достоверность передачи при замирании.

1.5.3. Борьба с искажениями, вызванными быстрыми замираниями

Искажения, вызванные быстрыми замираниями, приводят к необходимости использования помехоустойчивой схемы модуляции (некогерентной или дифференциально-когерентной), которая не требует сопровождения



фазы и снижает время интеграции детектора. Кроме того, можно увеличить скорость передачи символов $W \approx 1/T_s$, чтобы она превышала скорость замирания $f_d \approx 1/T_0$ путем введения избыточности сигнала. Кодирование с коррекцией ошибок может также вносить улучшения взамен повышения энергии сигнала. Код снижает E_b/N_0 , требуемое для получения заданной достоверности передачи. При данном E_b/N_0 при наличии кодирования дно ошибок вне демодулятора не будет опускаться, при этом вне декодера может быть достигнута меньшая частота появления ошибок. Таким образом, при кодировании можно получить приемлемую достоверность передачи и, по сути, допустить более высокий уровень ошибок в сигналах, поступающих от демодулятора, который в противном случае был бы неприемлем. Чтобы воспользоваться преимуществом кодирования, ошибки вне демодулятора не должны коррелировать (что бывает в среде с быстрым замиранием), либо в систему должно внедряться устройство чередования [1].

Если одновременно происходит ухудшение характеристик в результате быстрого замирания и частотной избирательности, улучшение может обеспечить один интересный метод фильтрации. Частотно-селективное ухудшение характеристик можно снизить, используя набор сигналов с OFDM. В то же время обычные OFDM-сигналы искажаются в результате быстрого замирания (доплеровское расширение нарушает ортогональность поднесущих OFDM). В этом случае для формирования сигнала во временной области и кодирования с частичным откликом с целью уменьшения боковых спектральных лепестков набора сигналов (что помогает сохранить их ортогональность) используется метод полифазной фильтрации. Процесс вносит известную ISI и помехи соседнего канала (ACI – Adjacent Channel Interference), которые затем устраняются последующей обработкой на эквалайзере и применением гасящего фильтра [1].

1.5.4. Борьба с уменьшением SNR

После реализации некоторых методов борьбы с ослаблением сигнала вследствие частотно-селективного и быстрого замирания, следующим шагом является использование методов разнесения для перемещения рабочей точки системы с рэлеевской кривой достоверности передачи на кривую, приближающуюся к характеристике AWGN. Термин «разнесение» (diversity) применяется для обозначения различных методов, пригодных для некоррелированного воспроизведения приемником интересующего сигнала. Некоррелированность является здесь важной особенностью, поскольку дополнительные копии сигнала ничем не помогли бы приемнику, если бы все эти копии были одинаково плохи. Ниже перечислены некоторые способы реализации методов разнесения [1].



Разнесение во времени (time diversity) может обеспечиваться путем передачи сигнала в L различных временных интервалах с разнесением не менее чем на T_0 . Пример разнесения во времени – чередование, использованное совместно с кодированием с коррекцией ошибок.

Разнесение по частоте (frequency diversity) может обеспечиваться путем передачи сигнала на L различных несущих с частотным разнесением не менее f_0 . Пример разнесения по частоте – расширение полосы частот. Полоса частот сигнала W расширяется так, чтобы превышать f_0 , предоставляя приемнику несколько независимо замирающих копий сигнала. При этом достигается частотное разнесение порядка $L = W/f_0$. Когда W становится больше f_0 , то, если не используется выравнивание, существует возможность частотно-селективного искажения. Таким образом, расширенная полоса частот может улучшить характеристики системы (посредством разнесения) только в том случае, если ослаблено частотно-селективное искажение, связанное с этим разнесением [1].

Системы расширенного спектра SSS (Spread Spectrum Systems) – это системы, в которых для исключения интерферирующих сигналов используется расширение полосы частот. При расширении спектра методом прямой последовательности DSSS, как было показано ранее, многолучевые компоненты отбрасываются, если задержка их поступления превышает длительность одного элементарного сигнала. Однако чтобы приблизиться к характеристикам AWGN, необходимо компенсировать потерю энергии, которая содержится в этих отброшенных компонентах. RAKE-приемник дает возможность когерентно объединять энергию нескольких многолучевых компонентов, поступивших по различным путям (с достаточно различающимися задержками). Таким образом, можно сказать, что при использовании RAKE-приемника в системе DSSS получается разнесение по пути распространения. RAKE-приемник нужен при приеме, когерентном по фазе; но при дифференциально-когерентном детектировании битов можно реализовать простую задержку, равную комплексно-сопряженной длительности одного бита.

Расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты FHSS также иногда используется в качестве механизма разнесения. В системе GSM применяется медленная перестройка частоты (217 скачков/с) для компенсации в тех случаях, когда объект движется очень медленно (или совсем не движется) и испытывает сильное замирание вследствие спектральных нулей [1].

Пространственное разнесение (spatial diversity) обычно осуществляется посредством множественных принимающих антенн, разнесенных на расстояние нескольких длин волн. Для выбора наилучшего выхода антенн или для когерентного объединения всех выходов следует реализовать специальные методы обработки сигналов.



Поляризационное разнесение (polarization diversity) – это еще один из способов получения дополнительных некоррелированных наборов сигнала.

Любую схему разнесения можно рассматривать как тривиальную форму кода с повторениями (repetition code) в пространстве и во времени. В то же время существуют методы улучшения отношения SNR в каналах с замираниями, которые эффективнее и мощнее кодов с повторениями. Уникальный метод борьбы с ухудшением – это кодирование с коррекцией ошибок, поскольку он направлен не на обеспечение большей энергии сигнала, а на снижение требуемого E_b/N_0 , необходимого для достижения желаемой вероятности ошибки. Применение кодирования с коррекцией ошибок совместно с чередованием – это, пожалуй, наиболее распространенная схема улучшения рабочих характеристик системы в среде с замиранием. Следует отметить, что механизм рассеивания ошибок во время замирания посредством разнесения во времени зависит от движения переносного устройства. Чем больше скорость мобильного устройства, тем эффективнее эта схема; при низких скоростях эффективность мала [1].

1.6. Модель Джейкса многолучевого радиоканала.

Материал к практическому занятию

1.6.1. Математическая модель Джейкса многолучевого радиоканала

Моделированию радиоканалов с замирания в современных и перспективных системах мобильной связи и радиодоступа посвящено достаточное число работ отечественного [1–6] и зарубежного происхождения [7–9]; актуализируются также и международные рекомендации по вопросам многолучевости в рамках сектора радиосвязи МСЭ [2, 3]. Существующие на сегодняшний день модели многолучевого радиоканала в среде Matlab решают либо задачу визуализации частотно-временных и вероятностных характеристик радиоканала [8], либо служат для оценки помехоустойчивости систем передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных сетях мобильной связи и радиодоступа [9]. Модели для визуализации в [8] отличаются наглядностью и простотой восприятия, однако не подходят для оценки помехоустойчивости; модели для оценки помехоустойчивости в [9] громоздки и недостаточно удобны для визуализации. Задачей настоящего раздела является реализация комплекса функций для имитационного моделирования радиоканала с замираниями, используя единый подход для визуализации частотно-временных и вероятностных характеристик радиоканала, а также для оценки помехоустойчивости сигналов с заданными частотно-



временными характеристиками. Материал организован далее следующим образом: формализуется математическая модель радиоканала с замираниями; приводится имитационная модель радиоканала вместе с визуализацией его частотно-временных и вероятностных характеристик; формализуется сценарий многолучевого радиоканала для последующей оценки помехоустойчивости; формализуются модели гладких и частотно-селективных замираний, реализованные в процедурах; программно реализуются модели задержки и ослабления отраженных сигналов; приводится пример использования реализованных моделей при оценке помехоустойчивости; в заключение приводятся выводы.

Радиоканал с рэлеевскими замираниями и заданным доплеровским спектром может быть смоделирован суммированием набора комплексных синусоид; число синусоид в наборе должно быть достаточным для того, чтобы получить рэлеевское распределение амплитуды. Также каждая синусоида должна быть взвешена таким образом, чтобы получался доплеровский спектр. Задача моделирования в такой поставке была решена Джейксом и использовалась для аппаратного моделирования радиоканала с замираниями [7]. В настоящее время данный подход получил широкое распространение для имитационного моделирования (ИМ) процедур передачи приема и обработки сигналов в радиоканалах современных и перспективных систем мобильной связи [8, 9]. В основе модели Джейкса лежит предположение о том, что все многолучевые компоненты (МЛК) приходят со всевозможных направлений с равномерным распределением и аппроксимируются N плоскими волнами.

Рис. 1.24 иллюстрирует функциональную схему реализации модели радиоканала Джейкса: $N_0 = (N/2 - 1)/2$, где $N/2$ – нечетное число.

Обозначим через θ_n угол прихода n -й плоской волны, который с учетом равномерного распределения углов прихода определяется выражением

$$\theta_n = 2\pi/n, \quad n = 1, 2, \dots, N_0. \quad (1.55)$$

Рис. 1.24 также иллюстрирует процедуру суммирования N_0 комплексных синусоид с угловыми частотами ω_n

$$\omega_n = \omega_d \cos \theta_n, \quad n = 1, 2, \dots, N_0, \quad (1.56)$$

каждая из которых моделирует свой доплеровский сдвиг и суммируется с комплексной синусоидой с частотой $\omega_d = 2\pi f_m$, где f_m – максимальное значение доплеровского сдвига частоты.



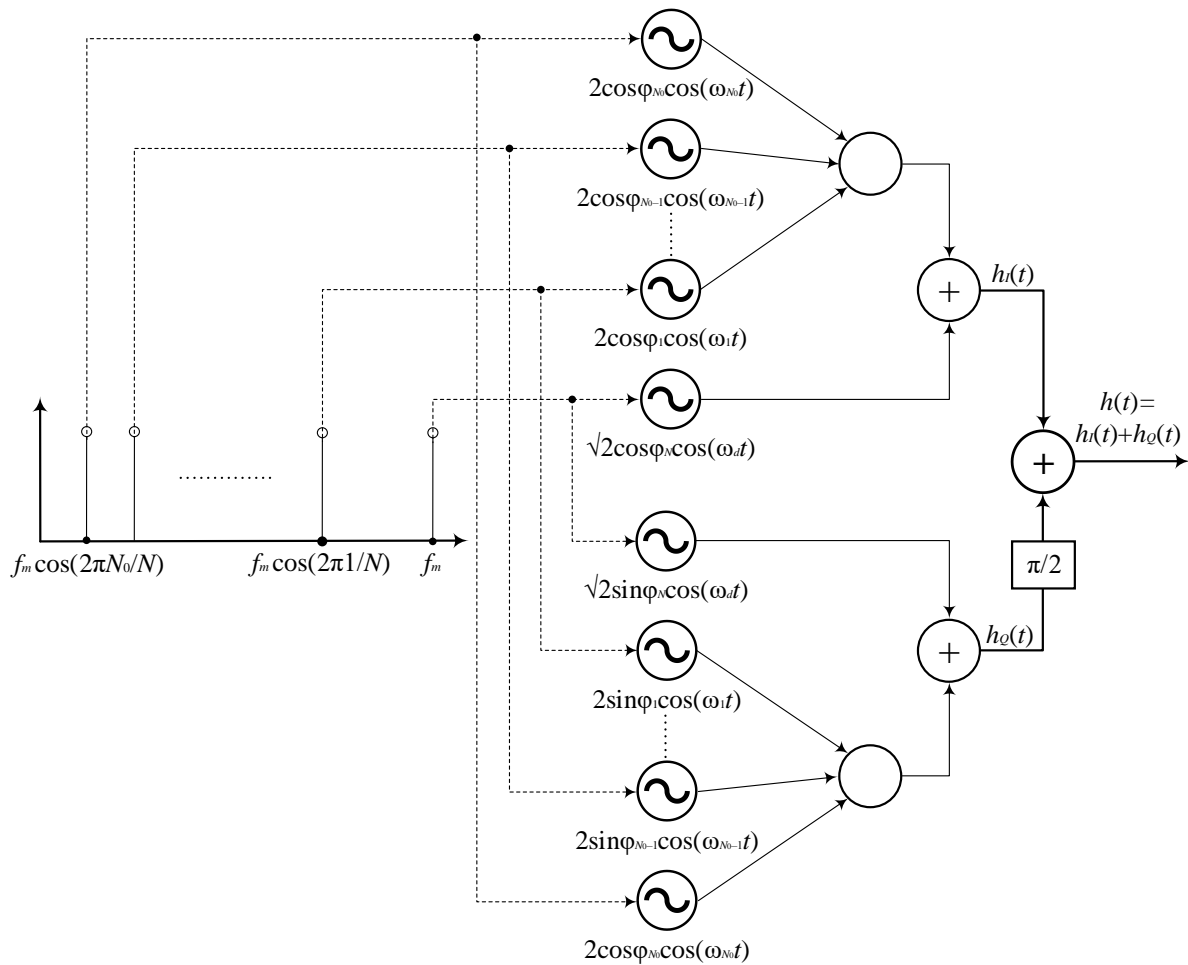


Рис. 1.24. Функциональная схема модели радиоканала Джейкса

Вещественная $h_I(t)$ и мнимая $h_Q(t)$ составляющие комплексного сигнала, моделирующего радиоканал с рэлеевскими замираниями и доплеровским спектром, могут быть представлены выражениями:

$$h_I(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \varphi_n \cos \omega_n t) + \sqrt{2} \cos \varphi_N \cos \omega_d t; \quad (1.57)$$

$$h_Q(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \varphi_n \cos \omega_n t) + \sqrt{2} \sin \varphi_N \cos \omega_d t, \quad (1.58)$$

где φ_n – начальная фаза n -й комплексной синусоиды; φ_N – начальная фаза N -й комплексной синусоиды с максимальным доплеровским сдвигом f_m . Начальные фазы должны быть инициализированы таким образом, чтобы получалось равномерное распределение фаз рэлеевского радиоканала с замираниями, например [8]

$$\varphi_N = 0; \varphi_n = \pi n / (N_0 + 1), \quad n = 1, 2, \dots, N_0. \quad (1.59)$$

Комплексная характеристика радиоканала с замираниями по модели Джейкса может быть представлена выражением



$$h(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2N_0+1}} \{h_I(t) + h_Q(t)\}, \quad (1.60)$$

где E_0 – среднее значение (амплитуда) характеристики радиоканала с замираниями $h(t)$. Угловая частота комплексной синусоиды с доплеровским сдвигом $\{\omega_n\}_{n=1}^{N_0}$ может быть представлена выражением

$$\omega_n = \omega_d \cos \theta_n = 2\pi f_m \cos(2\pi n/N), \quad n = 1, 2, \dots, N_0. \quad (1.61)$$

Число комплексных синусоид с доплеровским сдвигом N_0 должно быть достаточным, для того чтобы аппроксимировать рэлеевское распределение амплитуды характеристики радиоканала с замираниями $h(t)$; установлено, что достаточным оказывается $N_0 = 8$. Также для выражений (1.57) и (1.58) справедливы соотношения:

$$E \left\{ \left(\frac{E_0 h_I(t)}{\sqrt{2N_0+1}} \right)^2 \right\} = E \left\{ \left(\frac{E_0 h_Q(t)}{\sqrt{2N_0+1}} \right)^2 \right\} = \frac{E_0^2}{2}; \quad (1.62)$$

$$E\{h^2(t)\} = E_0^2; \quad (1.63)$$

$$E\{h(t)\} = E_0; \quad (1.64)$$

$$E\{h_I(t)h_Q(t)\} = 0. \quad (1.65)$$

Выражение (1.62) показывает, что энергия синфазной $h_I(t)$ и квадратурной $h_Q(t)$ составляющих имеет среднее значение $E_0^2/2$. Выражения (1.63) и (1.64) показывают, что модель Джейкса формирует характеристику радиоканала $h(t)$ со средним значением энергии E_0^2 и средней амплитудой E_0 соответственно. Выражение (1.65) показывает, что синфазная $h_I(t)$ и квадратурная $h_Q(t)$ составляющие характеристики радиоканала с замираниями $h(t)$ статистически независимы.

1.6.2. Имитационная модель Джейкса многолучевого радиоканала

Рис. 1.25 (скрипт 1.7) иллюстрирует пример ИМ для $f_m = 900$ Гц. Качественный анализ результатов моделирования (рис. 1.25), в том числе статистик рэлеевского распределения магнитуды и равномерного распределения фазы, а также доплеровского спектра подтверждает корректность реализованной имитационной модели.



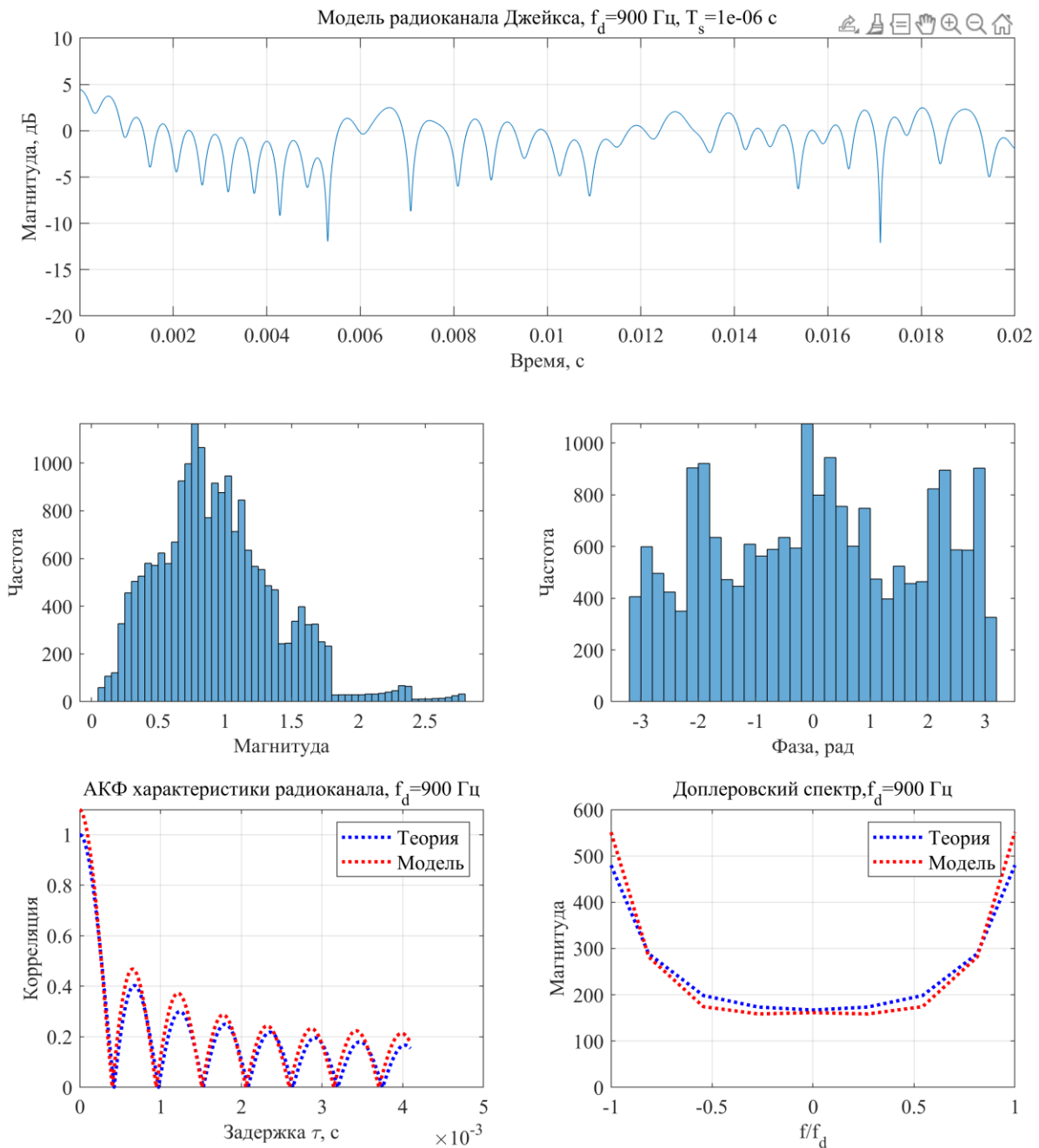


Рис. 1.25. Сценарий модели радиоканала Джейкса

Скрипт 1.7. Моделирование характеристики радиоканала по модели Джейкса:

```
close all; clear all; clc;
% Входные параметры:
fd= 900;      % максимальный доплеровский сдвиг, Гц
Ts= 1e-6;    % период дискретизации, с
Ns= 50000;   % число выборок
tstate= 0;   % начальное время
E0=1;        % энергия характеристики радиоканала с замираниями
phiN=0;      % начальная фаза синусоиды с максимальным доплеровским сдвигом
M= 2^12;     %
t=[0:M-1]*Ts; % интервал времени, с
f=[-M/2:M/2-1]/(M*Ts*fd); % диапазон частотных сдвигов, Гц
% комплексная характеристика радиоканала с замираниями по Джейксу
```



```

[h,tstate]=JakesFlat(fd,Ts,Ns,tstate,E0,0);
subplot(311); plot([1:Ns]*Ts,10*log10(abs(h))); axis([0 Ns*Ts -20 10]);
title(['Модель радиоканала Джейкса, f_{d}=',...
    num2str(fd),'Гц, T_{s}=',num2str(Ts),'с']);
xlabel('время, с'); ylabel('Магнитуда, дБ'); grid on;
subplot(323); histogram(abs(h));
xlabel('Магнитуда'); ylabel('Частота');
subplot(324), histogram(angle(h));
xlabel('фаза, рад'); ylabel('Частота');
% Автокорреляция характеристики радиоканала
temp=zeros(2,Ns);
for i=1:Ns
    j=i:Ns; temp(1:2,j-i+1)= temp(1:2,j-i+1)+[h(i)'*h(j); ones(1,Ns-i+1)];
end
k=1:M; Simulated_corr(k)= real(temp(1,k))./temp(2,k);
Classical_corr= besselj(0,2*pi*fd*t);
Classical_Y= fftshift(fft(Classical_corr)); % БПФ автокорреляции
Simulated_Y= fftshift(fft(Simulated_corr));
subplot(325);
plot(t,abs(Classical_corr),'b:',t,abs(Simulated_corr),'r:','linewidth',2);
title(['АКФ характеристики радиоканала, f_{d}=',num2str(fd),'Гц']);
grid on;
xlabel('задержка \tau, с'); ylabel('Корреляция'); leg-
end('Теория','Модель');
subplot(326);
plot(f,abs(Classical_Y),'b:',f,abs(Simulated_Y),'r:','linewidth',2);
title(['доплеровский спектр, f_{d}=',num2str(fd),'Гц']);
axis([-1 1 0 600]);
grid on; xlabel('f/f_{d}'); ylabel('Магнитуда'); legend('Теория','Модель');
function [h,tstate]=JakesFlat(fd,Ts,Ns,t0,E0,phiN)
% Входные параметры:
% fd:    максимальный доплеровский сдвиг, Гц
% Ts:    период дискретизации, с
% Ns:    число выборок
% t0:    начальное время
% E0:    энергия характеристики радиоканала с замираниями
% phiN:  начальная фаза синусоиды с максимальным доплеровским сдвигом
% Выходные данные:
% h:     вектор комплексной характеристики радиоканала с замираниями
% tstate: текущее время
N0=8;    % число комплексных синусоид по Джейксу
N=4*N0+2; % число плоских волн по Джейксу
wd=2*pi*fd; % максимальный доплеровский сдвиг в радианах
tstate = t0;
for i=1:Ns
    ich=sqrt(2)*cos(phiN)*cos(wd*tstate);
    qch=sqrt(2)*sin(phiN)*cos(wd*tstate);
    for n=1:N0
        phin=pi*n/(N0+1);
        wn=wd*cos(2*pi*n/N);
        ich=ich+2*cos(phin)*cos(wn*tstate);
        qch=qch+2*sin(phin)*cos(wn*tstate);
    end
    h(i) = E0/sqrt(2*N0+1)*complex(ich,qch);
    tstate=tstate+Ts;
end
end

```



1.7. Вероятностная модель многолучевого радиоканала. Материал к практическому занятию

1.7.1. Формализация сценария многолучевого радиоканала

Радиоканал систем мобильной связи характеризуется многолучево-стью вследствие различных препятствий на пути РРВ, в качестве которых в городе могут выступать различные здания и сооружения. Рассмотрим типовой сценарий многолучевого распространения радиоволн (МРРВ) в городе (рис. 1.26). В рассматриваемом примере (рис. 1.26) на входе приемника подвижного объекта имеется несколько копий переданного сигнала, в том числе одна копия, принятая в условиях наличия прямой видимости LOS (Line-Of-Sight), и три копии, принятые после переотражений от препятствий в условиях отсутствия прямой видимости NLOS (Non-Line-Of-Sight). В результате МРРВ пути, пройденные радиоволнами по прямому и отраженным лучам, будут отличаться и приведут к различным задержкам копий принятого сигнала на приемной стороне. Также помимо задержки принятые сигналы будут отличаться по фазе вследствие переотражений. В результате принятый сигнал будет представлять собой сумму сигналов с разными фазами и задержками прихода и характеризоваться так называемым замиранием – усилением или ослаблением амплитуды принятого сигнала, что существенно снижает помехоустойчивость. Обычно для удобства формализации импульсной характеристики многолучевого радиоканала выделяют прямой LOS и отраженные NLOS-лучи, при этом задержки прихода отраженных лучей NLOS измеряют относительно прямого луча LOS.

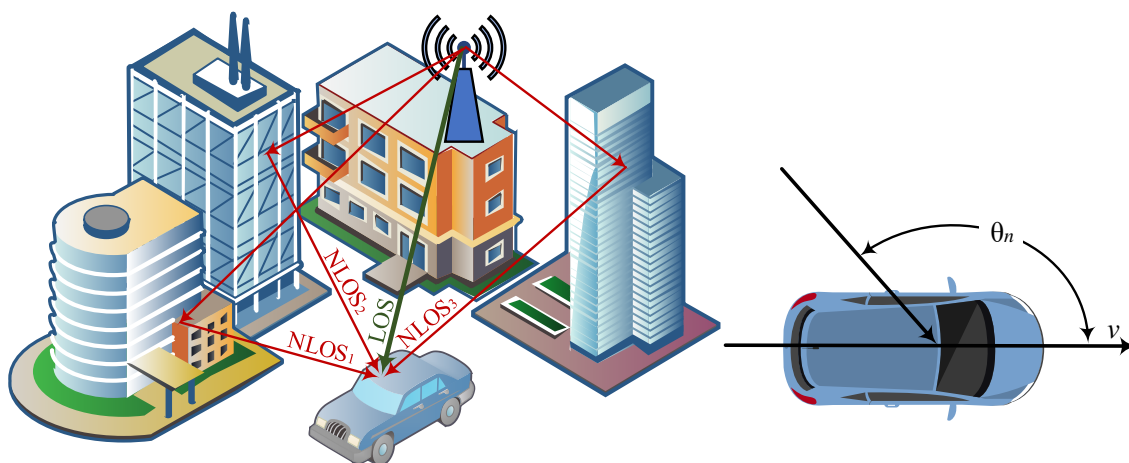


Рис. 1.26. Сценарий многолучевого радиоканала

Формализуем далее математическую и имитационную модели для оценки помехоустойчивости в многолучевом радиоканале. Обозначим через $r_n(t)$ n -ю задержанную вещественную копию сигнала с углом прихода θ_n на несущей радиочастоте f_c



$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t)e^{j(2\pi f_c t)}], \quad (1.66)$$

где $\text{Re}[\cdot]$ – вещественная часть комплексного числа; $e_n(t)$ – комплексная огибающая n -й задержанной копии сигнала, определяемая выражением

$$e_n(t) = R_n(t) \exp j \left(-\frac{2\pi(L_n - vt \cos \theta_n)}{\lambda} + \varphi_n \right) = x_n(t) + jy_n(t), \quad (1.67)$$

где R_n – огибающая, а φ_n – фаза n -й задержанной копии сигнала; $x_n(t)$ и $y_n(t)$ – синфазная и квадратурная составляющие комплексной огибающей $e_n(t)$. Каждая принятая n -я задержанная волна сдвигает несущую частоту на величину $v \cos \theta_n / \lambda$ вследствие эффекта Доплера [9]. Максимальный доплеровский сдвиг частоты имеет значение $f_d = v/\lambda$ в случае, когда волна приходит навстречу движению приемника при $\theta_n = 0^\circ \rightarrow \cos \theta_n = 1$; если волна приходит сзади с обратной стороны приемника при $\theta_n = 180^\circ \rightarrow \cos \theta_n = -1$, доплеровский сдвиг частоты имеет отрицательное значение $f_d = -v/\lambda$ (рис. 1.26). Для N приходящих плоских волн суммарный принятый сигнал можно представить выражением

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^N r_n(t) = \text{Re}[(\sum_{n=1}^N e_n(t))e^{j(2\pi f_c t)}] = \\ &= \text{Re}[(x(t) + jy(t))(\cos 2\pi f_c t + j \sin 2\pi f_c t)] = \\ &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t, \end{aligned} \quad (1.68)$$

где синфазная и квадратурная составляющие $r(t)$ определяются как

$$x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t); \quad y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) \quad (1.69)$$

и представляют собой нормированные случайные величины (СВ) с нулевым средним и дисперсией σ при достаточно большом N . Совместная плотность вероятности нормально распределенных СВ $x(t)$ и $y(t)$

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.70)$$

Суммарный принятый сигнал (1.68) можно представить также через амплитуду и фазу выражением

$$r(t) = R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)), \quad (1.71)$$

где амплитуда $R(t)$ и фаза $\theta(t)$ определяются (рис. 1.27, а) выражениями:

$$R(t) = R = \sqrt{x^2 + y^2}; \quad (1.72)$$

$$\theta(t) = \theta = \tan^{-1}(y/x). \quad (1.73)$$



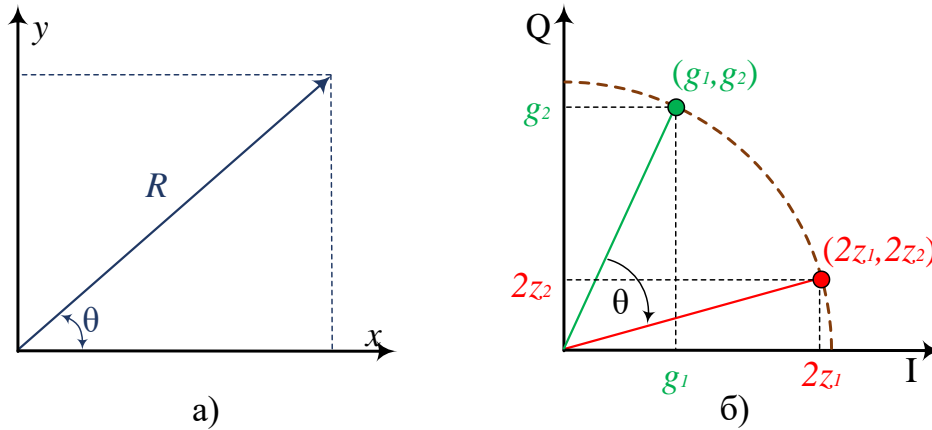


Рис. 1.27. Синфазная I и квадратурная Q составляющие сигнала:
 а) переход от декартовой к полярной СК;
 б) влияния фазового сдвига на плоскости IQ

Для перехода в (1.70) от декартовых (x, y) к полярным (R, θ) координатам используем соотношения (рис. 1.27, а):

$$x = R \cos \theta; \quad y = R \sin \theta \quad (1.74)$$

и матрицу Якоби, составленную из частных производных перехода:

$$\mathbf{J}(r, \theta) = \begin{bmatrix} \partial x / \partial R & \partial x / \partial \theta \\ \partial y / \partial R & \partial y / \partial \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -R \sin \theta \\ \sin \theta & R \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (1.75)$$

При переходе декартовых (x, y) к полярным (R, θ) координатам для элементарной площади $dS = dx dy = \det \mathbf{J}(R, \theta) dR d\theta$ используется якобиан – определитель матрицы Якоби (1.75), который выражается так:

$$\det \mathbf{J}(r, \theta) = \det \begin{bmatrix} \cos \theta & -R \sin \theta \\ \sin \theta & R \cos \theta \end{bmatrix} = R. \quad (1.76)$$

Таким образом, производя замену переменных в (1.70), получим

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.77)$$

Интегрируя функцию плотности вероятности (ФПВ) (1.77) по переменной θ от 0 до 2π , получим рэлеевскую ФПВ амплитуды R [2, 3]:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.78)$$

Интегрируя ФПВ (1.77) по переменной R от 0 до ∞ , получим равномерную плотность вероятности угла прихода волны θ :

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi}. \quad (1.79)$$



Таким образом, (1.78) и (1.79) подтверждают предпосылки о рэлеевском распределении амплитуды и равномерном распределении угла прихода в каждой волне радиоканала с замираниями.

1.7.2. Отношение сигнал-шум в многолучевом радиоканале

Оценим плотность вероятности (ПВ) мгновенного отношения сигнал-шум (ОСШ) γ в многолучевом радиоканале с рэлеевскими замираниями. В модели радиоканала с рэлеевскими замираниями амплитуда принятого сигнала определяется распределением (1.78). Тогда мгновенное ОСШ γ в радиоканале с АБГШ и рэлеевскими замираниями определяется выражением

$$\gamma = R^2 \frac{\gamma_0}{2\sigma^2} \Rightarrow R^2 = \frac{\gamma}{\gamma_0} 2\sigma^2, \quad (1.80)$$

где γ_0 – среднее ОСШ в канале с АБГШ; параметр $2\sigma^2$ нормирует мощность и принимается равным единице. Для ПВ мгновенного ОСШ γ справедливо

$$p(\gamma)d\gamma = p(R)dR \Rightarrow p(\gamma) = \frac{p(R)dR}{d\gamma}. \quad (1.81)$$

Из (1.80) следует, что

$$d\gamma = \frac{R}{\sigma^2} \gamma_0 dR. \quad (1.82)$$

Подставив в (1.81) формулы (1.82) и (1.78), получим выражение

$$p(\gamma) = \frac{\frac{R}{\sigma^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} dR}{\frac{R}{\sigma^2} \gamma_0 dR} = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (1.83)$$

Подставив (1.80) в (1.83), получим

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma}{\gamma_0}}. \quad (1.84)$$

Рис. 1.28 (скрипт 1.8) иллюстрирует распределения статистик многолучевого радиоканала.



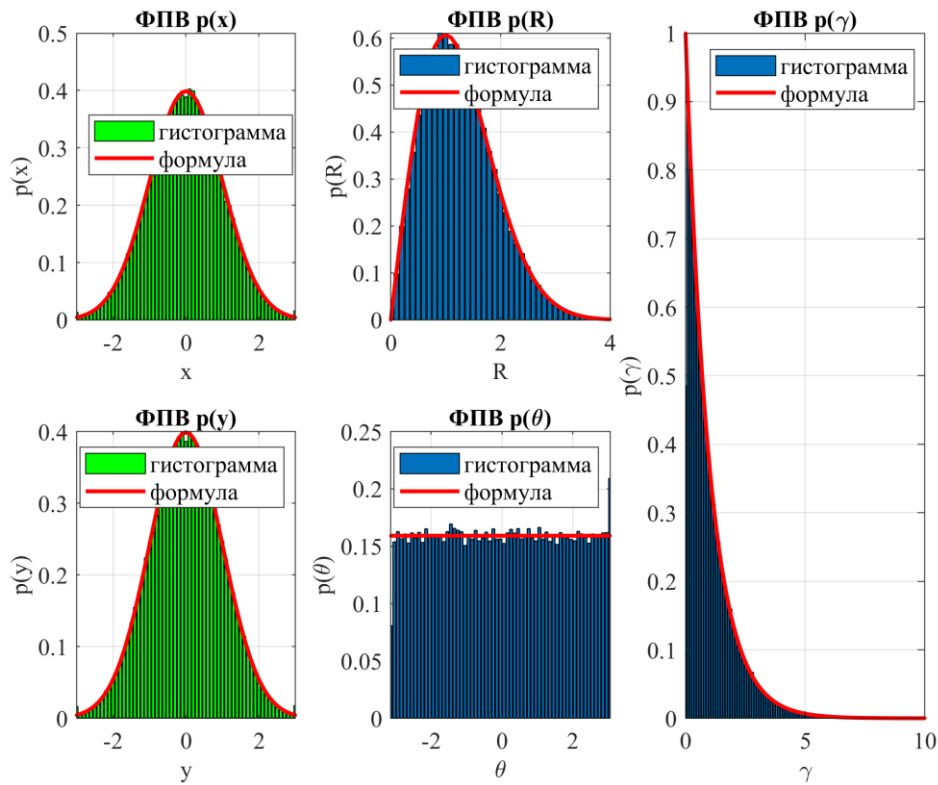


Рис. 1.28. Моделирование статистик многолучевого радиоканала

Скрипт 1.8. Моделирование статистик многолучевого радиоканала

```

clear all; close all; clc;
N = 10^5;
x = randn(1,N); % нормальное (гауссово) распределение: M[x]=0, D[x]=1
y = randn(1,N); % нормальное (гауссово) распределение: M[y]=0, D[y]=1
z = (x + j*y); % случайная комплексная величина с круговой симметрией
% гистограмма - зависимость частоты попадания элементов
% выборки от соответствующего интервала группировки
step=0.1; % интервал выборки случайной величины
sigma = 1; % sigma^2=D[x]=D[y]=1
% теоретическое распределение x (распределение Гаусса)
x_bin=[-3:step:3];
x_theory = (1/sqrt(2*pi*sigma^2)).*exp(-(x_bin.^2)/(2*sigma^2));
% гистограмма x
x_sim = hist(x,x_bin); x_sim=x_sim./(sum(x_sim)*step);
% теоретическое распределение y (распределение Гаусса)
y_bin=[-3:step:3];
y_theory = (1/sqrt(2*pi*sigma^2)).*exp(-(y_bin.^2)/(2*sigma^2));
% гистограмма x
y_sim = hist(y,y_bin); y_sim=y_sim./(sum(y_sim)*step);
% теоретическое распределение abs(z) (распределение Рэлея)
absz_bin = [0:step:4];
absz_theory = (absz_bin/sigma^2).*exp(-(absz_bin.^2)/(2*sigma^2));
% гистограмма abs(z)
absz_sim = hist(abs(z),absz_bin); absz_sim=absz_sim./(sum(absz_sim)*step);
% теоретическое распределение arg(z)
argz_bin = [-pi:step:pi];
argz_theory = 1/(2*pi)*ones(size(argz_bin));
% гистограмма arg(z)
argz_sim = hist(angle(z),argz_bin);
argz_sim=argz_sim./(sum(argz_sim)*step);

```



```

% теоретическое распределение ОСШ
gamma_bin = [0:step:10]; gamma0=1;
gamma_theory = 1/gamma0*exp(-gamma_bin./gamma0);
% гистограмма arg(z)
gamma_sim = hist((abs(z).^2)/2,gamma_bin);
gamma_sim=gamma_sim./(sum(gamma_sim)*step);
subplot(2,3,1);
bar(x_bin, x_sim,'g');hold on; plot(x_bin,x_theory,'r.-','LineWidth',2);
grid on; xlim([min(x_bin) max(x_bin)]); xlabel('x'); ylabel('p(x)');
legend('гистограмма','формула'); title('ФПВ p(x) ');
subplot(2,3,4);
bar(y_bin, y_sim,'g');hold on; plot(y_bin,y_theory,'r.-','LineWidth',2);
grid on; xlim([min(y_bin) max(y_bin)]); xlabel('y'); ylabel('p(y)');
legend('гистограмма','формула'); title('ФПВ p(y) ');
subplot(2,3,2);
bar(absz_bin, absz_sim);hold on;
plot(absz_bin,absz_theory,'r.-','LineWidth',2);
grid on; xlim([min(absz_bin) max(absz_bin)]); xlabel('R'); ylabel('p(R)');
legend('гистограмма','формула'); title('ФПВ p(R) ');
subplot(2,3,5);
bar(argz_bin, argz_sim);hold on;
plot(argz_bin,argz_theory,'r.-','LineWidth',2);
grid on; xlim([min(argz_bin) max(argz_bin)]);
xlabel('\theta'); ylabel('p(\theta)');
legend('гистограмма','формула'); title('ФПВ p(\theta)');
subplot(2,3,[3 6]);
bar(gamma_bin, gamma_sim);hold on;
plot(gamma_bin,gamma_theory,'r.-','LineWidth',2);
grid on; xlim([min(gamma_bin) max(gamma_bin)]);
xlabel('\gamma'); ylabel('p(\gamma)');
legend('гистограмма','формула'); title('ФПВ p(\gamma)');

```

1.7.3. Оценка помехоустойчивости в многолучевом радиоканале

Рис. 1.29 (скрипт 1.9) иллюстрирует пример оценки помехоустойчивости сигналов ФМ-2 в радиоканале с рэлеевскими замираниями.

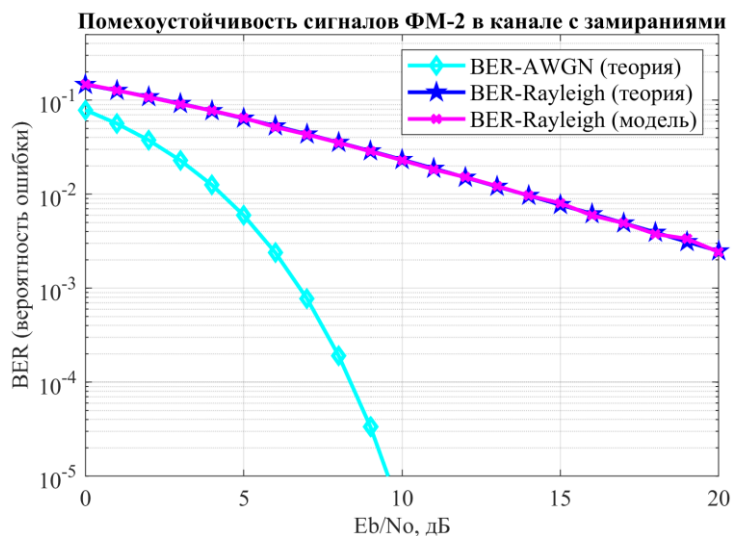


Рис. 1.29. Помехоустойчивость ФМ-2
в канале с рэлеевскими замираниями



Скрипт 1.9. Помехоустойчивость ФМ-2 в канале с рэлеевскими замираниями:

```
N = 10^5; % число символов для оценки ПУ
ip = rand(1,N)>0.5; % формирование битового потока
s = 2*ip-1; % отображение битов в символы ФМ-2
Eb_N0_dB = [0:30]; % диапазон значений ОСШ
for ii = 1:length(Eb_N0_dB) % цикл по ОСШ
    % формирование АБГШ
    n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)];
    % формирование коэффициентов замираний
    R = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)];
    % добавление АБГШ и замираний
    y = R.*s + 10^(-Eb_N0_dB(ii)/20)*n;
    yHat = y./R; % выравнивание ИХ канала
    % приемник с жесткими решениями
    ipHat = real(yHat)>0;
    % подсчет числа ошибок
    nErr(ii) = size(find([ip- ipHat]),2);
end
simBer = nErr/N; % BER_Rayleigh (модель)
theoryBerAWGN = 0.5*erfc(sqrt(10.^(Eb_N0_dB/10))); % BER_AWGN (теория)
EbN0Lin = 10.^(Eb_N0_dB/10);
theoryBer = 0.5.*(1-sqrt(EbN0Lin./(EbN0Lin+1))); % BER_Rayleigh (теория)
% Построение графиков
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBerAWGN,'cd-','LineWidth',2); hold on; grid on;
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer,'bp-','LineWidth',2);
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mx-','LineWidth',2);
axis([0 20 10^-5 0.5]);
legend('BER-AWGN (теория)', 'BER-Rayleigh (теория)', 'BER-Rayleigh (модель)');
xlabel('Eb/No, дБ'); ylabel('BER (вероятность ошибки)');
title('Помехоустойчивость сигналов ФМ-2 в канале с замираниями');
```

1.8. Модели гладких и частотно-селективных замираний.

Материал к практическому занятию

1.8.1. Сценарии гладких и частотно-селективных замираний

Большинство исследований по вопросам оценки помехоустойчивости проводится в предположении о гладких замираниях. В случае частотно-селективных замираний необходимо учитывать переменный во времени фазовый и/или частотный сдвиг. Формализуем далее его происхождение на примере квадратурной модуляции и демодуляции. Для передачи информационного сигнала с полосой f_b , Гц, с использованием амплитудной модуляции требуется радиоканал с шириной полосы $2f_b$, Гц. Для более эффективного использования полосы частот передача двух информационных сигналов с полосой f_b , Гц, осуществляется на одной несущей частоте синфазной I и квадратурной Q составляющими, сдвинутыми друг относительно друга на 90° .



Рис. 1.30 иллюстрирует схему квадратурной модуляции и демодуляции информационного сигнала в вещественной форме. Синфазная составляющая получается в результате модуляции информационного сигнала $g_1(t)$ несущей $\cos(2\pi f_c t)$, а квадратурная составляющая получается в результате модуляции сигнала $g_2(t)$ несущей $-\sin(2\pi f_c t) = \cos(2\pi f_c t + \pi/2)$. Квадратурно-модулированный сигнал [11] определяется выражением

$$y(t) = g_1(t) \cos(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t). \quad (1.85)$$

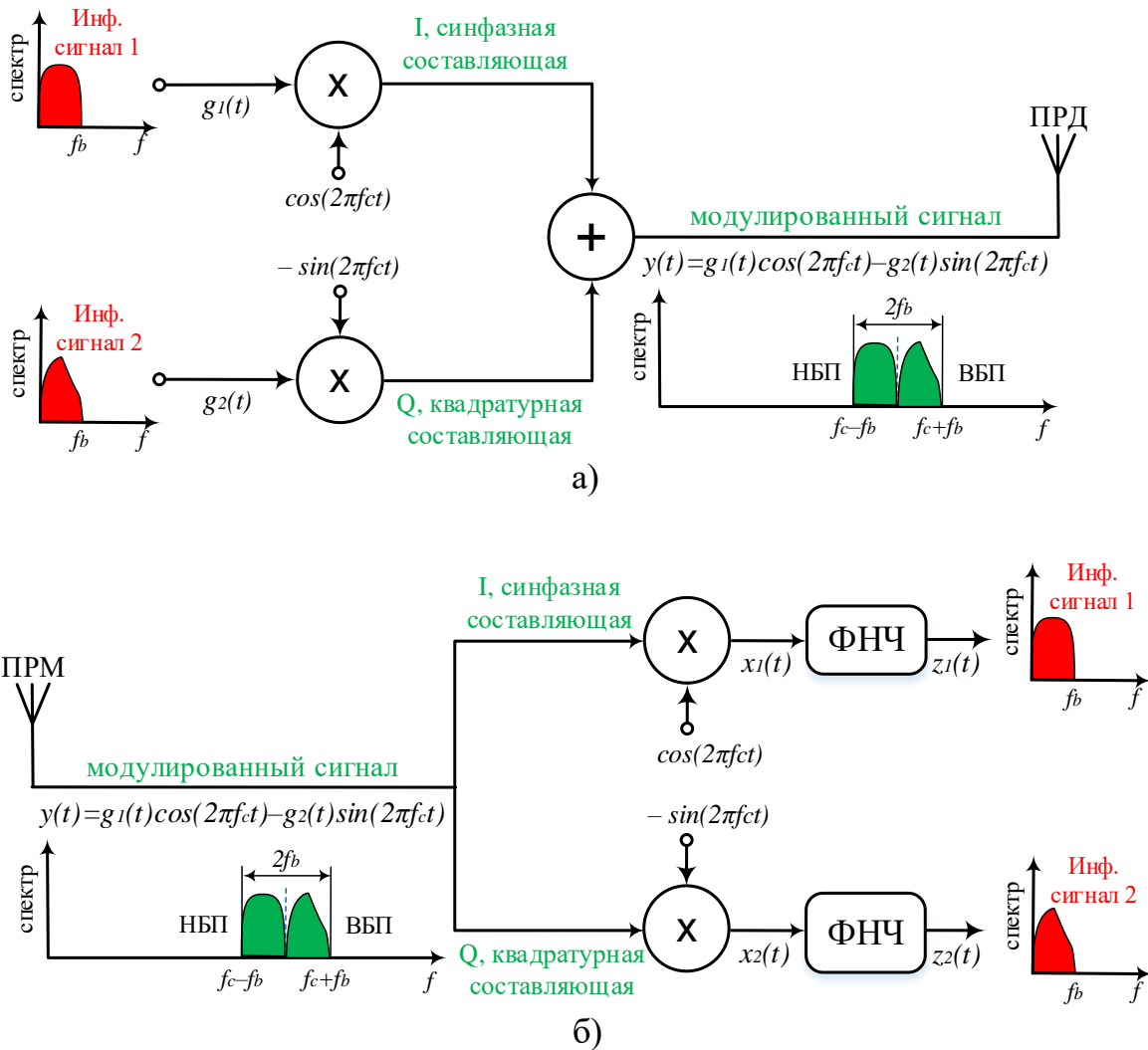


Рис. 1.30. Схема квадратурной модуляции и демодуляции:
 а) квадратурная модуляция информационного сигнала;
 б) квадратурная демодуляция информационного сигнала

Допустим, что принятый сигнал $y(t)$ демодулируется опорным колебанием, частота и фаза которого в точности повторяют модулированный сигнал, тогда в результате демодуляции синфазной составляющей, используя формулу $\cos^2(A) = 0,5(1 + \cos(2A))$, получим [11]:



$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= y(t) \cos(2\pi f_c t) = \\
 &= [g_1(t) \cos(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t)] \cos(2\pi f_c t) = \\
 &= g_1(t) \cos^2(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) = \\
 &= 0,5g_1(t) + [0,5g_1(t) \cos(4\pi f_c t) - 0,5g_2(t) \sin(4\pi f_c t)].
 \end{aligned}
 \tag{1.86}$$

Сигнал на выходе фильтра нижних частот (ФНЧ, LPF – Low Pass Filter)

$$z_1(t) = LPF\{x_1(t)\} = 0,5g_1(t). \tag{1.87}$$

В результате демодуляции квадратурной составляющей, используя формулу $\sin^2(A) = 0,5(1 - \cos(2A))$, получим [11]:

$$\begin{aligned}
 x_2(t) &= -\sin(2\pi f_c t) y(t) = \\
 &= -\sin(2\pi f_c t) [g_1(t) \cos(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t)] = \\
 &= -g_1(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t) + g_2(t) \sin^2(2\pi f_c t) = \\
 &= 0,5g_2(t) - [0,5g_1(t) \sin(4\pi f_c t) + 0,5g_2(t) \cos(4\pi f_c t)].
 \end{aligned}
 \tag{1.88}$$

Сигнал на выходе ФНЧ определяется выражением

$$z_2(t) = LPF\{x_2(t)\} = 0,5g_2(t). \tag{1.89}$$

Теперь допустим, что принятый сигнал $y(t)$ демодулируется опорным колебанием, начальная фаза которого отличаются от таковой в модулированном сигнале на величину некоторого случайного фазового сдвига θ в результате МРРВ (рис. 1.31). С учетом тригонометрических соотношений

$$\begin{aligned}
 \cos(A) \cos(B) &= 0,5[\cos(A - B) + \cos(A + B)]; \\
 \sin(A) \cos(B) &= 0,5[\sin(A - B) + \sin(A + B)];
 \end{aligned}
 \tag{1.90}$$

в результате демодуляции синфазной составляющей получим [11]:

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= y(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) = \\
 &= [g_1(t) \cos(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t)] \cos(2\pi f_c t + \theta) = \\
 &= g_1(t) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t + \theta) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t + \theta) = \\
 &= 0,5[g_1(t) \cos(\theta) + g_2(t) \sin(\theta)] + \\
 &+ 0,5[g_1(t) \cos(4\pi f_c t + \theta) - g_2(t) \sin(4\pi f_c t + \theta)].
 \end{aligned}
 \tag{1.91}$$

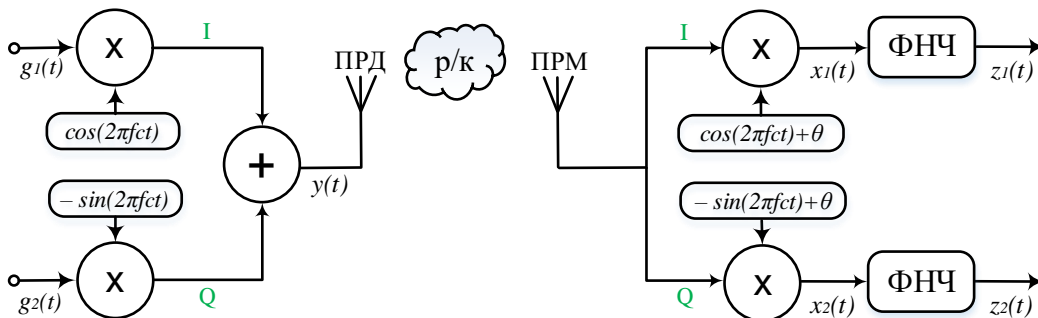


Рис. 1.31. Квадратурная демодуляция при фазовом сдвиге



Сигнал на выходе ФНЧ будет равен

$$z_1(t) = LPF\{x_1(t)\} = 0,5[g_1(t) \cos(\theta) + g_2(t) \sin(\theta)]. \quad (1.92)$$

С учетом тригонометрических соотношений [11]

$$\begin{aligned} \cos(A) \sin(B) &= 0,5[\sin(A + B) - \sin(A - B)]; \\ \sin(A) \sin(B) &= 0,5[\cos(A - B) - \cos(A + B)] \end{aligned} \quad (1.93)$$

в результате демодуляции квадратурной составляющей получим

$$\begin{aligned} x_2(t) &= -\sin(2\pi f_c t + \theta) y(t) = \\ &= -\sin(2\pi f_c t + \theta) [g_1(t) \cos(2\pi f_c t) - g_2(t) \sin(2\pi f_c t)] = \\ &= -g_1(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t + \theta) + g_2(t) \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t + \theta) = \\ &= 0,5[-g_1(t) \sin(\theta) + g_2(t) \cos(\theta)] - \\ &= -0,5[g_1(t) \sin(4\pi f_c t + \theta) + g_2(t) \cos(4\pi f_c t + \theta)]. \end{aligned} \quad (1.94)$$

Сигнал на выходе ФНЧ [11] определяется выражением

$$z_2(t) = LPF\{x_2(t)\} = 0,5[-g_1(t) \sin(\theta) + g_2(t) \cos(\theta)]. \quad (1.95)$$

Таким образом, при квадратурной демодуляции со сдвигом фазы θ демодулированные синфазная $z_1(t)$ и квадратурная $z_2(t)$ составляющие являются комбинациями переданных сигналов $g_1(t)$ и $g_2(t)$.

В матричном виде выражения (1.92) и (1.95) в некоторый момент времени t можно представить выражением [11]

$$\begin{bmatrix} 2z_1 \\ 2z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}. \quad (1.96)$$

Рассмотрим влияние фазового сдвига на демодулированный сигнал. Допустим, что в некоторый момент времени демодулированный сигнал можно представить на комплексной плоскости (фазовом портрете) в прямоугольной системе координат (рис. 1.27, б) точкой с координатой g_1 по оси x (синфазная составляющая) и координатой g_2 по оси y (квадратурная составляющая). Тогда влияние фазового сдвига на исходный сигнал с координатами (g_1, g_2) можно интерпретировать на фазовом портрете как его поворот на θ в следующий момент времени, в результате которого получается сигнал с координатами $(2z_1, 2z_2)$, где коэффициент 2 учитывает масштабирование исходного сигнала в результате поворота согласно (1.96), что и реализует скрипт 1.7 для случая так называемых частотно селективных замираний. Если в принятом сигнале присутствует частотный сдвиг, то фазовый сдвиг будет изменяться во времени, т. е. $\theta = \theta(t)$, а демодулированный сигнал будет поворачиваться. Для компенсации частотных сдвигов используются схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [11].



1.8.2. Функция гладких и частотно-селективных замираний

Для целей оценки помехоустойчивости сигналов в радиоканале с замираниями представим суммарный принятый сигнал (1.68) для N входящих плоских волн в комплексном виде в области информационных частот (на 0-й частоте Baseband) с учетом допущений(1.55)–(1.65):

$$r(t) = x(t) + jy(t);$$

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_0+1}} \left\{ 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\cos \varphi_n \cos \omega_n t) + \sqrt{2} \cos \varphi_N \cos \omega_d t \right\}; \quad (1.97)$$

$$y(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_0+1}} \left\{ 2 \sum_{n=1}^{N_0} (\sin \varphi_n \cos \omega_n t) \right\}.$$

Скрипт 1.10 содержит функцию для формирования рэлеевских замираний по модели Джейкса согласно выражению (1.97).

Скрипт 1.10. Моделирование рэлеевских замираний по модели Джейкса:

```
% Формирование рэлеевских замираний методом суммы синусоид по Джейксу
function [iout,qout,ramp,rcos,rsin]=...
    fade(idata,qdata,nsamp,tstp,fd,N0,counter,flat)
% Выходные параметры:
% iout   : выходные выборки синфазной составляющей Ich
% qout   : выходные выборки синфазной составляющей Qch
% ramp   : амплитуда сигнала с рэлеевскими замираниями
% rcos   : косинусная составляющая сигнала после замираний
% rsin   : синусная составляющая сигнала после замираний
% Входные параметры:
% idata  : входные выборки синфазной составляющей Ich (x1)
% qdata  : входные выборки синфазной составляющей Qch (x2)
% nsamp  : число выборок для моделирования
% tstp   : минимальное разрешение (шаг) времени
% fd     : максимальный доплеровский сдвиг, Гц
% N0     : число синусоид для формирования замираний в одной копии
% counter : счетчик замираний
% flat   : признак гладких замираний
% 1->flat : гладкие замиранья: флуктуирует только амплитуда
% 0->nomal : частотно-селективные замиранья: флуктуирует амплитуда и фаза
if fd ~= 0.0 % если есть доплеровский сдвиг частоты
    ic0 = counter; % счетчик замираний
    N = 4*N0+2;
    ts = tstp;
    wd=2*pi*fd; % максимальный доплеровский сдвиг в радианах
    % инициализация переменных xc, xs и ic
    xc=zeros(1,nsamp); xs=zeros(1,nsamp); ic=[1:nsamp]+ic0;
    for n = 1:N0
        phin=pi*n/(N0+1); wn = wd*cos(2*pi*n/N);
        xc=xc+2*cos(phin).*cos(wn.*ic*ts);
        xs=xs+2*sin(phin).*cos(wn.*ic*ts);
    end
    xc=(xc+sqrt(2)*cos(wd*ts*ic))/sqrt(2*N0+1);
    xs=xs/sqrt(2*N0+1);
    ramp=sqrt(xc.^2+xs.^2); rcos=xc./ramp; rsin=xs./ramp;
    if flat ==1 % для гладких замираний
        iout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*idata(1:nsamp); % выходные выборки Ich
```



```

    qout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*qdata(1:nsamp); % выходные выборки Qch
else % для частотно-селективных замираний
    iout=xc.*idata(1:nsamp)-xs.*qdata(1:nsamp); % выходные выборки Ich
    qout=xs.*idata(1:nsamp)+xc.*qdata(1:nsamp); % выходные выборки Qch
end
end
else % если нет доплеровского сдвига частоты
    iout=idata; qout=qdata;
end
end
end

```

1.9. Использование модели многолучевого радиоканала.

Задание к лабораторной работе

1.9.1. Алгоритм моделирования многолучевого радиоканала

Рис. 1.32 иллюстрирует модель задержек и ослаблений копий принятого сигнала в многолучевом радиоканале для рассмотренного сценария (рис. 1.26), включая один луч LOS и три луча NLOS, которые в результате отражения пришли в приемник с задержками и ослаблениями [9, 12].

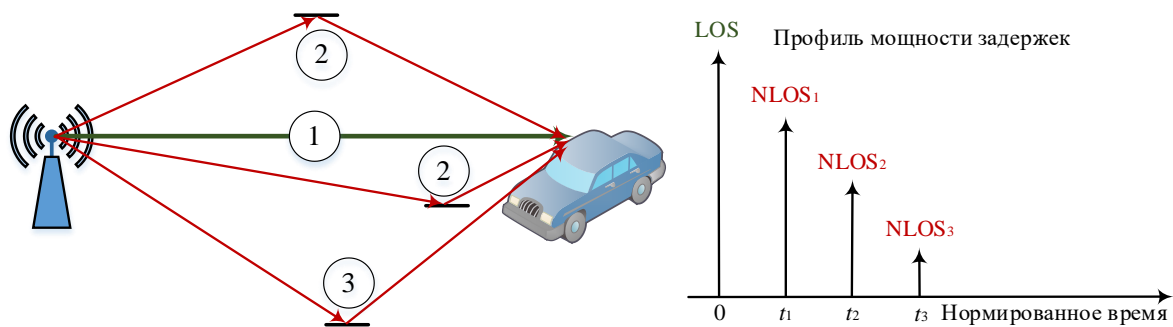


Рис. 1.32. Модели задержки и ослабления отраженных сигналов

Общепринятой моделью многолучевого канала в домене времени является профиль мощности задержек PDP (power Delay Profile), который формализует нормированные параметры задержки и ослабления отраженных сигналов относительно первой копии, вероятно являющейся LOS. Скрипт 1.11 реализует функцию добавления задержки к каждой копии сигнала [12].

Скрипт 1.11. Добавление задержки к каждой копии принятого сигнала:

```

function [iout,qout] = delay(idata, qdata, nsamp, idel)
% Выходные параметры:
% iout  выходные выборки синфазной составляющей Ich
% qout  выходные выборки квадратурной составляющей Qch
% Входные параметры:
% idata  входные выборки синфазной составляющей Ich
% qdata  входные выборки квадратурной составляющей Qch
% nsamp  число выборок для моделирования
% idel   задержка в числе выборок

```



```

% инициализация векторов iout и qout
iout=zeros(1,nsamp); qout=zeros(1,nsamp);
% заполнение нулями idel задержанных выборок
if idel ~= 0
    iout(1:idel) = zeros(1,idel);
    qout(1:idel) = zeros(1,idel);
end
% заполнение выходных векторов входными выборками, начиная с idel
iout(idel+1:nsamp) = idata(1:nsamp-idel);
qout(idel+1:nsamp) = qdata(1:nsamp-idel);
end

```

Скрипт 1.12 реализует формирование суммы копий прямого и отраженных сигналов с задержкой и ослаблением [12].

Скрипт 1.12. Сумма копий сигналов с задержкой и ослаблением:

```

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=...
    sefade(idata,qdata,itau,dlvl,th,n0,itn,nwav,nsamp,tstp,fd,flat)
% Выходные параметры:
% iout : выходные выборки синфазной составляющей Ich для суммы копий
% qout : выходные выборки синфазной составляющей Qch для суммы копий
% ramp : амплитуда сигнала с рэлеевскими замирания для суммы копий
% rcos : косинусная составляющая сигнала после замираний для суммы копий
% rsin : синусная составляющая сигнала после замираний для суммы копий
% Входные параметры:
% idata : входные выборки синфазной составляющей Ich
% qdata : входные выборки синфазной составляющей Qch
% itau : задержка каждой копии сигнала (в единицах tstp)
% dlvl : ослабление каждой копии сигнала в дБ (по мощности)
% th : начальная фаза каждой копии сигнала
% n0 : число синусоид для формирования каждой копии сигнала
% itn : счетчик замираний для формирования каждой копии сигнала
% nwav : число копий сигнала (LOS+NLOS)
% nsamp : число символов (выборок)
% tstp : минимальное разрешение (шаг) времени
% fd : максимальный доплеровский сдвиг, Гц
% flat : признак гладких замираний
% 1->flat : гладкие замирания: флуктуирует только амплитуда
% 0->N0mal : частотно-селективные замирания: флуктуируют амплитуда и фаза
iout = zeros(1,nsamp); qout = zeros(1,nsamp); % инициализация iout и qout
total_attn = sum(10.^(-dlvl/10)); % суммарное ослабление по мощности
for k = 1:nwav % цикл по числу копий сигнала (LOS+NLOS)
    atts = 10.^(-dlvl(k)/20); % ослабление по амплитуде каждой копии
    if dlvl(k) >= 40.0
        atts = 0.0; % копии с ослаблением более 40 дБ обнуляются
    end
    theta = th(k)*pi/180; % начальная фаза каждой копии
    % задержка каждой копии на значение itau(k)
    [itmp,qtmp] = delay(idata,qdata,nsamp,itau(k));
    % замирание каждой копии по модели Джейкса
    [itmp3,qtmp3,ramp,rcos,rsin] = ...
        fade(itmp,qtmp,nsamp,tstp,fd,n0(k),itn(k),flat);
    % суммирование синфазной и квадратурной составляющих копий
    iout = iout+atts*itmp3/sqrt(total_attn);
    qout = qout+atts*qtmp3/sqrt(total_attn);
end
end

```



Исходными данными формирования суммы прямого и отраженных сигналов с задержкой и ослаблением являются разрешение по времени $tstp$, задержка каждой копии сигнала (в единицах $tstp$) $itau$ и ослабление каждой копии сигнала в дБ (по мощности) $dlvl$. В общем случае амплитуда сигнала в каждом луче имеет рэлеевское, а фаза – равномерное распределение; для их формирования используется вызываемая функция `fade` (скрипт 1.10). Рис. 1.33 иллюстрирует алгоритм моделирования многолучевого радиоканала, включающий процедуры задержки, замирания и ослабления каждой МЛК; после выполнения процедур МЛК суммируются [9, 12].

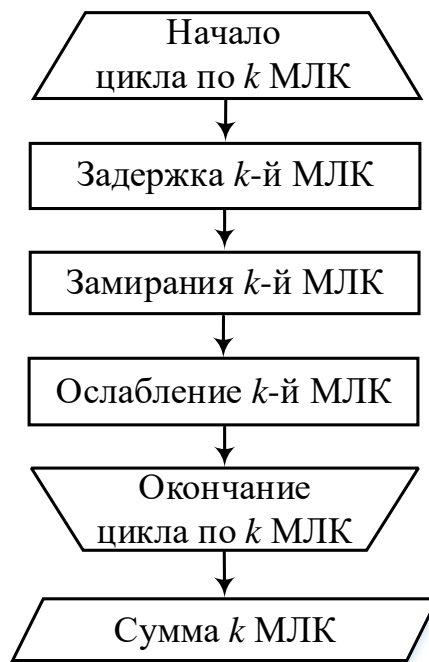


Рис. 1.33. Алгоритм моделирования многолучевого радиоканала

1.9.2. Оценка помехоустойчивости в многолучевом радиоканале

Скрипт 1.13 иллюстрирует пример использования моделей многолучевости для оценки п/у сигналов ФМ-2 в канале с замираниями [9, 12].

Скрипт 1.13. Оценка помехоустойчивости сигналов ФМ-2 в канале с замираниями:

```

tstp = 0.5*1.0e-6; % шаг времени, длительность символа (0.5 мкс ~ 150 м)
sr = 1/tstp ; % символьная скорость, симв/с (0.5 мкс ~ 2 Мбит/с)
itau = [0, 2, 3, 4]; % вектор задержек прихода копий сигнала в tstp
dlvl = [0, 10, 20, 25]; % вектор ослаблений копий сигнала в дБ
n0=[6,7,6,7]; % число синусоид (N>6) для моделирования каждой копии сигнала
th1=[0.0,0.0,0.0,0.0]; % начальная фаза каждой задержанной копии сигнала
% Number of fading counter to skip (50us/0.5us); we assume to skip 50 us
itnd0=100; % для обновление счетчика замираний в каждом цикле ИМ
% Начальное значение счетчика замираний каждой копии сигнала
  
```



```

itnd1=[1000,2000, 3000, 4000];
nwav=4; % общее число принятых копий/лучей (LOS+NLOS)
fd=200; % максимальный доплеровский сдвиг, Гц
nd = 100; % число выборок (символов) в одном цикле
% flat : признак замираний: гладкие или частотно-селективные
% 1->flat : при гладких замираниях флуктуирует только амплитуда
% 0->nomal: при частотно-селективных замираниях флуктуируют и амплитуда и
фаза
flat = 1;
nloop = 1000; % число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибок
nod = 0; % инициализация числа переданных данных (символов)
for i=1:nloop
    data=rand(1,nd)>0.5; % формирование битов
    data1=data.*2-1; % модуляция ФМ-2: 0->-1; 1->+1
    % добавление замираний к символам data1;
    % для ФМ-2 достаточно синфазной компоненты Ich
    [data6,data7]=sefade(data1,zeros(1,length(data1)),...
        itau,dlv1,th1,n0,itnd1,nwav,length(data1),tstp,fd,flat);
    itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
    demodata=data6 > 0; % демодуляция ФМ-2: data6>0->1; data6<0->0
    noe2=sum(abs(data-demodata)); % число ошибок в demodata
    nod2=length(data); % число переданных символов (nd)
    fprintf('%d\t%e\n',i,noe2/nod2);
    noe=noe+noe2; % общее число ошибок
    nod=nod+nod2; % общее число переданных символов (nd*nloop)
end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('\n%d\t%d\t%e\n',noe,nod,noe/nod);

```

Функция для формирования рэлеевских замираний по модели Джейкса (скрипт 1.10) согласно (1.97) реализует замирания с одинаковым распределением в каждой МЛК. Рис. 1.34, *а* иллюстрирует пример, когда прямой и отраженный лучи формируются с одинаковым началом формирования МЛК; при этом формы сигналов с замираниями оказываются одинаковыми. Однако физические процессы в каждой МЛК различны вследствие индивидуальных эффектов отражения дифракции и рассеивания, поэтому в представленной выше ИМ реализован специальный механизм, позволяющий воспроизводить независимые замирания в каждой МЛК [9, 12].

Для формирования независимых распределений амплитуды и фазы в каждом луче вызовом одной функции `fade` используется счетчик замираний `counter` в качестве одного из входных параметров; параметр `counter` инициализируется своим числом для каждого луча, что обеспечивает независимость распределений в каждом из них. Рис. 1.34, *б* иллюстрирует пример, когда прямой и отраженный лучи формируются в разные моменты времени, что позволяет получить разные формы сигналов.



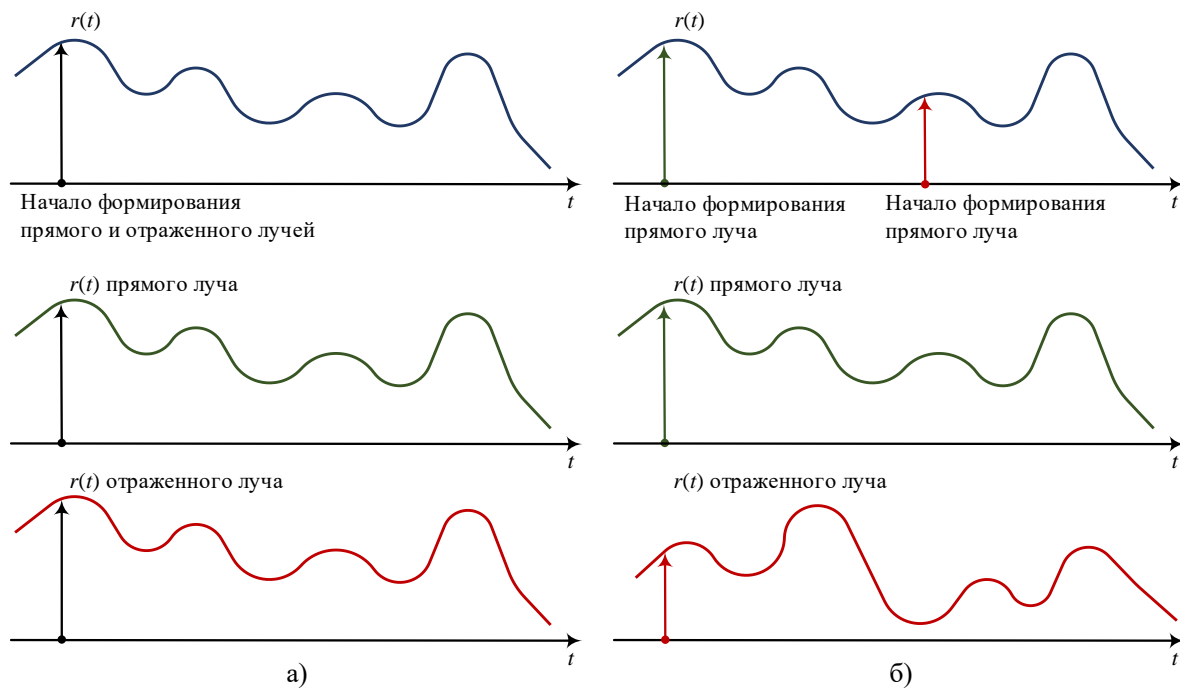


Рис. 1.34. Моделирование независимых замираний в каждой МЛК:
 а) одинаковые начала формирования МЛК;
 б) разные начала формирования МЛК

Независимость замираний в каждой МЛК в ИМ (скрипт 1.13) обеспечивается инициализацией: начальной фазы каждой задержанной копии сигнала в векторе `th1`, начального значения счетчика замираний каждой копии сигнала в векторе `itnd1`, а также параметра интервала обновления счетчика замираний в каждом цикле моделирования `itnd0`. Параметр `itnd0` служит для обновления счетчика замираний `itnd1` в каждом очередном цикле ИМ; в представленном выше примере `itnd0=100`, что означает увеличение счетчика начала формирования МЛК на 100 интервалов (наблюдения) разрешения по времени $t_{stp} = 0.5 \cdot 1.0e-6$, т. е. при разрешении в 0,5 мкс счетчик обновляется на 50 мкс в каждом очередном цикле ИМ. Интервал обновления можно выбирать исходя из требований к времени моделирования. Рис. 1.35 иллюстрирует соотношение между интервалами наблюдения и обновления [9]. В случае когда интервал наблюдения равен интервалу обновления (рис. 1.35, а), оценка помехоустойчивости (п/у) производится для сценария непрерывного изменения формы сигнала МЛК; этот сценарий ИМ требует значительного числа циклов моделирования для получения рэлеевского распределения МЛК. В случае когда интервал наблюдения меньше интервала обновления (рис. 1.35, б), рэлеевское распределение МЛК получается при меньшем числе циклов моделирования; этот сценарий оказывается однако менее точным по сравнению с предыдущим. Реализованный в настоящей работе комплекс функций в среде Matlab для моделирования радиоканала с заданными параметрами многолучевого распространения радиоволн и доплеровского спектра отличается от известных



прототипов единым подходом для визуализации частотно-временных и вероятностных характеристик радиоканала с замираниями, а также для оценки помехоустойчивости сигналов с заданными частотно-временными характеристиками в сценариях гладких и частотно-селективных замираний [9, 12].

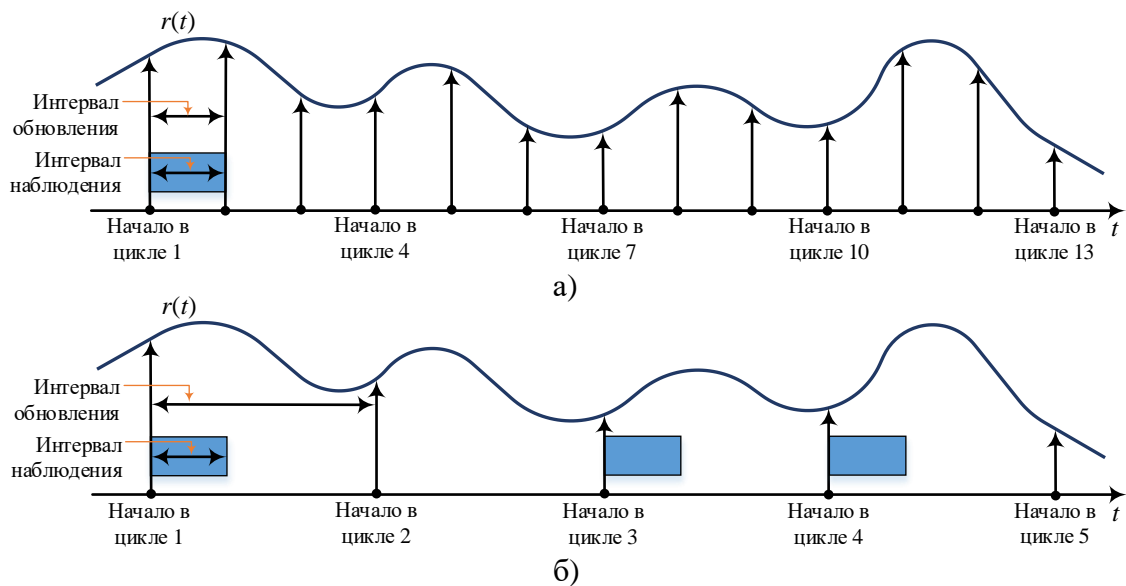


Рис. 1.35. Соотношение между интервалами наблюдения и обновления:
 а) интервал наблюдения равен интервалу обновления;
 б) интервал наблюдения меньше интервала обновления



2. ФОРМИРУЮЩИЕ И СОГЛАСОВАННЫЕ ФИЛЬТРЫ

2.1. Модели формирующего и согласованного фильтров. Материал к практическому занятию

2.1.1. Проблема межсимвольной интерференции

При передаче цифровых сигналов по радиоканалу остро встает необходимость ограничения их полосы, однако при сужении полосы возникает так называемая межсимвольная интерференция (МСИ). Для поддержания допустимой МСИ при ограничении полосы цифровых сигналов используются формирующие фильтры. Если исходным цифровым сигналом является набор импульсов с идеальной прямоугольной формой во временном домене, то спектр такого сигнала в частотном домене будет характеризоваться крайне высоким уровнем боковых лепестков, степень ослабления которых является неприемлемо низкой с точки зрения разумного ограничения полосы частот [14]. Если в качестве примера рассмотреть сигнал ФМ-2 (BPSK – Binary Phase Shift Keying) с последовательностью импульсов прямоугольной формы $d(t)$ во временном домене (рис. 2.1, а), в частотном домене в результате операции преобразования Фурье от $d(t)$ будет получен спектр $S(f)$ с шириной главного лепестка, равной удвоенной символьной скорости $2R$; ослабление боковых лепестков составит при этом 13 дБ относительно главного лепестка, а степень их ослабления можно аппроксимировать зависимостью $1/f$ (рис. 2.1, б) [14–17].

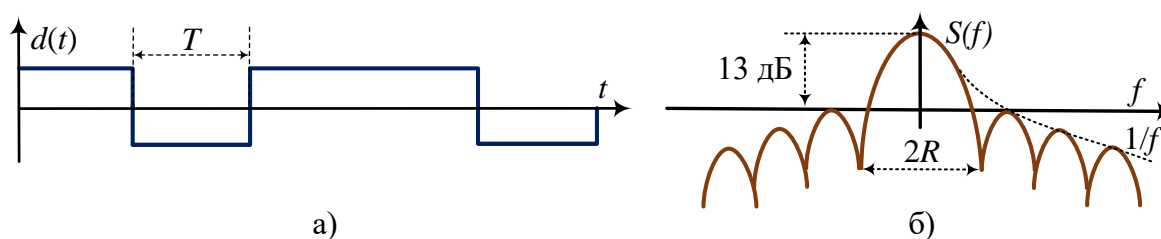


Рис. 2.1. Последовательность биполярных импульсов и их спектр:

а) последовательность биполярных импульсов;

б) спектр биполярных импульсов

Из свойств преобразования Фурье следует, что сужение полосы исходного цифрового сигнала в частотном домене вызывает межсимвольную интерференцию (МСИ, ISI – Intersymbol Interference) во временном домене вследствие изменения исходной формы сигналов: импульсы последовательности при сглаживании расширяются, их фронты искажаются и соседние импульсы, утратив прямоугольную форму, начинают накладываться друг



на друга (рис. 2.2). Рассмотрим в качестве примера отсчеты $d_k(t)$ биполярных прямоугольных импульсов (рис. 2.2, а), которые для сглаживания формы во временном домене и ограничения полосы в частотном домене поступают на формирующий фильтр с импульсной характеристикой (ИХ) $h(t)$ (рис. 2.2, б); в результате формирующей фильтрации получается сигнал $d(t)$ (рис. 2.2, в), который характеризуется наложением соседних символов друг на друга в результате МСИ [14–17].

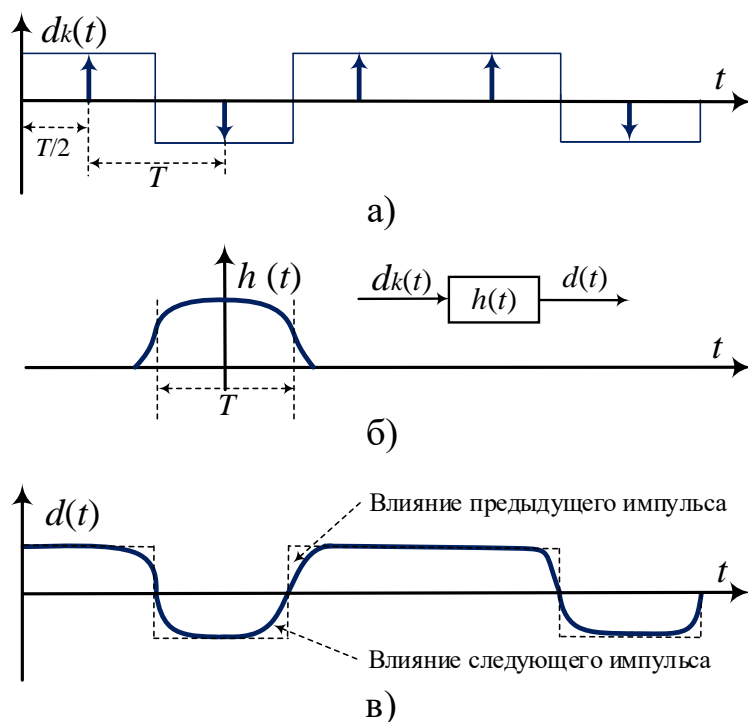


Рис. 2.2. Межсимвольная интерференция при сглаживании импульса:
 а) биполярные символы $d_k(t)$;
 б) ИХ формирующего фильтра $h(t)$;
 в) сигнал $d(t)$ после фильтрации с МСИ

Формализуем математическую модель формирующей фильтрации во временном домене. Допустим, отсчеты передаваемых цифровых сигналов берутся в центре биполярных прямоугольных импульсов длительностью T , тогда сигнал $d_k(t)$ можно представить набором дельта-импульсов, определяемых выражением [14, 15]:

$$d_k(t) = \sum_k d_k \cdot \delta(t - kT - T/2), \quad (2.1)$$

где $\delta(t)$ – дельта-функция, умноженная на амплитуду отсчета d_k , которая для противоположных сигналов ФМ-2 может принимать значения $d_k = \pm 1$. Сигнал $d(t)$ на выходе формирующего фильтра с ИХ $h(t)$ можно представить сверткой $d_k(t)$ и $h(t)$:



$$d(t) = \int_{-\infty}^{\infty} d_k(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (2.2)$$

После подстановки выражения (2.1) в интеграл (2.2) с использованием свойства дельта-функции получим [14, 15]:

$$\begin{aligned} d(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_k d_k \delta(\tau - kT - T/2) h(t - \tau) d\tau = \\ &= \sum_k d_k \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - kT - T/2) h(t - \tau) d\tau = \sum_k d_k h(t - kT - T/2). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Из выражения (2.3) можно сделать следующие выводы: а) во временном домене сигнал на выходе формирующего фильтра $d(t)$ по своей форме однозначно определяется импульсной характеристикой $h(t)$ и отсчетами исходного цифрового сигнала d_k ; б) для управления шириной спектра исходного цифрового сигнала d_k в частотной области достаточно выбрать заданную частотную характеристику (ЧХ) формирующего фильтра, которая определяется преобразованием Фурье ИХ $h(t)$ формирующего фильтра [15].

2.1.2. Модель формирующего фильтра Найквиста

Рассмотрим, какими свойствами должна обладать $h(t)$, чтобы обеспечить минимальную ширину полосы передаваемого сигнала [14, 15].

К характеристикам формирующего с точки зрения свойств преобразования Фурье предъявляются противоречивые требования: с одной стороны, частотная характеристика $H(f)$ должна обеспечивать сужение спектра исходного цифрового сигнала с $2R$ до (в идеале) символьной скорости R в частотном домене; с другой стороны, импульсная характеристика $h(t)$, как результат обратного преобразования Фурье от $H(f)$, должна обеспечивать хоть и неизбежный, но приемлемый уровень МСИ во временном домене. Модель такого фильтра была предложена Найквистом; формализуем далее его свойства. При скорости R отсчетов исходного цифрового сигнала $d_k(t)$ длительность информационного символа определяется выражением

$$T = 1/R, \quad (2.4)$$

а символьную скорость R можно трактовать как частоту дискретизации цифрового сигнала $d(t)$ при условии взятия его отсчетов в центре каждого биполярного импульса (рис. 2.3, а) [14, 15].

Проблема межсимвольной интерференции с точки зрения помехоустойчивости решается при синхронизации и определяется формирующим фильтром на передаче и согласованным фильтром на приеме. Формализуем задачу исключения межсимвольной интерференции при приеме. Пусть k – индекс отсчетов на передающей стороне, i – индекс отсчетов на приемной



стороне, тогда для исключения влияния МСИ на приеме необходимо, чтобы $d_i = d_k$. Допустим, после формирующего и сглаживающего фильтров с импульсной характеристикой $h(t)$ на приеме имеется сигнал $d(t)$. Если приемник осуществляет дискретизацию $d(t)$ в моменты времени $t = T/2 + iT$, для исключения влияния МСИ в узлах дискретизации i должно выполняться условие, при котором принятые символы соответствуют переданным:

$$d(iT + T/2) = d_k. \quad (2.5)$$

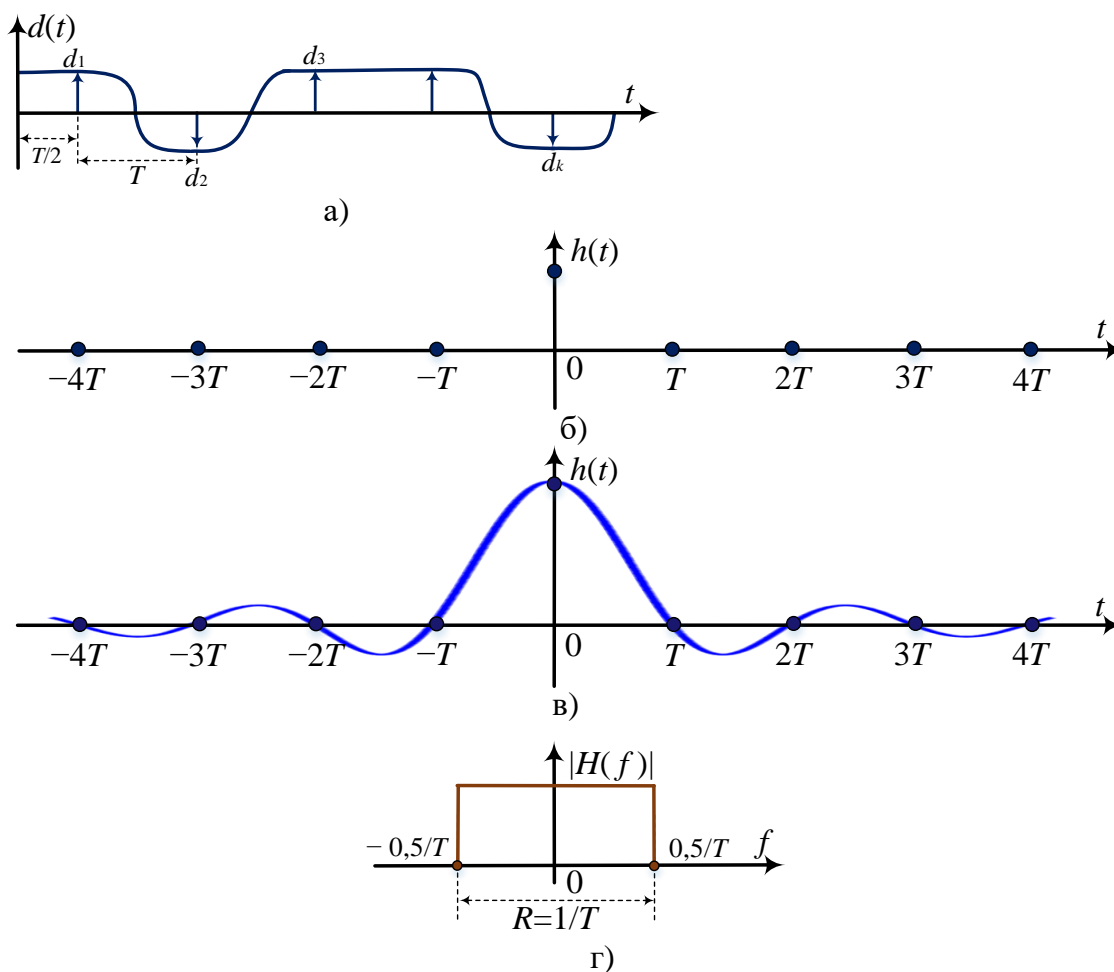


Рис. 2.3. Процесс исключения МСИ:
 а) исключение МСИ при демодуляции;
 б) условия ИХ формирующего фильтра для исключения МСИ;
 в) ИХ $h(t)$ идеального формирующего фильтра;
 г) ЧХ $H(f)$ идеального формирующего фильтра

Из выражения (2.5) следует, что при изменении формы импульсов цифровых сигналов $d_k(t)$ во временной области в моменты взятия отсчетов необходимо оставлять значения импульсов неизменными и равными d_k , тогда при приеме и синхронизации демодуляция символов $d_k(t)$ может быть реализована без искажений. Из (2.3) и (2.5) можем записать:



$$d(iT + T/2) = \sum_k d_k h(iT + T/2 - kT - T/2) = \sum_k d_k h(T(i - k)). \quad (2.6)$$

Из выражения (2.5) и (2.6) следует [14, 15]:

$$d_k = \sum_k d_k h(T(i - k)), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.7)$$

Анализ выражения (2.8) позволяет формализовать свойство, которым должна обладать импульсная характеристика $h(t)$ для исключения МСИ на приеме:

$$h((i - k)T) = \begin{cases} 1, & i = k; \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (2.8)$$

Условие (2.8) иллюстрирует рис. 2.3, б, импульсная $h(t)$ (рис. 2.3, в) и частотная $H(f)$ (рис. 2.3, з) характеристики фильтра, удовлетворяющего этому условию, образуют известный фильтр Найквиста. Частотная характеристика фильтра Найквиста, обеспечивающая минимальную ширину полосы, равную символьной скорости $R = 1/T$, является идеальным прямоугольным фильтром нижних частот. ИХ фильтра Найквиста, обеспечивающая минимальную ширину полосы цифрового сигнала, определяется выражением (рис. 2.3, в) [14, 15]

$$h(t) = \text{sinc}(\pi t/T) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T}. \quad (2.9)$$

ИХ Найквиста (2.9) характеризуется бесконечными во времени боковыми «хвостами» со степенью затухания во времени $\sim 1/t$ и является идеальным интерполятором (рис. 2.4, а), который «соединяет» каждый символ d_k плавной кривой, при этом сами d_k не искажает, так как в моменты дискретизации импульсные характеристики соседних символов, согласно (2.8), равны нулю, что позволяет полностью исключить МСИ в момент взятия выборок в узлах дискретизации [14, 15].

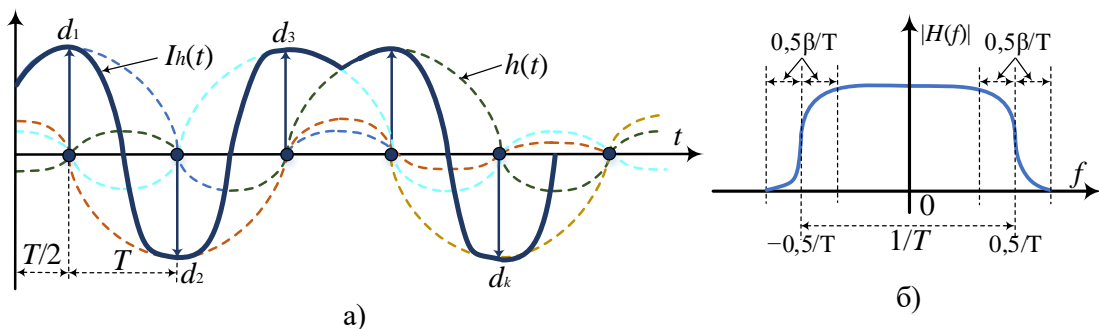


Рис. 2.4. Фильтр Найквиста как интерполятор и аппроксимация его ЧХ:

- а) фильтр Найквиста как интерполятор;
- б) аппроксимация фронта ЧХ фильтра Найквиста

Импульсная характеристика Найквиста во временном домене является бесконечной и непосредственно в форме (2.9) не используется. На практике



ИХ $h(t)$ ограничивают (усекают) по длительности. В результате усечения формирующий фильтр перестает быть идеальным интерполятором во временной области, а его ЧХ утрачивает идеальную прямоугольную форму в частотной области (рис. 2.4, б). При этом чем больше усечение ИХ во временной области, тем выше уровень боковых лепестков ЧХ в частотной области [14, 15].

Пример ограничения импульсной характеристики (2.9) приведен на рис. 2.5, а (ИХ ограничена до 10 символов) и рис. 2.5, б (ИХ ограничена до 4 символов). Для получения графиков использован скрипт 2.1; при усечении используется допущение $h(t_H) = 0$ для $|t_H| > 10$ и $|t_H| > 4$ соответственно. Рис. 2.5 (скрипт 2.1) использует следующие обозначения: по оси x ИХ отложено нормированное к длительности символа (2.4) время $t_H = t/T$, при этом $t_H = 1$ соответствует одному символу, а по оси x ЧХ отложена частота $f_H = f \cdot T$, нормированная длительностью символа (2.4) [14, 15].

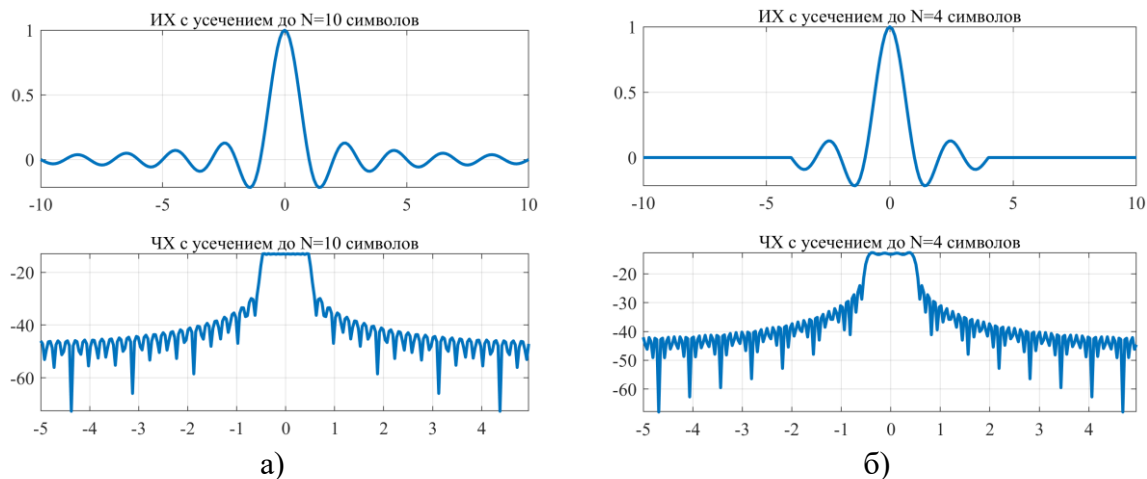


Рис. 2.5. ИХ и ЧХ фильтра Найквиста с усечением:
а) до 10 символов; б) до 4 символов

Скрипт 2.1. ИХ и ЧХ фильтра Найквиста с усечением:

```
clc; clear all;
sps=10; % число выборок на символ
N=10; % число символов
tT=[-10:1/sps:10]; % нормированное время t/T
for i=1:length(tT)
    if abs(tT(i))<N
        ht(i)=sin(pi*tT(i))./(pi*tT(i));
    else
        ht(i)=0;
    end
end
ht(isnan(ht))=1;
subplot(2,1,1); plot(tT,ht,'linewidth',2); grid on; axis('tight');
title(['ИХ с усечением до N=',num2str(N),' символов']);
L=length(ht); NFFT=2^nextpow2(L);
hf = fft(ht,NFFT)/L; hf = fftshift(hf); fT=(-NFFT/2:NFFT/2-1)/NFFT*sps;
subplot(2,1,2); plot(fT,10*log10(abs(hf)),'linewidth',2); grid on;
axis('tight'); title(['ЧХ с усечением до N=',num2str(N),' символов']);
```



2.1.3. Модель формирующего фильтра типа «приподнятого косинуса»

Рис. 2.5 показывает, что усечение ИХ с 10 до 4 символов приводит к увеличению уровня боковых лепестков ЧХ; также в полосе пропускания начинает проявляться неравномерность ЧХ. Для компенсации этих эффектов в частотной области производится регулируемое параметром β сглаживание ЧХ (рис. 2.4, б); в результате ЧХ фильтра становится кусочной [14, 15]:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & |f| < \frac{1-\beta}{2T}; \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right] \right) \right), & \frac{1-\beta}{2T} < |f| < \frac{1+\beta}{2T}; \\ 0, & |f| > \frac{1+\beta}{2T} \end{cases} \quad (2.10)$$

и характеризуется двумя величинами: $0 \leq \beta \leq 1$ (коэффициент сглаживания), $T = 1/R$ (период символа). Вблизи фронта идеальная ЧХ аппроксимируется функцией приподнятого косинуса. Параметр сглаживания β характеризует избыточность требуемой полосы относительно символьной скорости $R = 1/T$. Обозначим избыточность полосы относительно R через Δf (рис. 2.4, б), тогда справедливо [14, 15]:

$$\beta = \frac{\Delta f}{1/T} = \frac{\Delta f}{R} = T\Delta f, \quad (2.11)$$

где символьная скорость

$$R = 1/T. \quad (2.12)$$

Сглаживание фронта $H(f)$ в частотном домене соответствует произведению $h(t)$ на весовое окно $w(t)$ во временном домене:

$$h(t) = \text{sinc}(t/T) \cdot w(t); \quad w(t) = \frac{\cos(\pi\beta t/T)}{1-(2\beta t/T)^2}. \quad (2.13)$$

Регулируя коэффициент сглаживания β , можно задавать интервал аппроксимации ЧХ. Значение $\beta = 0$ соответствует идеальному ФНЧ:

$$\lim_{\beta \rightarrow 0} |H(f)| = \text{rect}(fT), \quad (2.14)$$

где $\text{rect}(\cdot)$ прямоугольная функция ЧХ, которой соответствует ИХ $\text{sinc}(t/T)$. Значение $\beta = 1$ соответствует ЧХ приподнятого косинуса:

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2} (1 + \cos(\pi T f)), & |f| < \frac{1}{T}; \\ 0, & |f| > \frac{1}{T}. \end{cases} \quad (2.15)$$



Ширина полосы пропускания фильтра с характеристикой «приподнятый косинус» обычно определяется как ширина ненулевой части спектра:

$$\Delta F = R + \Delta f = R(1 + \beta). \quad (2.16)$$

Рис. 2.6 (скрипт 2.2) иллюстрирует ИХ $h(t_n)$ и ЧХ $|H(f_n)|$ фильтра «приподнятого косинуса» для трех коэффициентов сглаживания β [14, 15].

Из анализа графиков ИХ и ЧХ (рис. 2.6) можно сделать следующие выводы: а) с уменьшением β амплитуда пульсаций ИХ увеличивается, что показывает возможность сужения полосы занимаемых частот за счет удлинения ИХ; б) при $\beta = 0$ частотная характеристика стремится к идеальному ФНЧ с прямоугольной ЧХ (2.14); в) при $\beta = 1$ ЧХ $|H(f_n)|$ имеет вид приподнятого косинуса (2.15), а ИХ $h(t_n)$ характеризуется минимальными боковыми лепестками; г) по уровню 0,5 (-3 дБ) полоса фильтра Найквиста постоянна и равна символьной скорости.

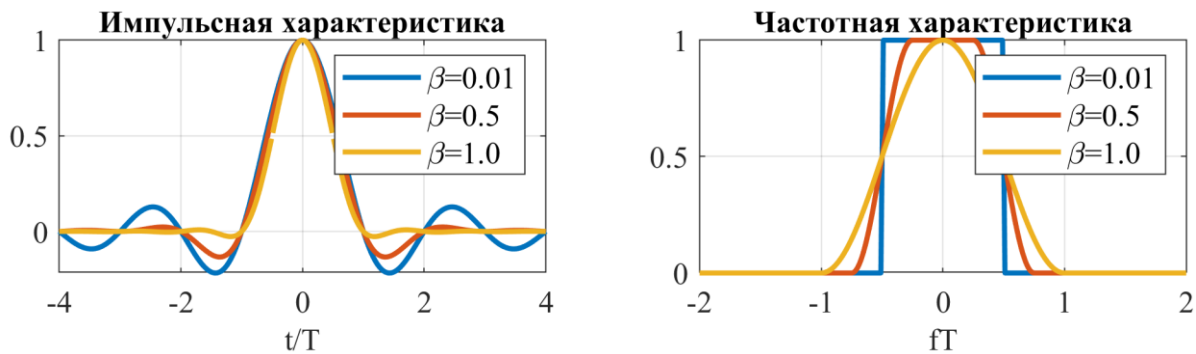


Рис. 2.6. ИХ и ЧХ фильтра типа «приподнятого косинуса»

Скрипт 2.2. ИХ и ЧХ фильтра типа «приподнятого косинуса»:

```
clear all; clc;
tT=[-4:0.01:4]; % нормированное время t/T
beta=[0.01 0.5 1.0];
figure(1); subplot(1,2,1);
for i=1:length(beta)
    for j=1:length(tT)
        ht(j)=trrt(tT(j), beta(i));
    end
    plot(tT,ht,'linewidth',2); hold on;
end
legend('\beta=0.01', '\beta=0.5', '\beta=1.0'); grid on;
title('Импульсная характеристика'); xlabel('t/T'); axis('tight');
fT=[-2:0.01:2];
subplot(1,2,2);
for i=1:length(beta)
    for j=1:length(fT)
        hf(j)=frft(fT(j), beta(i));
    end
    plot(fT,hf,'linewidth',2); hold on;
end
legend('\beta=0.01', '\beta=0.5', '\beta=1.0'); grid on;
title('Частотная характеристика'); xlabel('fT'); axis('tight');
```



```

% функция оценки импульсной характеристики
function ht=trrt(tT, beta)
wt=cos(pi*beta*tT)./(1-(2*beta*tT).^2);
ht=sinc(tT).*wt;
end
% функция оценки частотной характеристики
function hf=frft(fT, beta)
if abs(fT)<(1-beta)/2
hf=1;
elseif abs(fT)>(1+beta)/2
hf=0;
else
hf=0.5*(1+cos(pi/beta.*(abs(fT)-(1-beta)/2)));
end
end

```

2.1.4. Модель фильтра «корень из приподнятого косинуса»

Важным свойством фильтра Найквиста является то, что его ИХ равна нулю в моменты времени, кратные длительности символа kT , где k – целое число. Это свойство позволяет при синхронизации принятых сигналов принимать момент взятия выборки кратным величине kT , что исключает взаимное влияние соседних символов друг на друга. В системах радиосвязи фильтр Найквиста реализуется следующим образом: на передающей стороне модулированные символы проходят через формирующий фильтр с ЧХ $H_T(f) = \sqrt{H(f)}$; на приемной стороне перед синхронизатором принятый сигнал проходит через согласованный фильтр с частотной характеристикой $H_R(f) = \sqrt{H(f)}$. Таким образом, совокупная ЧХ определяется как

$$H(f) = H_T(f) \cdot H_R(f). \quad (2.17)$$

Рис. 2.7 иллюстрирует укрупненную схему передачи, где формирующий фильтр с ЧХ $H_T(f)$ располагается в передатчике, а согласованный фильтр с ЧХ $H_R(f)$ – в приемнике [14, 15].

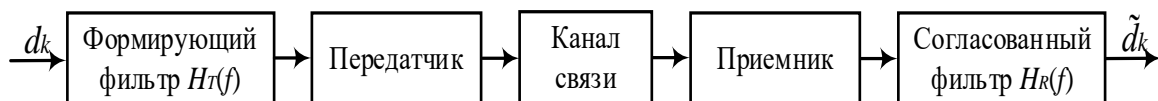


Рис. 2.7. Формирующий и согласованный фильтры

Допустим, сигнал на входе согласованного фильтра $H_R(f)$ равен сигналу на выходе формирующего фильтра $H_T(f)$ плюс аддитивный белый гауссов шум (АБГШ), тогда совокупная частотная характеристика приемопередающего тракта $H(f)$ определяется выражением (2.17). В целях компенсации межсимвольной интерференции в приемопередающем тракте необходимо и достаточно, чтобы $H(f)$ удовлетворяла условию (2.10).



Согласованная фильтрация на приеме должна при этом осуществляться фильтром, частотная характеристика которого является комплексно-сопряженной ЧХ формирующего фильтра на передаче, т. е. $H_R(f) = H_T^*(f)$, тогда из $|H_T(f)|^2 = H(f)$ получим [14, 15]:

$$H_T(f) = H_R(f) = \sqrt{H(f)}. \quad (2.18)$$

Таким образом, если ЧХ формирующего фильтра будет представлять собой *корень из приподнятого косинуса*, то каскад из формирующего и согласованного фильтров будет давать как раз фильтр Найквиста, который позволит устранить МСИ при демодуляции. ИХ фильтра типа «корень из приподнятого косинуса» определяется выражением [9]

$$h_T(t) = h_R(t) = \frac{1}{\pi t} \frac{1}{1-(4\beta t/T)^2} \sin\left(\frac{2\pi(1-\beta)t}{T}\right) + \frac{1}{\pi} \frac{4\beta/T}{1-(4\beta t/T)^2} \cos\left(\frac{2\pi(1+\beta)t}{T}\right). \quad (2.19)$$

Рис. 2.8 (скрипт 2.3) иллюстрирует ИХ (2.19) и полученные через преобразование Фурье ЧХ фильтра типа «корень из приподнятого косинуса» для трех значений коэффициента сглаживания β с коэффициентом передискретизации 8. Из графиков следует, что с увеличением β уровень внеполосных излучений в частотном домене увеличивается в области $|f| > 0,5/T$; вместе с этим, уровень боковых лепестков ИХ в области $|t| > T$ уменьшается. Таким образом, выбор коэффициента сглаживания β является компромиссом. При построении приемопередающего тракта следует учитывать, что ИХ формирующего и согласованного фильтров $h_T(t) = h_R(t)$ по отдельности не удовлетворяют условию отсутствия МСИ, однако если поставить их последовательно в тракте передачи и приема, то МСИ устранится.

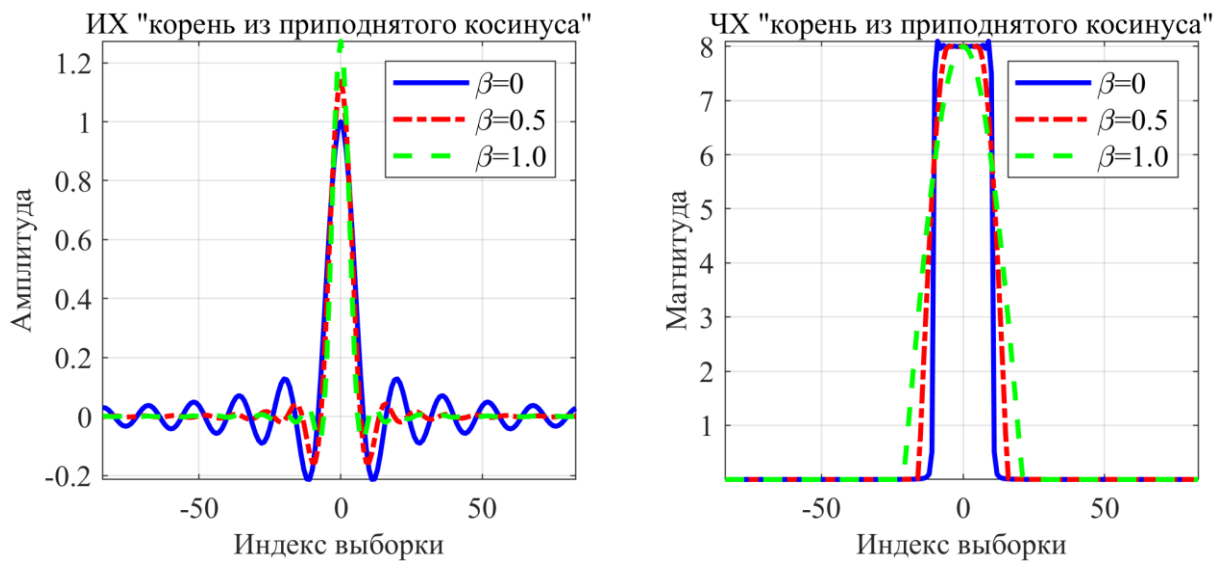


Рис. 2.8. ИХ и ЧХ фильтра «корень из приподнятого косинуса»



Скрипт 2.3. Функция ИХ фильтра «корень из приподнятого косинуса»:

```
clear all; clc;
% визуализация ИХ и ЧХ формирующего фильтра
irfn=21; % порядок фильтра
ipoint=8; % коэффициент передискретизации (число выборок на символ)
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
xx=[0:1:irfn*ipoint-1]-irfn*ipoint/2; % масштаб по выборкам
beta1=0; xh1=hcoef(irfn,ipoint,sr,beta1,1); xf1=abs(fftshift(fft(xh1)));
beta2=0.5; xh2=hcoef(irfn,ipoint,sr,beta2,1); xf2=abs(fftshift(fft(xh2)));
beta3=1; xh3=hcoef(irfn,ipoint,sr,beta3,1); xf3=abs(fftshift(fft(xh3)));
subplot(1,2,1); plot(xx,xh1,'b-', 'linewidth',2); grid on; hold on;
plot(xx,xh2,'r-.', 'linewidth',2); plot(xx,xh3,'g--', 'linewidth',2);
xlabel('индекс выборки'); ylabel('амплитуда');
legend('\beta=0', '\beta=0.5', '\beta=1.0'); axis('tight');
title('ИХ "корень из приподнятого косинуса"');
subplot(1,2,2); plot(xx,xf1,'b-', 'linewidth',2); grid on; hold on;
plot(xx,xf2,'r-.', 'linewidth',2); plot(xx,xf3,'g--', 'linewidth',2);
legend('\beta=0', '\beta=0.5', '\beta=1.0'); axis('tight');
xlabel('индекс выборки'); ylabel('магнитуда');
title('ЧХ "корень из приподнятого косинуса"');
% формирование коэффициентов фильтра «корень из приподнятого косинуса»
function [xh] = hcoef(irfn,ipoint,sr,beta,ncc)
% Выходные данные:
% xh - коэффициенты формирующего (прд) или сглаживающего (прм) фильтра
% Входные параметры:
% irfn : число символов для фильтрации (порядок фильтра)
% ipoint : число выборок на символ
% sr : символьная скорость
% beta : коэффициент сглаживания
% ncc : 1 - формирующий (прд) фильтр; 0 - сглаживающий (прм) фильтра

% point = ipoint; % инициализация point числом выборок на символ
tr = sr; % инициализация tr символьной скоростью
tstp = 1/tr/ipoint; % период дискретизации
n = ipoint*irfn; % число коэффициентов фильтра
mid = n/2 + 1; % индекс центрального коэффициента фильтра
for i = 1 : n % цикл по коэффициентам фильтра
    j = i - mid; % индекс коэффициента относительно центрального отсчета
    if j == 0.0
        xt = (1-beta+4*beta/pi)* tr; % центральный коэффициент h(0)
    else
        sub2 =(4*beta*j/ipoint)^2;
        if sub2 ~= 1.0
            x1=sin(pi*(1-beta)/ipoint*j)/pi/(1-sub2)/j/tstp;
            x2=cos(pi*(1+beta)/ipoint*j)/pi*(4*beta*tr)/(1-sub2);
            xt = x1 + x2;
        else
            xt = beta*tr*((1-2/pi)*cos(pi/4/beta)+...
                (1+2/pi)*sin(pi/4/beta))/sqrt(2);
        end % if sub2 ~= 1.0
    end % if j == 0.0
end % if ncc == 0 % сглаживающий (прм) фильтр
    xh(i) = xt/ipoint/tr; % нормировочный коэффициент
elseif ncc == 1 % формирующий (прд) фильтр
    xh(i) = xt/tr; % нормировочный коэффициент
```



```

else
    error('ncc error');
end % if ncc == 0
end % for i = 1 : n
end

```

2.2. Использование моделей формирующего и согласованного фильтров. Задание к лабораторной работе

2.2.1. Использование модели фильтра «приподнятого косинуса»

Рис. 2.9 и рис. 2.10 иллюстрируют примеры работы фильтра с ИХ длиной 40 символов при передаче 50 символов с передискретизацией в 8 раз и символьной скоростью $R = 1$ Мсимв./с для двух параметров коэффициента сглаживания $\beta = 0,1$ и $\beta = 0,9$ соответственно.

Скрипт 2.4. Пример работы фильтра типа «приподнятого косинуса»:

```

clear all; clc; close all;
L=40; % длина фильтра
R=1e6; % символьная скорость 1 Мсимв./с
sps=8; % число выборок на символ
Fs=sps*R; % частота дискретизации (передискретизация в 8 раз)
T=1/R; % длительность символа
Ts=1/Fs; % период дискретизации
beta =0.5; % коэффициент сглаживания
nsym=500; % число символов
% синтез фильтра типа "приподнятого косинуса"
if mod(L,2)==0
    M=L/2 ; % для четных L
else
    M=(L-1)/2; % для нечетных L
end
h=zeros(1,L);
for n=-M:M
    num=sin(pi*n*Ts/T)*cos(beta*pi*n*Ts/T);
    den=(pi*n*Ts/T)*(1-(2*beta*n*Ts/T)^2);
    h(n+M+1)=num/den;
    if (1-(2*beta*n*Ts/T)^2)==0
        h(n+M+1)=pi/4*sin(pi*n*Ts/T)/(pi*n*Ts/T);
    end
    if n==0
        h(n+M+1)=cos(beta*pi*n*Ts/T)/(1-(2*beta*n*Ts/T)^2);
    end
end
end
figure(1);
subplot(3,2,1); % impz(h,1); % отображение ИХ цифрового фильтра
stem(h); grid on; axis('tight'); title('ИХ фильтра');
% пример фильтрации символов
data=2*(rand(1,nsym)>=0.5)-1; % формирование биполярных символов

```



```

output=upsample(data,Fs/R); % передискретизация символов
y=conv(h,output); % свертка символов с ИХ фильтра
% y=filter(g,1,output); % фильтрация символов с ИХ фильтра
subplot(3,2,[3 4]); stem(data); grid on; axis('tight');
title('Символы на входе фильтра'); ylabel('амплитуда'); %xlabel('символы');
subplot(3,2,[5 6]); plot(y); grid on; axis('tight');
title('символы на выходе фильтра');ylabel('амплитуда'); xlabel('выборки');
% оценка спектра сигнала
L=length(y); NFFT=2^nextpow2(L);
FFTY=fft(y,NFFT); FFTY=fftshift(FFTY)/L; f1=(-NFFT/2:NFFT/2-1)*Fs/NFFT;
subplot(3,2,2); plot(f1,20*log10(abs(FFTY))); grid on;
xlabel('частота, Гц');ylabel('магнитуа, дБ'); title('спектр сигнала');
% глазковая диаграмма
eyediagram(y,2*sps); grid on;

```

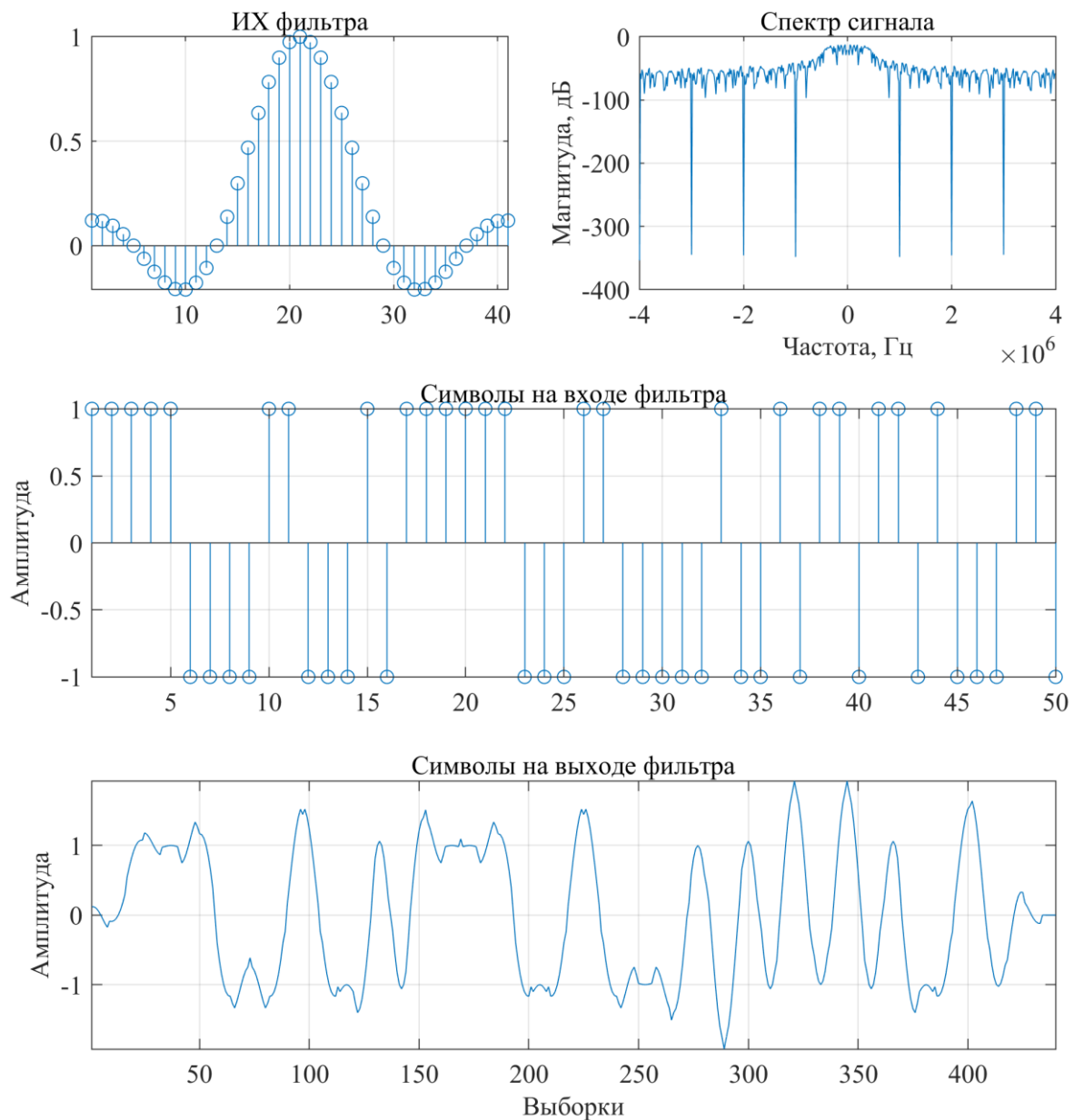


Рис. 2.9. Функционирование фильтра при $\beta = 0,1$



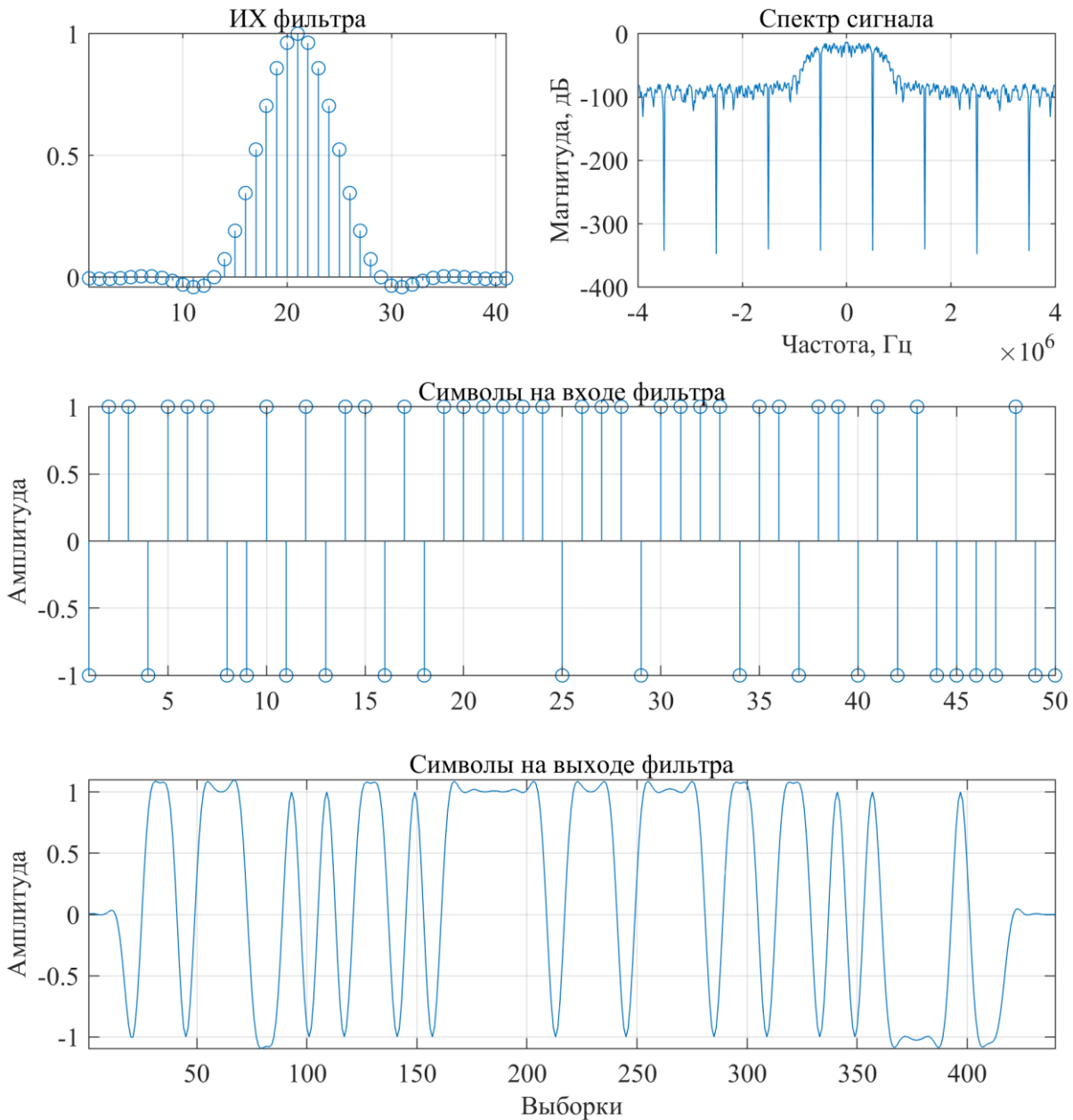


Рис. 2.10. Функционирование фильтра при $\beta = 0,9$

Из графиков символов на выходе фильтра следует, что при $\beta = 0,9$ амплитуда сигнала меняется в меньших пределах, чем при $\beta = 0,1$. Из спектров сигналов на выходе фильтра следует, что при ограничении полосы с помощью фильтра Найквиста при $\beta = 0,1$ ширина спектра меньше, чем при $\beta = 0,9$: при $\beta = 0,1$ получаем примерно 1 МГц, т. е. почти теоретический предел спектральной эффективности 1 бит/с/Гц (для ФМ-2); при $\beta = 0,9$ ширина спектра примерно равна ширине главного лепестка спектра без фильтра Найквиста (рис. 2.1, б), т. е. 2 МГц со спектральной эффективностью 0,5 бит/с/Гц; при $\beta = 0,5$ получаем промежуточное значение ширины полосы сигнала.



Главным преимуществом использования фильтра Найквиста является возможность сужения полосы сигнала вплоть до теоретического предела 1 бит/с/Гц с полным подавлением боковых лепестков. Однако иногда используют и $\beta = 0,9$. Это обусловлено главным образом тем, что при $\beta = 0,9$ получается наибольшая помехоустойчивость при передаче данных, кроме того, амплитудная огибающая меняется в меньших пределах [14, 15].

Главным недостатком использования фильтра Найквиста при модуляции ФМ-2 являются повышенные требования к устройству временной синхронизации при демодуляции, поскольку МСИ отсутствует только в заданные моменты времени, соответствующие импульсам тактового генератора $\delta(t - kT - T/2)$. Во все другие моменты времени МСИ велика; это приводит к меньшей помехоустойчивости сигнала, причем помехоустойчивость тем хуже, чем меньше параметр β и соответственно уже полоса [15].

2.2.2. Использование глазковых диаграмм

Снижение помехоустойчивости (п/у) можно проиллюстрировать также глазковыми диаграммами. На рис. 2.11 приведен пример глазковой диаграммы для 500 символов на интервале передачи двух символов с использованием команды `eyediagram(y, 2*sps)` [18]. На сгенерированных диаграммах из сравнения следует, что при $\beta = 0,1$ амплитуда сигнала меняется в больших пределах, чем при $\beta = 0,9$, а глаз выглядит ограниченным (рис. 2.11, а), при $\beta = 0,9$ глаз становится более открытым (рис. 2.11, б). С точки зрения п/у ограничение β приводит к росту ошибок.

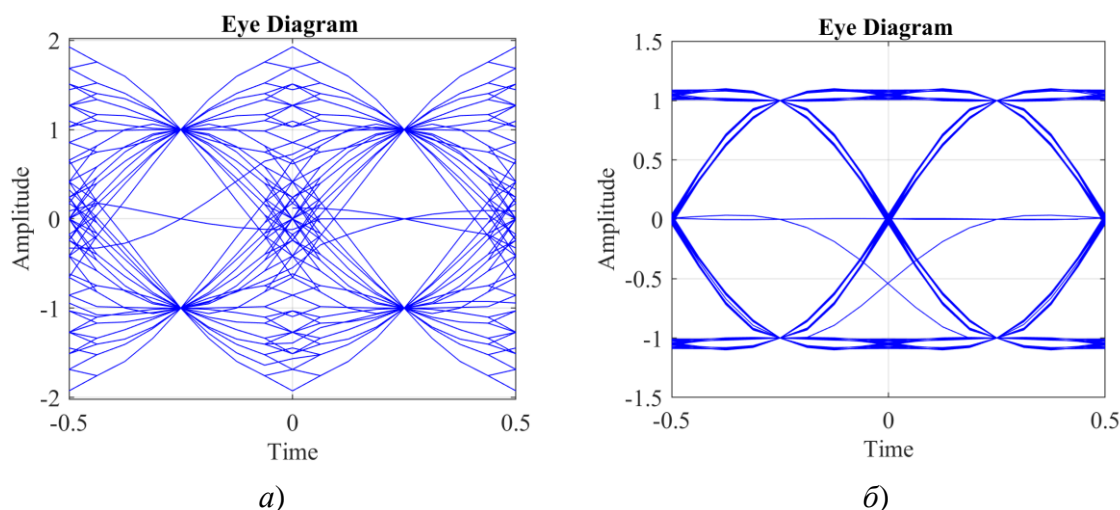


Рис. 2.11. Глазковая диаграмма сигналов:
 а) $\beta = 0,1$; б) $\beta = 0,9$

С точки зрения исследования глазковая диаграмма – это изображение на экране осциллографа в виде результата наложения импульсных сигналов друг на друга. Наложение множества символов дает глазковую диаграмму,



называемую так потому, что получающееся изображение выглядит как открывание глаза [19]. Используя глазковую диаграмму, можно оценить дефекты радиоканала, которые приводят к ошибкам, когда приемник пытается интерпретировать значение символа. Приемник по амплитуде принятого сигнала распознает его как логический ноль или логическую единицу. Чтобы избежать появления ошибок, амплитуда принятого сигнала анализируется в середине глазка, где вероятность возникновения ошибки минимальна. По мере приближения к точке наложения соседних символов вероятность ошибок растет. Для минимизации ошибок синхронизации на приеме значение принятого сигнала анализируется в середине глазка, где вероятность возникновения ошибки минимальна. Теоретически глазковые диаграммы для нефильтрованных сигналов должны выглядеть как прямоугольники, однако конечное время фронта и спада приводит к тому, что диаграммы больше похожи на глазок. Рис. 2.12 иллюстрирует параметры, которые можно извлечь из визуального анализа глазковой диаграммы. В частности, глазковая диаграмма может указывать лучшую точку для выборки, показывать ОСШ (отношение сигнал/шум) в точке выборки и указывать величину джиттера (фазового дрожания при пересечении нуля) [19].

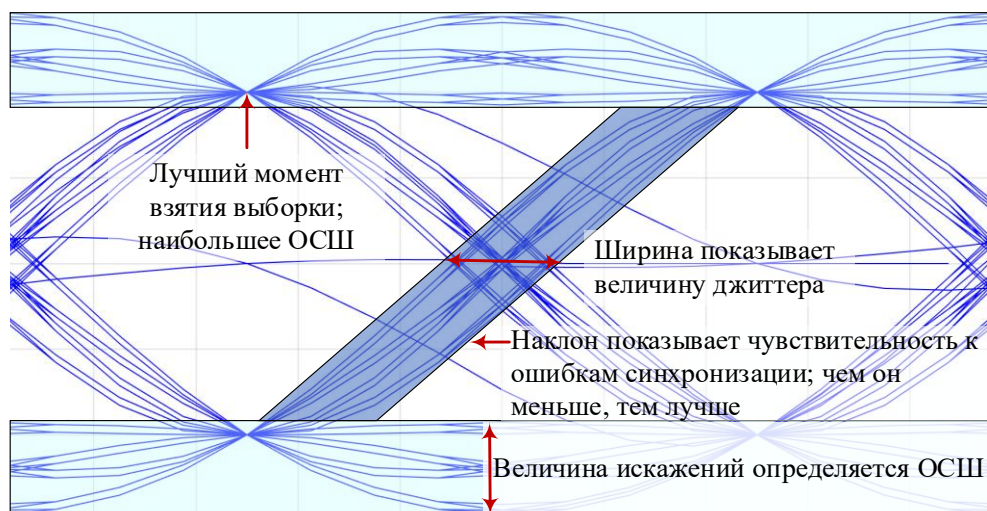


Рис. 2.12. Анализ глазковой диаграммы

Разработанный набор скриптов Matlab для синтеза импульсных и частотных характеристик формирующих и согласованных фильтров с заданными параметрами коэффициента сглаживания и ограничения длины позволяет исследовать их частотно-временные характеристики, а также проводить оценку их применимости по глазковой диаграмме. Предложенный подход с реализацией функций фильтрации в среде Matlab иллюстрирует развитие перспективной тенденции передачи, приема и обработки сигналов средствами модельно-ориентированного проектирования и программно-конфигурируемого радио.



3. СИГНАЛЫ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

3.1. Модели обработки сигналов фазовой манипуляции.

Материал к практическому занятию

3.1.1. Процедуры передачи, приема и обработки сигналов ФМ-2

Сигнал ФМ-2 преобразует входные биты «0» и «1» непосредственно в фазы «0» и «π». Выражение сигнала ФМ-2 можно представить в виде

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \pi d_k), \quad (3.1)$$

где d_k – k -й информационный символ; f_c – несущая радиочастота. Рис. 3.1 иллюстрирует укрупненную схему передачи, приема и обработки сигналов ФМ-2 для получения показателя вероятности битовых ошибок BER в полосе информационных частот (baseband). Процедуры полосовой (ПФ) и низкочастотной (ФНЧ) фильтрации, переноса частоты, цифроаналогового (ЦАП) и аналого-цифрового (АЦП) преобразований не рассматриваются.

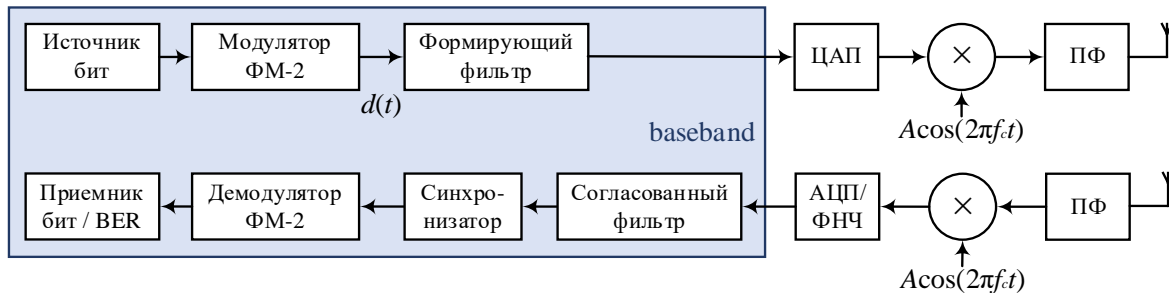


Рис. 3.1. Укрупненная схема передачи, приема и обработки сигналов ФМ-2

Цифровой сигнал на выходе модулятора можно представить как

$$d(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k \{g_T(t) \cdot \delta(t - kT)\} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_k \cdot g_T(t - kT), \quad (3.2)$$

где $g_T(t)$ – форма импульса; T – длительность информационного бита (символа для ФМ-2); длительность информационного бита T_b обратно пропорциональна битовой скорости $R_b = 1/T_b$; длительность символа T обратно пропорциональна символьной скорости $R = 1/T$; $\delta(t)$ – дельта-функция:

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0; \\ 0, & t \neq 0. \end{cases} \quad (3.3)$$

Если $g_T(t)$ имеет форму прямоугольного импульса, тогда справедливо:

$$g_T(t) = \begin{cases} 1, & -T/2 \leq t \leq T/2; \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (3.4)$$



Соотношение между d_k , $g_T(t)$, $\delta(t)$ и $d(t)$ иллюстрирует рис. 3.2 для последовательности информационных битов $[1,0,1,1,0,0]$, которым соответствуют биполярные символы $\{d_k: k = 1, \dots, 6\} = [1, -1, 1, 1, -1, -1]$. Результирующая форма сигнала $d(t)$ во временном домене представлена последовательностью прямоугольных биполярных импульсов. Прямоугольная форма импульсов приводит к неприемлемо высокому уровню внеполосных излучений. Для ограничения в частотном домене полосы значением $|f| < 0,5/T$ импульсы должны иметь форму $\text{sinc}(t) = \sin(t)/t$; в таком случае во временном домене форма импульсов становится отличной от прямоугольной.

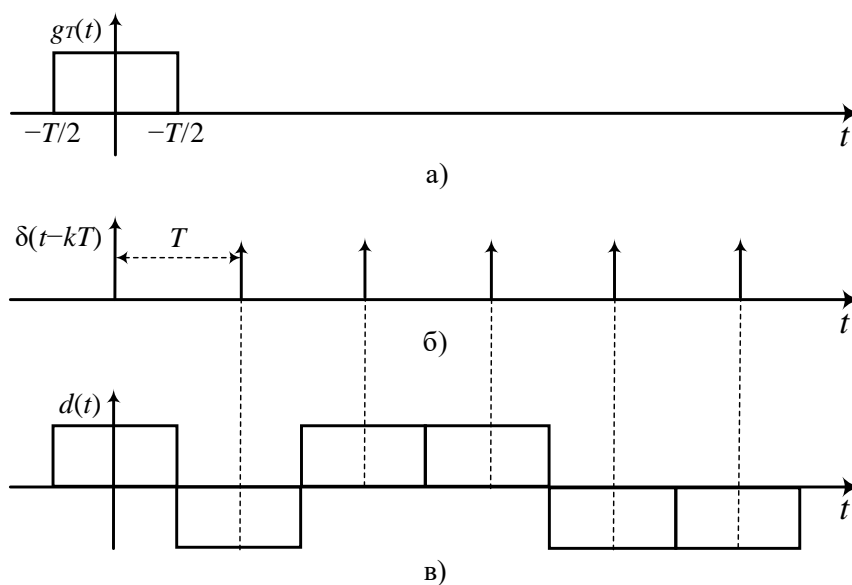


Рис. 3.2. Соотношение между dk , $g_T(t-T/2)$, $\delta(t)$ и $d(t)$:
 а) форма прямоугольного импульса; б) дельта-функции;
 в) последовательность биполярных импульсов

Формирующая фильтрация символов $d(t)$ производится с использованием ИХ (2.19). Используя выражения (3.2) и (3.4), переданный сигнал можно представить выражением:

$$s(t) = d(t) \cos(2\pi f_c t). \quad (3.5)$$

После прохождения радиоканала с импульсной характеристикой $h(\tau, t)$ и аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ, AWGN – Additive white Gaussian noise) $n(t)$ принятый сигнал $r(t)$ можно представить выражением:

$$r(t) = \int_0^\infty h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (3.6)$$

В приемнике принятый сигнал проходит через ПФ (в ИМ не учитывается), полоса пропускания которого достаточна для исключения искажений при фильтрации. Затем принятый сигнал умножается на несущую частоту $\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ для переноса в baseband, где $\theta(t)$ – начальный фазовый



сдвиг опорного сигнала несущей. Влияние фазового сдвига в опорном сигнале на демодулированный сигнал формализовано в разд. 1.8.1. Демодуляция принятых символов ФМ-2 осуществляется по формуле

$$\hat{d}_k = \begin{cases} 1, & r(t) > 0; \\ 0, & r(t) < 0. \end{cases} \quad (3.7)$$

Оценим помехоустойчивость (п/у) сигналов ФМ-2 в канале с АБГШ. Задачей оценки п/у является получение зависимости вероятности битовой ошибки BER (Bit Error Rate) от отношения энергии бита E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 . Далее отношение $\gamma_0 = E_b/N_0$ будем для краткости называть отношением сигнал/шум (ОСШ). Сигналы ФМ-2 преобразуют на передающей стороне исходный битовый поток в модуляционные символы $d(t)$ следующим образом:

$$\begin{aligned} 1 &\rightarrow s(t) = +\sqrt{E_b}; \\ 0 &\rightarrow s(t) = -\sqrt{E_b}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

В выражении (3.8) берется квадратный корень из энергии бита E_b , так как модуляционные символы $s(t)$ имеют размерность амплитуды.

3.1.2. Учет шума при оценке помехоустойчивости сигналов ФМ-2

При добавлении выборок АБГШ к символам необходимо учитывать отношение сигнал/шум (ОСШ, SNR – Signal-to-Noise Ratio), которое определяется как отношение мощности сигнала P_s (Вт) в информационной полосе F (Гц) к мощности шума P_N (Вт):

$$SNR = \frac{P_s}{P_N}. \quad (3.9)$$

Мощность шума P_N (Вт) определяется произведением двусторонней спектральной плотности мощности (СПМ) шума $\left(\frac{\text{Вт}}{\text{Гц}}\right)$ и удвоенной информационной полосы частот (Гц) [13]:

$$P_N = \frac{N_0}{2} \cdot 2F = N_0F. \quad (3.10)$$

С учетом (3.10) выражение (3.9) можно представить в виде

$$SNR = \frac{P_s}{N_0F}. \quad (3.11)$$

Пусть T_b (с) – длительность бита, тогда битовая скорость R_b $\left(\frac{\text{бит}}{\text{с}}\right)$:

$$R_b = \frac{1}{T_b}. \quad (3.12)$$



Пусть $T_s(c)$ – длительность символа, тогда символьная скорость $R_s \left(\frac{\text{СИМВ}}{c} \right)$ определяется выражением

$$R_s = \frac{1}{T_s}. \quad (3.13)$$

Энергия бита $\left(\frac{\text{Вт}}{\text{бит/с}} \right)$ определяется выражением

$$E_b = \frac{P_s}{R_b}. \quad (3.14)$$

С учетом зависимости $R_s \approx F$ энергию или СПМ шума $\left(\frac{\text{Вт}}{\text{СИМВ./с}} \right)$ получим из (3.10) [13]:

$$N_0 = \frac{P_N}{R_s}. \quad (3.15)$$

Отношение $\gamma_0 = E_b/N_0$ из (3.14) и (3.15) рассчитывается по формуле:

$$\gamma_0 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_s R_s}{R_b P_N}. \quad (3.16)$$

Из выражения (3.16) можно выразить мощность шума P_N [13]:

$$P_N = \frac{P_s R_s}{R_b E_b/N_0}. \quad (3.17)$$

Отношение $\gamma_0 = E_b/N_0$ обычно задается в децибелах, поэтому для перехода к единицам измерения ваттам выражение (3.17) можно представить следующим образом:

$$P_N = \frac{P_s}{R_b} \frac{R_s}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}}. \quad (3.18)$$

Для ФМ-2 $R_s = R_b$, поэтому выражение (3.18) можно представить [13] как

$$P_N = \frac{P_s}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}}. \quad (3.19)$$

При добавлении выборок АБГШ $n(t)$ к символам $s(t)$ единичной мощности $P_s = 1$ с учетом E_b/N_0 для перехода к единицам измерения размерности амплитуд из (3.19) необходимо извлечь квадратный корень [13]:

$$n(t) \sim 10^{\frac{-E_b/N_0}{20}}. \quad (3.20)$$



3.1.3. Имитационная модель обработки сигналов ФМ-2

Рис. 3.3 иллюстрирует схему ИМ обработки сигналов ФМ-2.

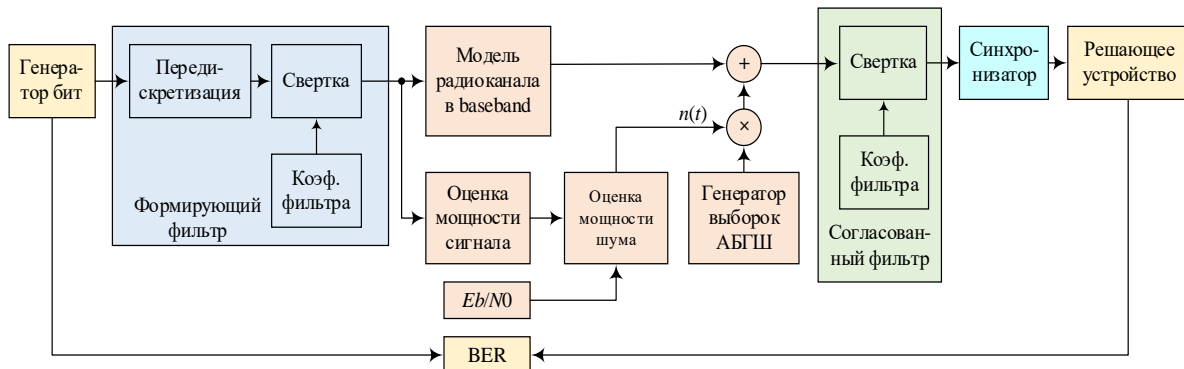


Рис. 3.3. Схема имитационной модели обработки сигналов ФМ-2

Рассмотрим основные процедуры ИМ обработки сигналов ФМ-2.

Команды инициализации исходных данных представлены ниже:

```
% исходные данные
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
m1=1; % порядок модуляции (для ФМ-2 равен 1)
br=sr*m1; % битовая скорость = символьная скорость*порядок модуляции
nd = 10; % число символов для моделирования в каждом цикле
ebn0=5; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации (число выборок на символ)
```

С учетом передискретизации длительность элементарного временного интервала – периода дискретизации в подпрограмме синтеза формирующего и согласованного фильтров определяется выражением:

```
tr = sr; % инициализация tr символьной скоростью
tstp = 1/tr/ipoint; % период дискретизации
```

Для инициализации импульсных характеристик (2.19) формирующего и согласованного фильтров используются следующие параметры:

```
% инициализация фильтра
irfn=21; % порядок фильтра
alfs=0.5; % коэффициент сглаживания
[xh]=hcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,1); % коэффициенты формирующего фильтра
[xh2]=hcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,0); % коэффициенты согласованного фильтра
```

При этом коэффициенты ИХ масштабируются символьной скоростью для формирующего фильтра и символьной скоростью и коэффициентом передискретизации для сглаживающего фильтра:

```
if ncc == 0 % сглаживающий (прм) фильтр
    xh(i) = xt/ipoint/tr; % нормировочный коэффициент
elseif ncc == 1 % формирующий (прд) фильтр
```



```

        xh(i) = xt/tr;      % нормировочный коэффициент
else

```

В ИМ предусмотрена возможность оценки п/у как в канале с АБГШ, так и в канале с замираниями; в последнем случае инициализируются параметры для моделирования радиоканала с рэлеевскими замираниями:

```

fading=1; % 1 - с замираниями; 0 - без замираний
if fading==1 % параметры учета замираний
    itau = [0]; dlv1 = [0]; n0=[6];
    th1=[0.0]; itnd0=nd*ipoint*100;
    itnd1=[1000]; now1=1; fd=200; flat=1; tstp=1/sr/ipoint;
end

```

Затем инициализируются переменные для оценки числа ошибок:

```

nloop=100; % число циклов моделирования
noe = 0;   % число ошибок
nod = 0;   % число переданных бит

```

В каждом цикле ИМ генератор формирует определенное число бит:

```

data=rand(1,nd)>0.5; % формирование бит

```

Затем биты преобразуются в биполярные символы:

```

data1=data.*2-1; % модуляция ФМ-2

```

Повышение частоты дискретизации биполярных символов производится с использованием функции `oversamp`:

```

data2 = oversamp(data1, nd, ipoint); % передискретизация

```

Формирующая фильтрация на передающей стороне осуществляется операцией свертки символов с повышенной в `ipoint` раз по сравнению с символьной скоростью частотой дискретизации по формулам (2.3), (3.2):

```

data3 = conv(data2,xh); % свертка (формирующая фильтрация на передаче)

```

После формирующей фильтрации сигнал поступает в эквивалентную низкочастотную модель радиоканала. В радиоканале с замираниями выборки `data3` поступают на вход функции `sefade` (скрипт 1.12) [9]:

```

if fading==1
    % добавление замираний
    [ifade,qfade]=sefade(data3,zeros(1,length(data3)),itau,dlv1,th1,n0,...
        itnd1,now1,length(data3),tstp,fd,flat);
    % обновление счетчика замираний
    itnd1 = itnd1+ itnd0;
elseif fading==0
    [ifade]=data3;
end

```



Далее как для канала с замираниями, так и для канала с АБГШ осуществляется оценка мощности сигнала и мощности шума, после чего по формуле (3.20) вычисляется коэффициент ослабления:

```
% оценка коэффициента ослабления attn амплитуды сигнала по ebn0
spow=sum(data3.*data3)/nd;
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10));
```

Затем с использованием генератора с нормальным распределением осуществляется добавление выборок АБГШ:

```
inoise=randn(1,length(iframe))*attn; % формирование выборок шума
data4=iframe+inoise; % добавление выборок шума
```

Принятый сигнал поступает на вход согласованного фильтра, где выполняется его свертка с коэффициентами согласованного фильтра $xh2$ [9]:

```
% приемник
data5=conv(data4,xh2); % свертка (согласованная фильтрация на приеме)
```

Так как и формирующий и согласованный фильтры вносят задержку, определяемую длиной фильтра и коэффициентом передискретизации, равную $(irfn*ipoint)/2$, в блоке синхронизатора производится оценка индекса взятия отсчета для решающего устройства, равная $irfn*ipoint$:

```
sampl=irfn*ipoint+1; % оценка индекса выборки для решения
data6 = data5(sampl:ipoint:ipoint*nd+sampl-1); % выборка
```

В решающем устройстве демодуляция производится по правилу (3.7):

```
demodata=data6 > 0; % демодуляция ФМ-2
```

Рис. 3.4 иллюстрирует преобразования сигналов в ИМ.

Для подсчета ошибок в каждом цикле переданные биты `data` сравниваются с принятыми битами `demodata` [9]:

```
% подсчет ошибок: Bit Error Rate (BER)
noe2=sum(abs(data-demodata)); % оценка несовпадающих бит (ошибок)
nod2=length(data); % число несовпадающих бит (ошибок)
```

Накопление и усреднение ошибок производится по числу циклов [9]:

```
noe=noe+noe2; % сумма ошибок по циклам
nod=nod+nod2; % сумма переданных бит по циклам
ber = noe/nod;
```



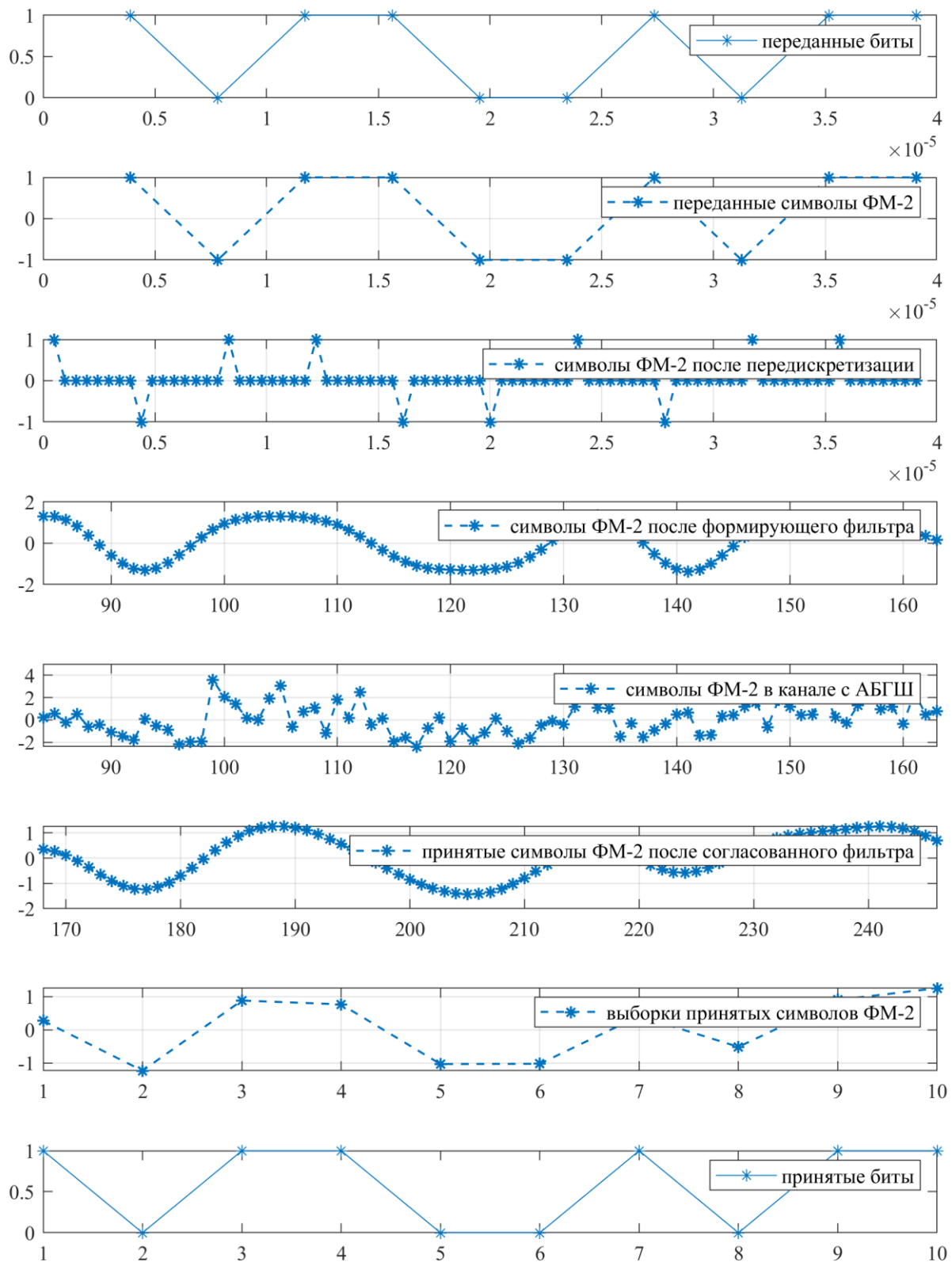


Рис. 3.4. Формы сигналов в ИМ оценки п/у ФМ-2

Скрипт 3.1 содержит рассмотренные процедуры для оценки п/у сигналов ФМ-2 при заданном отношении $\gamma_0 = E_b/N_0$ [9].



Скрипт 3.1. Оценка п/у сигналов ФМ-2 для заданного отношения γ_0 :

```
% Программа передачи и приема сигналов ФМ-2 с формирующей
% фильтрацией на передаче и согласованной фильтрацией на приеме
clear all; clc;
% исходные данные
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
m1=1; % порядок модуляции (для ФМ-2 равен 1)
br=sr*m1; % битовая скорость = символьная скорость*порядок модуляции
nd = 10000; % число символов для моделирования в каждом цикле
ebn0=10; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации (число выборок на символ)
% инициализация фильтра
irfn=21; % порядок фильтра
alfs=0.5; % коэффициент сглаживания
[xh]=hcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,1); % коэффициенты формирующего фильтра
[xh2]=hcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,0); % коэффициенты согласованного фильтра
% режим с замираниями или без
fading=1; % 1 - с замираниями; 0 - без замираний
if fading==1
    % параметры учета замираний
    itau = [0]; dlv1 = [0]; n0=[6];
    th1=[0.0]; itnd0=nd*ipoint*100;
    itnd1=[1000]; now1=1; fd=200; flat=1; tstp=1/sr/ipoint;
end

nloop=100; % число циклов моделирования
noe = 0; % число ошибок
nod = 0; % число переданных бит
for i=1:nloop
    data=rand(1,nd)>0.5; % формирование бит
    data1=data.*2-1; % модуляция ФМ-2
    data2 = oversamp(data1, nd, ipoint); % передискретизация
    data3 = conv(data2,xh); % свертка (формирующая фильтрация на передаче)
    if fading==1
        % добавление замираний
        [ifade,qfade]=sefade(data3,zeros(1,length(data3)),itau,dlv1,th1,n0,...
            itnd1,now1,length(data3),tstp,fd,flat);
        % обновление счетчика замираний
        itnd1 = itnd1+ itnd0;
    elseif fading==0
        [ifade]=data3;
    end
    % оценка коэффициента ослабления attn амплитуды сигнала по ebn0
    spow=sum(data3.*data3)/nd;
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10));
    % канал: добавление АБГШ с коэффициентом attn
    inoise=randn(1,length(ifade))*attn; % формирование выборок шума
    data4=ifade+inoise; % добавление выборок шума
    % приемник
    data5=conv(data4,xh2); % свертка (согласованная фильтрация на приеме)
    syncpoint=irfn*ipoint+1; % оценка индекса выборки для решения
    data6 = data5(syncpoint:ipoint:ipoint*nd+syncpoint-1); % выборка
    demodata=data6 > 0; % демодуляция ФМ-2
    % подсчет ошибок: Bit Error Rate (BER)
    noe2=sum(abs(data-demodata)); % оценка несовпадающих бит (ошибок)
    nod2=length(data); % число несовпадающих бит (ошибок)
end
```



```

noe=noe+noe2; % сумма ошибок по циклам
nod=nod+nod2; % сумма переданных бит по циклам
fprintf('%d\t%e\n',i,noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop

% вывод и сохранение результатов
ber = noe/nod; fprintf('\n%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid = fopen('bpsk_ber.dat','a'); fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber); fclose(fid);
% оценка ber по данным из файла
load('bpsk_ber.dat'); ebn0=bpsk_ber(:,1); ber=bpsk_ber(:,2);
ebn0_lin=10.^(ebn0/10);
if fading==1
    bpsk_ber_theory=0.5*(1-1./sqrt(1+1./ebn0_lin));
elseif fading==0
    bpsk_ber_theory=0.5*erfc(sqrt(ebn0_lin));
end
semilogy(ebn0,ber,'r*--','linewidth',1); grid on; hold on;
semilogy(ebn0,bpsk_ber_theory,'b*--','linewidth',1);
legend('модель', 'теория'); ylabel('BER'); xlabel('E_{b}/N_{0}');

```

Теоретическая оценка п/у сигналов ФМ-2 в канале с АБГШ и замираниями (с одной МЛК, распределенной по закону Рэлея) осуществляется по формулам [13]:

$$BER_{BPSK-AWGN} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}); \quad (3.21)$$

$$BER_{BPSK-fading} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right). \quad (3.22)$$

Рис. 3.5 иллюстрирует кривые BER сигналов ФМ-2 с АБГШ и замираниями, полученные с использованием ИМ и формул (3.21), (3.22).

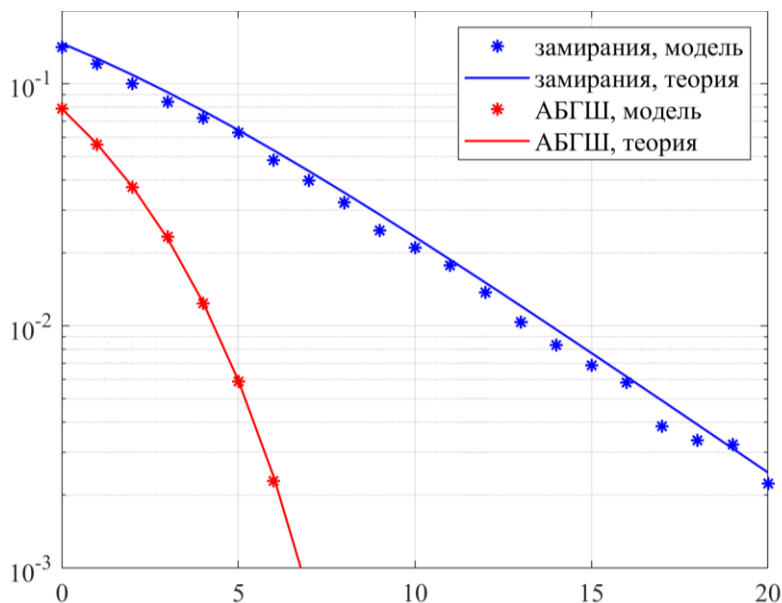


Рис. 3.5. П/у сигналов ФМ-2 в канале с АБГШ и замираниями



3.2. Модели обработки сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Материал к практическому занятию

3.2.1. Процедуры передачи приема и обработки сигналов ФМ-4

Сигнал ФМ-4 (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying) получается из двух сигналов ФМ-2 (BPSK – Binary Phase Shift Keying) путем их передачи на ортогональных несущих $\cos 2\pi f_c t$ и $\sin 2\pi f_c t$. На интервале периода $T_c = 1/f_c$ две несущие остаются ортогональными:

$$\int_0^{T_c} \cos 2\pi f_c t \sin 2\pi f_c t = 0. \quad (3.23)$$

Сигнал ФМ-4 может быть представлен выражением

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin(2\pi f_c t). \quad (3.24)$$

Канал на несущей $\cos(2\pi f_c t)$ называется синфазным и обозначается в ИМ как *ich*, а канал на несущей $\sin(2\pi f_c t)$ называется квадратурным и обозначается в ИМ как *qch*; соответственно, в канале *ich* передаются информационные символы $d_I(t)$, а в канале *qch* – символы $d_Q(t)$. Модуляционные схемы, использующие для передачи синфазную и квадратурную составляющие, называются схемами с квадратурной модуляцией.

Рис. 3.6 иллюстрирует укрупненную схему передачи, приема и обработки сигналов ФМ-4 для получения ВЕР в полосе информационных частот (baseband). Процедуры ПФ и ФНЧ, переноса частоты, ЦАП и АЦП не рассматриваются.

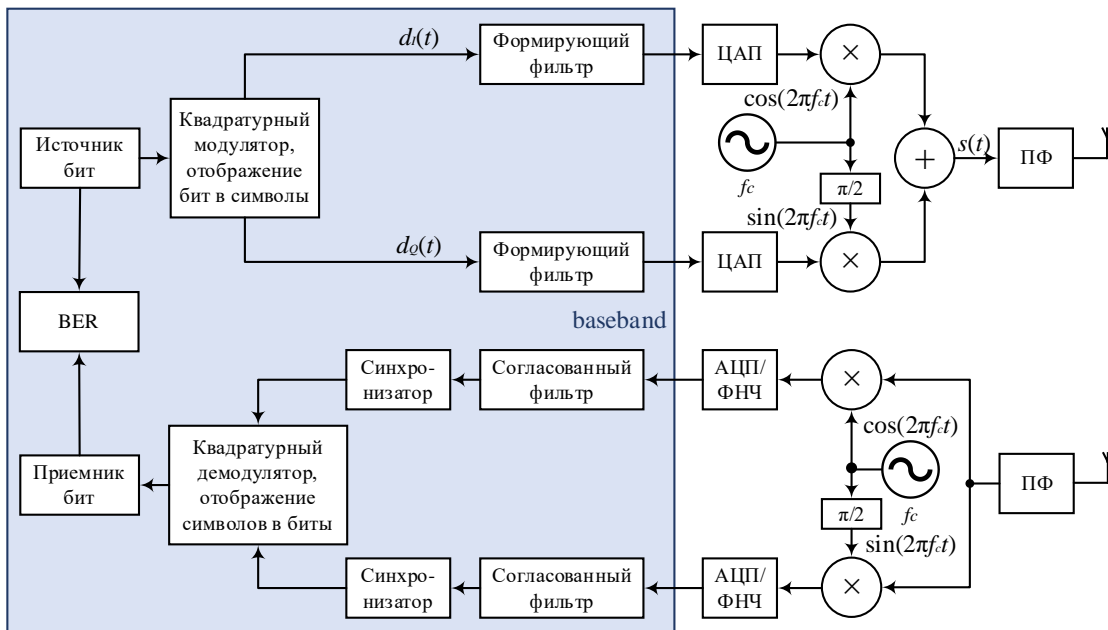


Рис. 3.6. Укрупненная схема обработки сигналов квадратурной модуляции



На передаче исходный последовательный битовый поток распараллеливается на синфазный i_{ch} и квадратурный q_{ch} каналы. Затем сигналы синфазного $d_I(t)$ и квадратурного $d_Q(t)$ каналов поступают на формирующий фильтр, после чего производится их ЦАП; далее выполняется аналоговое повышающее преобразование частоты с переносом на несущую f_c .

На приеме после полосовой фильтрации выполняется аналоговое понижающее преобразование частоты; затем сигналы синфазного и квадратурного каналов оцифровывается и поступают на согласованные фильтры. После синхронизации моментов взятия выборок производится отображение демодулированных символов в биты с восстановлением последовательного битового потока из двух параллельных. Рис. 3.7 иллюстрирует пример отображения последовательности символов $d(t) = [1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1]$ с интервалом следования T на квадратурные каналы ФМ-4: четные символы $d_I(t) = [1, -1, 1, -1]$ синфазного канала i_{ch} и нечетные символы $d_Q(t) = [1, -1, -1, 1]$ квадратурного канала q_{ch} с интервалом следования $2T$ [9].

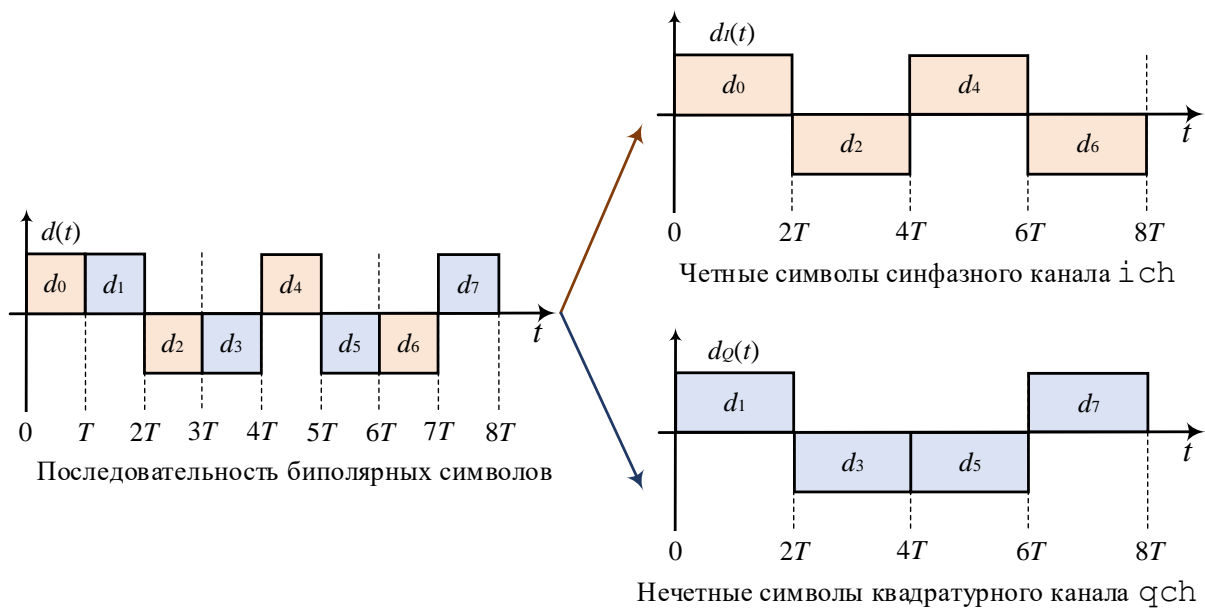


Рис. 3.7. Отображение символов на квадратурные каналы ФМ-4

3.2.2. Имитационная модель обработки сигналов ФМ-4

Рис. 3.8 иллюстрирует схему ИМ обработки сигналов ФМ-4 [9].

Команды инициализации исходных данных [9]:

```
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
ml=2; % порядок модуляции (BPSK:ml=1,QPSK:ml=2,16QAM:ml=4)
br=sr*ml; % битовая скорость бит/с
nd = 100; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=3; % Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
```



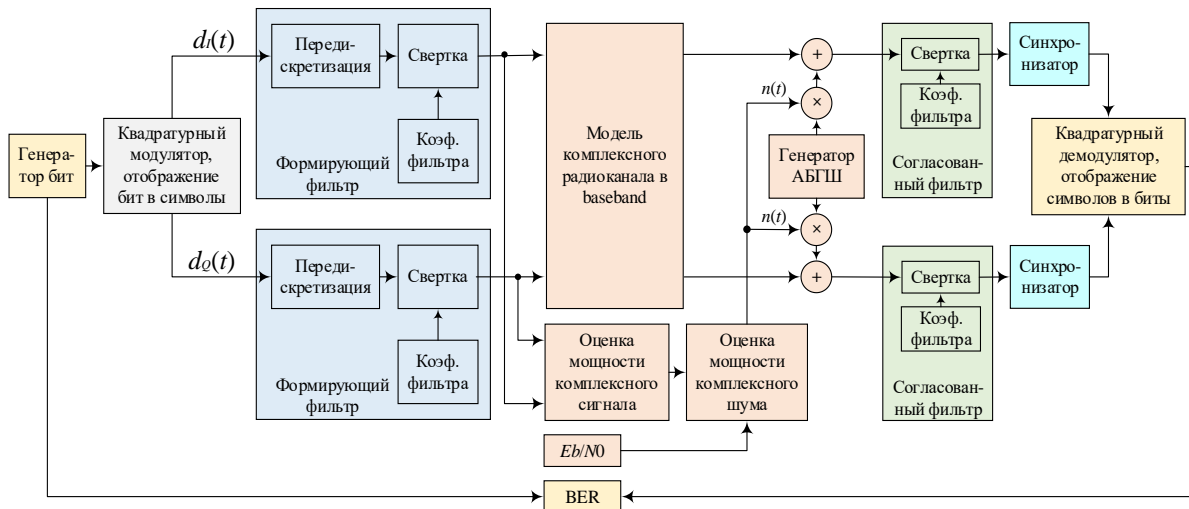


Рис. 3.8. Схема ИМ обработки сигналов квадратурной модуляции

В отличие от ИМ п/у сигналов ФМ-2 для сигналов ФМ-4 порядок модуляции равен 2, при этом генератор формирует вектор из $nd \cdot m1$ битов:

```
data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
```

Отображение битов в символы выполняется командой:

```
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы ФМ-4
```

с помощью функции `qpskmod` (скрипт 3.2).

Скрипт 3.2. Функция отображения битов в символы ФМ-4 (модуляция ФМ-4):

```
% qpskmod.m, отображение битов в символы ФМ-4
function [iout,qout]=qpskmod(paradata,para,nd,m1)
% Входные параметры:
% paradata: матрица битов размера para*nd
% para: число параллельных каналов
% nd: число символов
% m1: порядок модуляции (BPSK:m1=1,QPSK:m1=2,16QAM:m1=4)
% Выходные параметры:
% iout: выходной сигнал Ich
% qout: выходной сигнал Qch
m2=m1/2;
paradata2=paradata*2-1;
count2=0;
for jj=1:nd % цикл по числу символов
    isi = zeros(para,1); % инициализация сигнала Ich
    isq = zeros(para,1); % инициализация сигнала Qch
    for ii = 1:m2
        isi=isi+2^(m2-ii)*paradata2((1:para),ii+count2);
        isq=isq+2^(m2-ii)*paradata2((1:para),m2+ii+count2);
    end
    iout((1:para),jj)=isi;
    qout((1:para),jj)=isq;
    count2=count2+m1;
end
end
```



Передискретизация сигналов синфазного и квадратурного каналов выполняется командой:

```
[ich1,qch1]= compoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
```

с помощью функции `compoversamp` (скрипт 3.3).

Скрипт 3.3. Функция передискретизации синфазного и квадратурного сигналов:

```
% compoversamp.m, повышение частоты дискретизации (добавление нулей)
function [iout,qout] = compoversamp(idata, qdata, nsymb, sample)
% Выходные параметры:
% iout: выходной сигнал Ich
% qout: выходной сигнал Qch
% Входные параметры:
% idata: входной сигнал Ich
% qdata: входной сигнал Qch
% nsymb: число символов
% sample: коэффициент передискретизации
iout=zeros(1,nsymb*sample);
qout=zeros(1,nsymb*sample);
iout(1:sample:1+sample*(nsymb-1))=idata;
qout(1:sample:1+sample*(nsymb-1))=qdata;
```

Формирующая фильтрация сигналов синфазного и квадратурного каналов выполняется командой [9]:

```
[ich2,qch2]= compconv(ich1,qch1,xh); % формирующая фильтрация в ПРД
```

с помощью функции `compconv` свертки синфазного и квадратурного сигналов с коэффициентами `xh` импульсной характеристики (скрипт 3.4).

Скрипт 3.4. Функция свертки синфазного и квадратурного сигналов с ИХ:

```
% compconv.m, фильтрация/свертка
function [iout, qout] = compconv(idata, qdata, filter)
% Выходные параметры:
% iout: выходной сигнал Ich
% qout: выходной сигнал Qch
% Входные параметры:
% idata: входной сигнал Ich
% qdata: входной сигнал Qch
% filter: коэффициенты фильтра
iout = conv(idata,filter);
qout = conv(qdata,filter);
```

Оценка мощности сигнала и шума осуществляются командами [9]:

```
spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % мощность переданного сигнала
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборок АБГШ
```

Добавление выборок АБГШ осуществляется командой:

```
[ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn); % добавление выборок АБГШ
```

с помощью функции `comb` добавления выборок шума с сигналом из синфазной и квадратурной составляющих (скрипт 3.5).



Скрипт 3.5. Функция добавления АБГШ к синфазному и квадратурному сигналам:

```
% comb.m, добавление выборок АБГШ
function [iout,qout] = comb(idata,qdata,attn)
% Выходные параметры:
% iout: выходной сигнал Ich
% qout: выходной сигнал Qch
% Входные параметры:
% idata: входной сигнал Ich
% qdata: входной сигнал Qch
% attn: коэффициент выборок АБГШ с учетом Eb/No
iout = idata(1:length(idata))+randn(1,length(idata))*attn;
qout = qdata(1:length(qdata))+randn(1,length(qdata))*attn;
```

На приемной стороне вследствие передискретизации и вносимой формирующим и согласованным фильтрами задержек при синхронизации выбираются корректные отсчеты для принятия решения о переданном символе. Задержка, вносимая каждым фильтром, равна $(irfn \cdot ipoint) / 2$, поэтому в блоке синхронизатора отсчет производится начиная с момента [9]:

```
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия выборки
```

с интервалом коэффициента передискретизации:

```
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия выборки
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % выборка ich
qch5=qch4(syncpoint:ipoint:length(qch4)); % выборка qch
```

Демодуляция (отображение символов ФМ-4 в биты):

```
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов ФМ-4 в биты
```

осуществляется с использованием функции `qpskdemod`.

Скрипт 3.6. Функция отображения символов ФМ-4 в биты (демодуляция ФМ-4):

```
% qpskdemod.m, отображение символов ФМ-4 в биты
function [demodata]=qpskdemod(idata,qdata,para,nd,m1)
% Входные параметры:
% idata: входной сигнал Ich
% qdata: входной сигнал Qch
% para: число параллельных каналов
% nd: число символов
% m1: порядок модуляции (BPSK:m1=1,QPSK:m1=2,16QAM:m1=4)
% Выходные параметры:
% demodata: матрица бит размера para*nd
demodata=zeros(para,m1*nd); % инициализация бит
demodata((1:para),(1:m1:m1*nd-1))=idata((1:para),(1:nd))>=0;
demodata((1:para),(2:m1:m1*nd))=qdata((1:para),(1:nd))>=0;
```

Для подсчета ошибок в каждом цикле переданные биты `data` сравниваются с принятыми битами `demodata`:

```
noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле ИМ
nod2=length(data1); % число переданных бит в цикле ИМ
```



Накопление и усреднение ошибок производятся по числу циклов [9]:

```
npe=npe+npe2; % число ошибок  
nod=nod+nod2; % число переданных бит
```

Для построения фазовой диаграммы сигналов используется команда:

```
scatterplot([ich2',qch2'],1,0,'b-');
```

Скрипт 3.7 содержит ИМ оценки п/у сигналов ФМ-4.

Скрипт 3.7. Имитационная модель оценки п/у сигналов ФМ-4:

```
clear all; close all; clc;  
% ИМ для оценки п/у сигналов ФМ-4  
% Исходные данные  
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с  
ml=2; % порядок модуляции (BPSK:ml=1,QPSK:ml=2,16QAM:ml=4)  
br=sr*ml; % битовая скорость бит/с  
nd = 50; % число символов для моделирования в одном цикле  
ebn0=3; % Eb/N0 в дБ  
ipoint=8; % коэффициент передискретизации  
% Инициализация фильтра  
irfn=21; % порядок фильтра  
alfs=0.5; % коэффициент сглаживания  
[xh] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,1); % ИХ формирующего фильтра ПРД  
[xh2] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,0); % ИХ сглаживающего фильтра ПРМ  
fading=1; % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний  
if fading==1  
% Инициализация параметров модели канала замираний  
tstp=1/sr/ipoint; % длительность выборки (разрешение по времени)  
itau = [0]; % вектор задержек копий прихода сигнала в ед. tstp  
dlvl = [0]; % вектор ослаблений копий прихода сигнала в дБ относительно LOS  
n0=[6]; % число синусоид для формирования замираний в одном луче  
th1=[0.0]; % вектор начальных фаз копий прихода сигнала в рад  
itnd0=nd*ipoint*100; % счетчик замираний  
itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний  
now1=1; % число копий прихода сигнала (LOS+NLOS)  
fd=160; % максимальный доплеровский сдвиг частоты в Гц  
% flat : признак замираний: гладкие или частотно-селективные  
% 1->flat: гладкие замирания: флуктуирует только амплитуда  
% 0->nomal: частотно-селективные: флуктуирует и амплитуда и фаза  
flat =1;  
end  
% параметры ИМ  
nloop=100; % число циклов ИМ  
npe = 0; % инициализация числа ошибок  
nod = 0; % инициализация числа переданных бит  
for iii=1:nloop  
data1=rand(1,nd*ml)>0.5; % формирование битов  
% ПРД  
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,ml); % отображение битов в символы ФМ-4  
[ich1,qch1]= comoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискр.  
[ich2,qch2]= comconv(ich1,qch1,xh); % формирующая фильтрация в ПРД  
% Канал  
spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % мощность переданного сигнала  
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборки АБГШ
```



```

if fading==1 % учет замираний
    [ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itau,d1v1,th1,n0,...
        itnd1,now1,length(ich2),tstp,fd,flat);
    itnd1 = itnd1+ itnd0; % Обновление счетчика замираний
elseif fading==0 % без замираний
    ifade=ich2; qfade=qch2;
end
[ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn); % добавление выборок АБГШ
% ПРМ
[ich4,qch4]= compconv(ich3,qch3,xh2); % сглаживающая фильтрация в ПРМ
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия выборки
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % выборка ich
qch5=qch4(syncpoint:ipoint:length(qch4)); % выборка qch
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отобр. симв. ФМ-4 в биты
%BER
noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле ИМ
nod2=length(data1); % число переданных бит в цикле ИМ
noe=noe+noe2; % число ошибок
nod=nod+nod2; % число переданных бит
end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid=fopen('ber_gmsk.dat','a');fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber);fclose(fid);
plot_iqch(ich2,qch2,ipoint);

```

Рис. 3.9 иллюстрирует фазовую диаграмму сигналов ФМ-4.

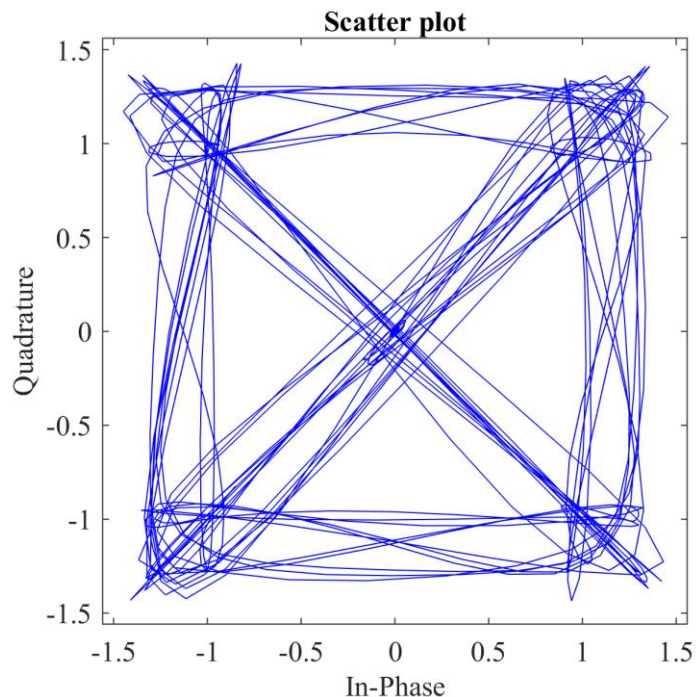


Рис. 3.9. Фазовая диаграмма сигналов ФМ-4

Рис. 3.10 иллюстрирует сигнал ФМ-4 на выходе формирующего фильтра во временной и частотной областях (скрипт 3.7).



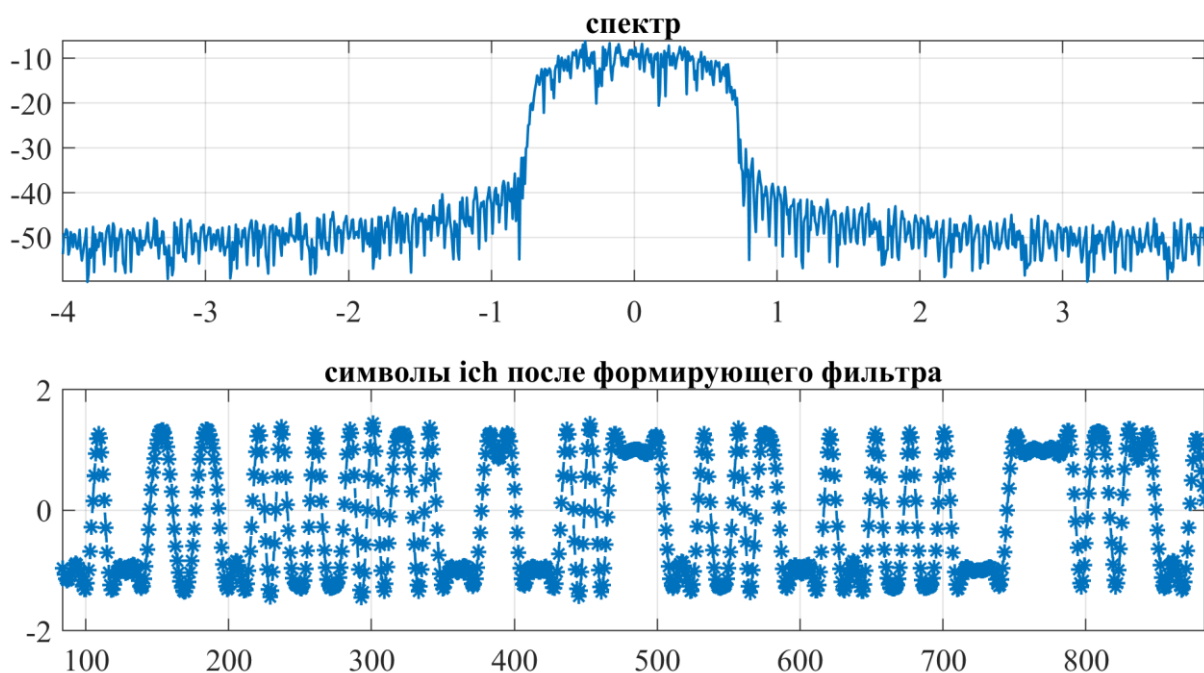


Рис. 3.10. Сигнал ФМ-4 на выходе формирующего фильтра

Скрипт 3.8. Функция построения сигнала во временной и частотной областях:

```
function plot_iqch(ich2,qch2,ipoint)
iqch2=ich2+sqrt(-1)*qch2; iqch2_length=length(iqch2);
nfft=2^nextpow2(iqch2_length);
iqch2_fft = fftshift(fft(iqch2,nfft))/iqch2_length);
fT=(-nfft/2:nfft/2-1)/nfft*ipoint;
figure(2); subplot(3,1,1); plot(fT,10*log10(abs(iqch2_fft)), 'linewidth',2);
grid on; ylim([-60 0]); title('нормированный спектр квадратурного сигнала');
subplot(3,1,2); plot(ich2,'b*--','linewidth',1); hold on;
plot(qch2,'g*--','linewidth',1); grid on; axis('tight');
legend('ich','qch'); title('амплитуда квадратурного сигнала');
subplot(3,1,3); plot(angle(iqch2),'r*--'); grid on; axis('tight');
% plot(atan(qch2./ich2),'r*--'); grid on; axis('tight');
% plot(atan2(qch2,ich2),'r*--'); grid on; axis('tight');
title('фаза квадратурного сигнала');
scatterplot([ich2',qch2'],1,0,'r*--');
end
```

Для ФМ-4 в каждом символе 2 бита и, следовательно, $R_s = R_b/2$, поэтому выражение (3.18) можно представить так:

$$P_N = \frac{P_s/2}{10^{-10} \frac{E_b}{N_0}}. \quad (3.25)$$

Ошибка в одном символе ФМ-4 при кодировании Грэя приводит к ошибке в одном бите, поэтому теоретическая оценка помехоустойчивости сигналов ФМ-4 в канале с АБГШ и замираниями аналогична ФМ-2 и определяется выражениями (3.21) и (3.22) соответственно.



3.2.3. Имитационная модель обработки сигналов ОФМ-4

При модуляции ФМ-4 пара (d_I, d_Q) сигналов *ich* и *qch* может принимать четыре состояния: $(+1, +1)$, $(+1, -1)$, $(-1, -1)$, $(-1, +1)$, при этом с учетом случайности битового потока возможен переход между любыми состояниями, что иллюстрирует фазовая диаграмма (ФД) (рис. 3.9). При переходе через ноль на ФД фаза изменяется на 180° , при этом в частотной области такие переходы приводят к увеличению уровня боковых лепестков спектра сигнала. Для снижения уровня боковых лепестков при смене фазы на 180° используют сигналы относительной фазовой манипуляции (ОФМ, OQPSK – Offset Quadrature Phase-Shift Keying) [9].

Разницу между сигналами ФМ-4 и ОФМ-4 иллюстрирует рис. 3.11.

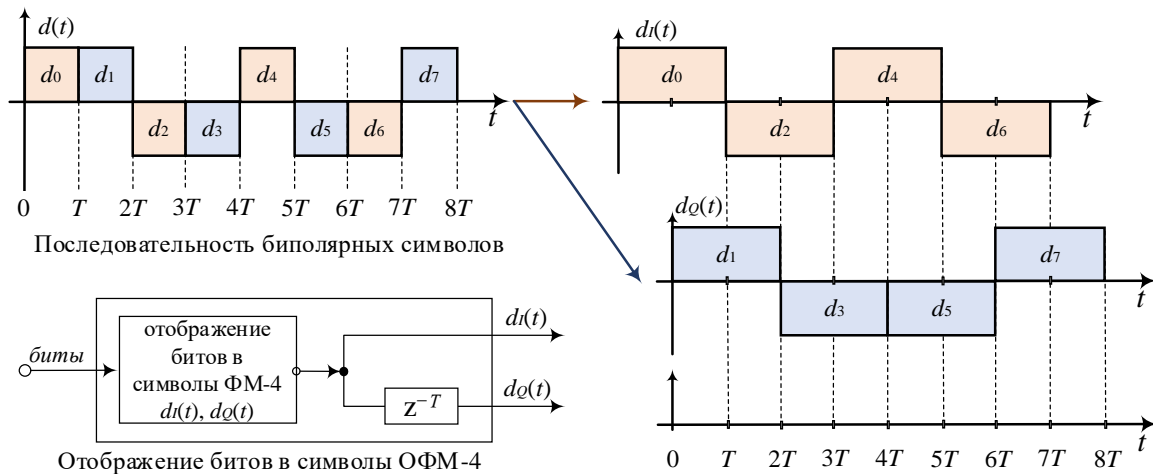


Рис. 3.11. Отображение символов на квадратурные каналы ОФМ-4

Сигнал в квадратурном канале задерживается на половину длительности символа $T_s/2 = T_b = T$, равную длительности бита:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t - T_s/2) \sin(2\pi f_c (t - T_s/2)). \quad (3.26)$$

Покажем отличие в формировании сигналов QPSK и OQPSK в ИМ. Отображение битов в символы QPSK осуществляется командами [9]:

```
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы ФМ-4
[ich1,qch1]= compoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
[ich2,qch2]= compconv(ich1,qch1,xh); % формирующая фильтрация в ПРД
```

Отображение битов в символы OQPSK осуществляется командами:

```
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы ФМ-4
[ich1,qch1]=compoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
ich21=[ich1 zeros(1,ipoint/2)]; % внесение задержки ipoint/2
qch21=[zeros(1,ipoint/2) qch1]; % внесение задержки ipoint/2
[ich2, qch2]=compconv(ich21,qch21,xh); % фильтрация ПРД
```



Задержка квадратурного канала относительно синфазного на $T_s/2$ осуществляется добавлением $ipoint/2$ нулей в конец вектора выборок $ich21$ и $ipoint/2$ нулей в начало вектора выборок $qch21$, где $ipoint$ – коэффициент передискретизации. Внесение данной задержки должно быть компенсировано синхронизатором при взятии выборок. Покажем отличие в синхронизации моментов взятия выборок сигналов QPSK и OQPSK в ИМ. В блоке синхронизатора сигналов ФМ-4 после согласованной фильтрации взятие отсчета для решающего устройства производится с интервалом передискретизации $ipoint$ начиная с момента $syncpoint$ [9]:

```
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия выборки
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % выборка ich
qch5=qch4(syncpoint:ipoint:length(qch4)); % выборка qch
```

В блоке синхронизатора сигналов ОФМ-4 после согласованной фильтрации взятие отсчета для решающего устройства также производится с интервалом коэффициента передискретизации $ipoint$, при этом в синфазном канале моменты взятия выборок аналогичны ФМ-4, а в квадратурном канале взятие выборок начинается с момента $syncpoint+ipoint/2$ [9]:

```
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия отсчета
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % взятие отсчета
qch5=qch4(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(qch4)); % взятие отсчета
```

Скрипт 3.9 содержит ИМ оценки п/у сигналов ОФМ-4.

Скрипт 3.9. Имитационная модель оценки п/у сигналов ОФМ-4:

```
clear all; clc; close all;
% ИМ для оценки п/у сигналов OQPSK
sr=256000.0; % символьная скорость
m1=2; % порядок модуляции (BPSK:m1=1, QPSK:m1=2, 16QAM:m1=4)
br=sr*m1; % битовая скорость
nd = 50; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=5; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
% Инициализация фильтра Найквиста
irfn=21; % порядок фильтра
alfs=0.5; % коэффициент сглаживания
[xh] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,1); % ИХ фильтра ПРД
[xh2] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,0); % ИХ фильтра ПРМ
fading=0; % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний
if fading==1
    % Параметры радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/ipoint; % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек (в tstp) времен прихода копии сигнала LOS
    dlvl = [0]; % вектор ослаблений (в дБ) прихода копий сигнала (LOS)
    n0=[6]; % вектор числа синусоид для ИМ замираний в одной копии
    th1=[0.0]; % начальная фаза прихода копий сигнала
    itnd0=nd*ipoint; % параметр моделирования счетчика замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    now1=1; % число лучей-копий сигнала (LOS)
    fd=100; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
```



```

    flat =1; % признак (1 - гладкие замирания - флукутирует амплитуда)
end
nloop=100; % число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибок
nod = 0; % инициализация числа переданных битов

for iii=1:nloop
    data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
    % ПРД
    [ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы ФМ-4
    [ich1,qch1]=compoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
    ich21=[ich1 zeros(1,ipoint/2)]; % внесение задержки ipoint/2
    qch21=[zeros(1,ipoint/2) qch1]; % внесение задержки ipoint/2
    [ich2, qch2]=compconv(ich21,qch21,xh); % фильтрация ПРД
    % канал
    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % мощность переданного сигнала
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборки АБГШ
    if fading==1
        % формирование рэлеевских замираний
        [ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itaу,dlv1,th1,n0,...
            itnd1,now1,length(ich1),tstp,fd,flat);
        itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
        [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% добавление выборок шума
    elseif fading==0
        [ich3,qch3]= comb(ich2, qch2,attn);% добавление выборок шума
    end
    % ПРМ
    [ich4,qch4]= compconv(ich3,qch3,xh2); % фильтрация ПРМ
    syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия отсчета
    ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % взятие отсчета
    qch5=qch4(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(qch4)); % взятие отсчета
    [demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов в биты
    % BER
    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле
    nod2=length(data1); % число переданных битов в цикле
    noe=noe+noe2; % общее число ошибок
    nod=nod+nod2; % общее число переданных битов
    %fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);
end
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid=fopen('ber_gmsk.dat','a');fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber);fclose(fid);
plot_iqch(ich2,qch2,ipoint);

```

Рис. 3.12 иллюстрирует фазовую диаграмму сигналов ОФМ-4, из которой следует отсутствие скачков фазы на 180° .

Рис. 3.13 иллюстрирует сигнал ОФМ-4 на выходе формирующего фильтра во временной и частотной областях. Несмотря на снижение внеполосных излучений при исключении скачков фазы на 180° , недостатком ОФМ-4 является неравномерность (флукутации) амплитуды. Теоретическая оценка п/у сигналов ОФМ-4 в канале с АБГШ и замираниями аналогична ФМ-2 и определяется выражениями (3.21) и (3.22).



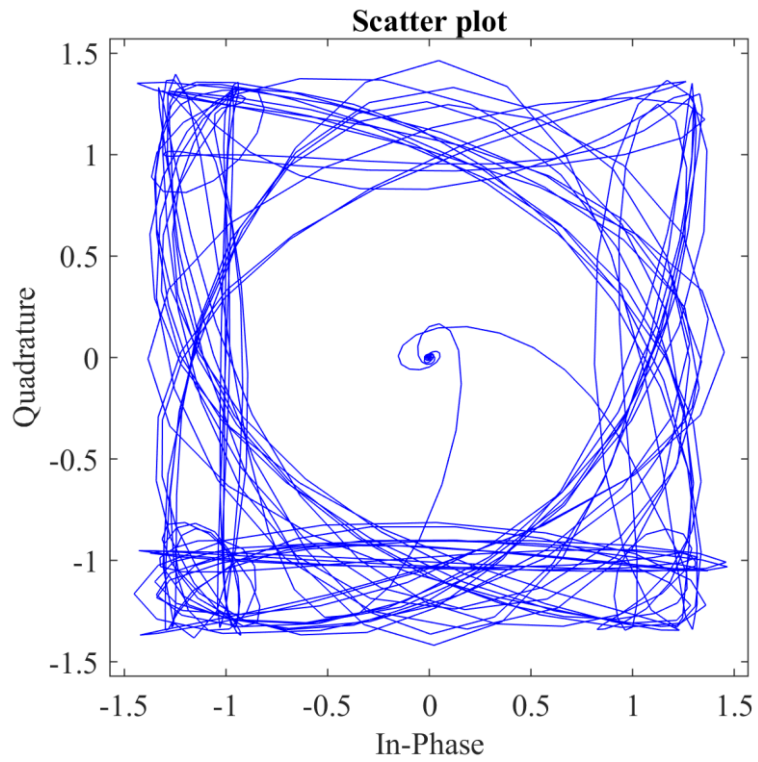


Рис. 3.12. Фазовая диаграмма сигналов ОФМ-4

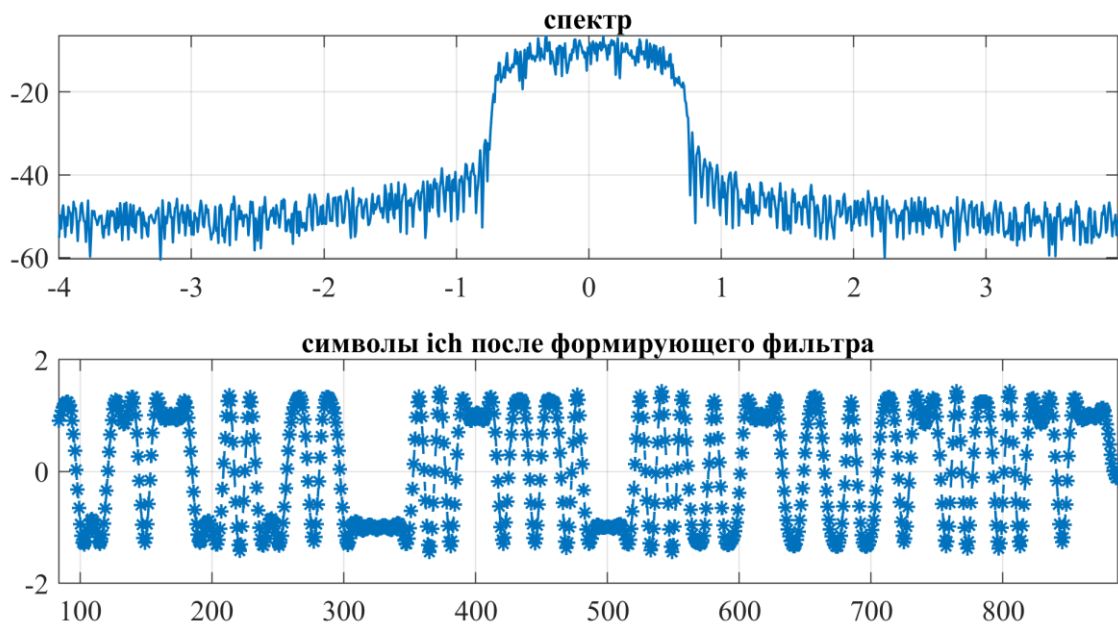


Рис. 3.13. Сигнал ОФМ-4 на выходе формирующего фильтра



3.3. Оценка помехоустойчивости сигналов ФМ-4, ОФМ-4 средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе

Используя методические материалы и скрипты разд. 3, построить зависимость вероятности битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 для сигналов ФМ-4 и ОФМ-4 по аналогии с примером оценки помехоустойчивости сигналов ФМ-2 (рис. 3.5) в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями средствами имитационного моделирования.



4. СИГНАЛЫ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

4.1. Модели обработки сигналов частотной манипуляции. Материал к практическому занятию

4.1.1. Процедуры передачи, приема и обработки MSK через OQPSK

Сигналы с минимальной частотной манипуляцией MSK (Minimum Shift Key) используют взвешивание амплитуды для исключения флуктуаций сигнала во временной области. Взвешивание обычно осуществляется функциями $\cos(\pi t/2T)$ в синфазном *ich* и $\sin(\pi t/2T)$ в квадратурном *qch* каналах. Рис. 4.1 иллюстрирует структурную схему отображения бит в квадратурные символы MSK с использованием модулятора ФМ-4 [9].

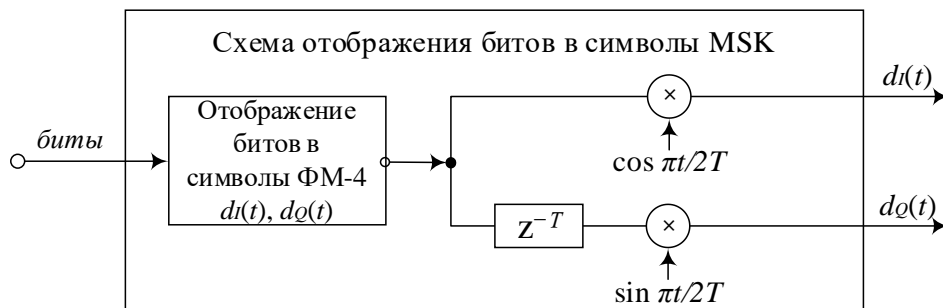


Рис. 4.1. Схема отображения символов на квадратурные каналы MSK (OQPSK)

С учетом взвешивания амплитуд сигнал MSK можно представить как

$$s(t) = d_I(t) \cos(\pi t/2T_s) \cos(2\pi f_c t) + d_Q(t - T_s/2) \sin(\pi(t - T_s/2)/2T_s) \sin(2\pi f_c(t - T_s/2)) = \quad (4.1)$$

$$= \cos(2\pi f_c t + b(t) \pi/2T + \theta(t)); \quad (4.2)$$

$$b(t) = -d_I(t)d_Q(t); \quad (4.2)$$

$$\theta(t) = \begin{cases} 1, & d_I(t) = 1; \\ \pi & d_Q(t) = -1. \end{cases} \quad (4.3)$$

Теоретическая оценка п/у сигналов MSK в канале с АБГШ и замираниями аналогична ФМ-2 и определяется выражениями (3.21) и (3.22).

Покажем отличие в формировании сигналов OQPSK и MSK на передаче. Отображение битов в символы OQPSK осуществляется командами [9]:

```
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,ml); % отображение битов в символы ФМ-4
[ich1,qch1]=compversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
ich21=[ich1 zeros(1,ipoint/2)]; % внесение задержки ipoint/2
qch21=[zeros(1,ipoint/2) qch1]; % внесение задержки ipoint/2
[ich2, qch2]=compconv(ich21,qch21,xh); % фильтрация ПРД
```



Отображение битов в символы MSK (OQPSK) осуществляется командами:

```
% отображение битов в символы MSK
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd/2,2);
smooth1=cos(pi/2*[-1+1./4.*[0:ipoint-1]]); % множитель сглаживания
for ii=1:length(ich)
    ich2((ii-1)*ipoint+1:ii*ipoint)=(-1)^(ii-1)*smooth1.*ich(ii);
    qch2((ii-1)*ipoint+1:ii*ipoint)=(-1)^(ii-1)*smooth1.*qch(ii);
end
ich21=[ich2 zeros(1,ipoint/2)];
qch21=[zeros(1,ipoint/2) qch2];
```

Из сравнения следует, что в сигналах MSK не используется формирующая фильтрация; вместо этого осуществляется сглаживание синфазной и квадратурной составляющих множителем `smooth1` [9].

Теперь покажем отличие в отображении символов в биты сигналов OQPSK и MSK на приеме. Отображение символов OQPSK в биты осуществляется командами [9]:

```
[ich4,qch4]= compconv(ich3,qch3,xh2); % фильтрация ПРМ
syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия отсчета
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4)); % взятие отсчета
qch5=qch4(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(qch4)); % взятие отсчета
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов в биты
```

Отображение символов MSK (OQPSK) в биты осуществляется командами:

```
syncpoint=1; % момент взятия выборки
ich5 = ich3(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(ich2)); % выборка ich
qch5 = qch3(syncpoint+ipoint:ipoint:length(ich2)+ipoint/2); % выборка qch
%
ich5(2:2:length(ich5))=-1*ich5(2:2:length(ich5));
qch5(2:2:length(ich5))=-1*qch5(2:2:length(ich5));
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов в биты
```

Вследствие отсутствия формирующей и согласованной фильтрации в MSK момент взятия выборки принимается равным единице `syncpoint=1`.

Скрипт 4.1 содержит ИМ оценки п/у сигналов MSK(OQPSK) [9].

Скрипт 4.1. Имитационная модель оценки п/у сигналов MSK(OQPSK):

```
clear all; close all; clc;
% ИМ для оценки п/у сигналов MSK (по схеме OQPSK)
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
m1=2; % порядок модуляции
br=sr*m1; % битовая скорость, бит/с
nd = 50; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=5; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
% параметры ИМ
nloop=100; % число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибок
nod = 0; % инициализация числа переданных битов
```



```

fading=0; % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний
if fading==1
    % параметры радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/ipoint; % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек (в tstp) времен прихода копии сигнала LOS
    dlv1 = [0]; % вектор ослаблений (в дБ) прихода копий сигнала (LOS)
    n0=[6]; % вектор числа синусоид для ИМ замираний в одной копии
    th1=[0.0]; % начальная фаза прихода копий сигнала
    itnd0=nd*ipoint; % параметр моделирования счетчика замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    now1=1; % число лучей-копий сигнала (LOS)
    fd=100; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
    flat =1; % признак (1 - гладкие замирания: флуктуирует амплитуда)
end
for iii=1:nloop
    data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
    % ПРД
    % отображение битов в символы MSK
    [ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы ФМ-4
    smooth1=cos(pi/2*[-1+1/4*[0:ipoint-1]]); % множитель сглаживания
    for ii=1:length(ich)
        ich21((ii-1)*ipoint+1:ii*ipoint)=(-1)^(ii-1)*smooth1.*ich(ii);
        qch21((ii-1)*ipoint+1:ii*ipoint)=(-1)^(ii-1)*smooth1.*qch(ii);
    end
    ich2=[ich21 zeros(1,ipoint/2)];
    qch2=[zeros(1,ipoint/2) qch21];
    % вычисление коэффициента АБГШ
    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd/2; % мощность переданного сигнала
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br/2*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборки АБГШ
    % Канал с замираниями
    if fading==1
        % Формирование рэлеевских замираний
        [ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itau,dlv1,th1,n0,...
            itnd1,now1,length(ich2),tstp,fd,flat);
        itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
        [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% добавление выборок шума
    elseif fading==0
        [ich3,qch3]= comb(ich2,qch2,attn);% добавление выборок шума
    end
    % ПРМ
    syncpoint=1; % момент взятия выборки
    ich5 = ich3(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(ich2)); % выборка ich
    qch5 = qch3(syncpoint+ipoint:ipoint:length(ich2)+ipoint/2); % выб. qch
    %
    ich5(2:2:length(ich5))=-1*ich5(2:2:length(ich5));
    qch5(2:2:length(ich5))=-1*qch5(2:2:length(ich5));
    [demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов в биты
    %BER
    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле ИМ
    nod2=length(data1); % число переданных битов в цикле ИМ
    noe=noe+noe2; % число ошибок
    nod=nod+nod2; % число переданных битов
    % fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid=fopen('ber_gmsk.dat','a');fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber);fclose(fid);
plot_iqch(ich2,qch2,ipoint);

```



Рис. 4.2 иллюстрирует ФД сигналов MSK. Рис. 4.3 иллюстрирует сигнал MSK после сглаживания; из анализа сигнала MSK во временной области следует отсутствие флуктуации амплитуд.

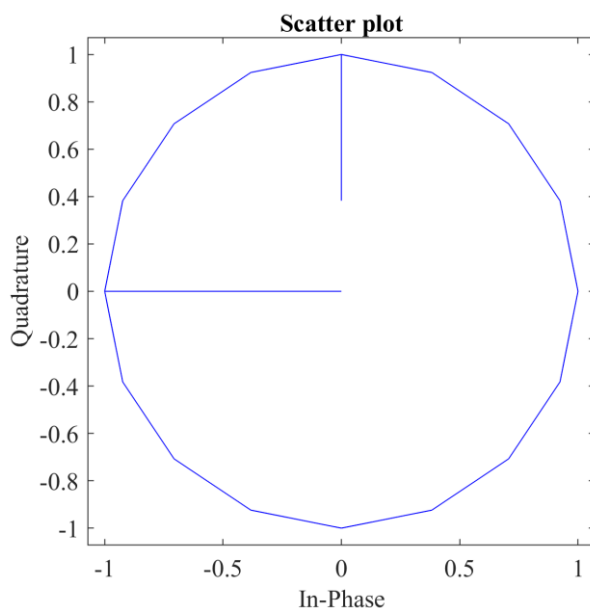


Рис. 4.2. Фазовая диаграмма сигналов MSK (OQPSK)

4.1.2. Формирование сигналов MSK через FSK

Рассмотренный выше подход формирования сигналов MSK основан на сигналах QPSK. Другим способом формирования сигналов с минимальным частотным сдвигом является подход на основе сигналов с частотной манипуляцией (ЧМ, FSK – Frequency-Shift Keying). Сигнал MSK можно трактовать как сигнал FSK с непрерывной фазой (рис. 4.3).

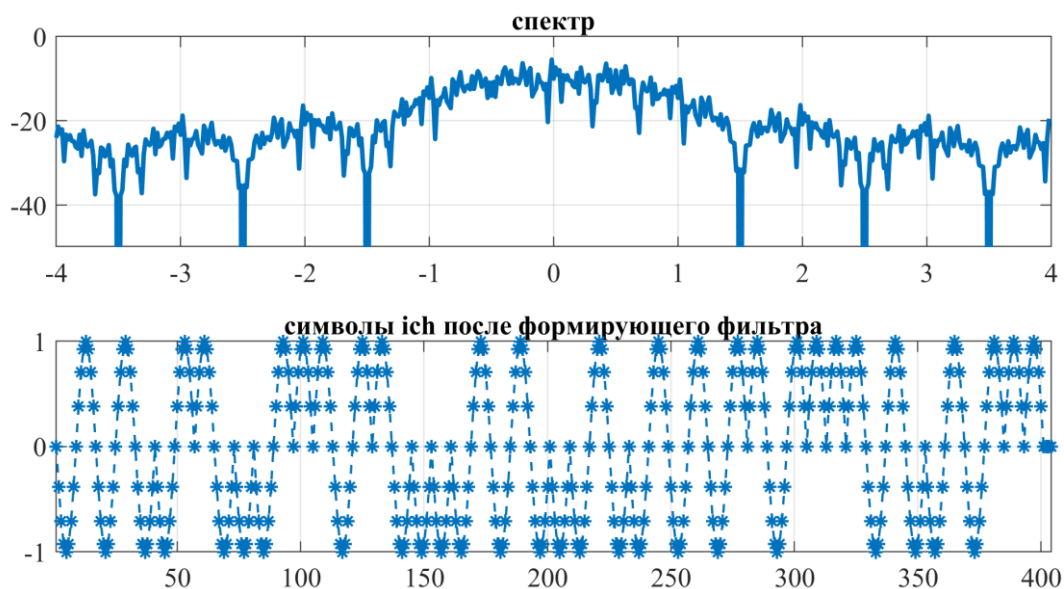


Рис. 4.3. Сигнал MSK (OQPSK) во временной и частотной областях



Рис. 4.4 иллюстрирует структурную схему отображения битов в квадратурные символы MSK с использованием FSK [9].

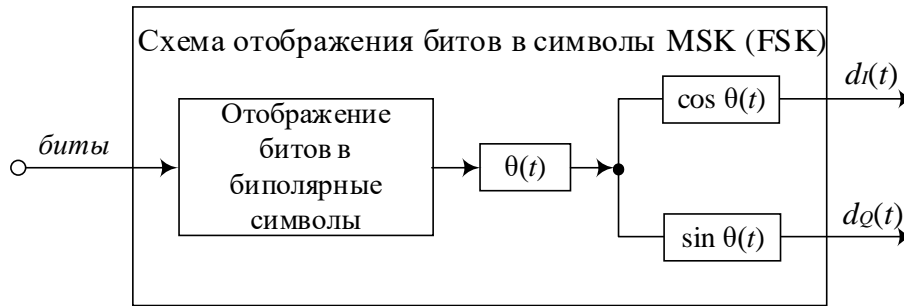


Рис. 4.4. Схема отображения символов на квадратурные каналы MSK (FSK)

Сигнал MSK с непрерывно изменяющейся фазой можно представить через сигнал FSK, который определяется выражениями [9]:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta(t)); \quad (4.4)$$

$$\theta(t) = 2\pi\Delta f \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau; \quad (4.5)$$

$$x(t) = \sum_k d_k g_T(t - kT), \quad (4.6)$$

где $g_T(t)$ – прямоугольный импульс (3.4); $d_k = \pm 1$ – последовательность биполярных символов. СПМ сигнала FSK (4.1) [9]:

$$\begin{aligned} \frac{S_{FSK}(f)}{T} = & \\ = & \begin{cases} 4 \left[\frac{m}{\pi(m^2 - 4X^2)} \right]^2 \frac{[\cos(m\pi) - \cos(2\pi X)]^2}{1 - \cos(m\pi)\cos(2\pi X) + \cos^2(m\pi)}, & |\cos(m\pi)| < 1; \\ \frac{1}{4T} [\delta(2X + m) + \delta(2X - m)] + 2 \left[\frac{m}{\pi(m^2 - 4X^2)} \right]^2 [1 - \cos(m\pi)\cos(2\pi X)], & |\cos(m\pi)| = 1, m \neq 0, \end{cases} \end{aligned} \quad (4.7)$$

где $m = 2\Delta f T$ – индекс модуляции; $X = (f - f_c)T$ – нормированная частота.

СПМ сигнала MSK определяется выражением

$$\frac{S_{MSK}(f)}{T} = \frac{16}{\pi^2} \left(\frac{\cos(2\pi f T^2)}{1 - 16f^2 T^2} \right). \quad (4.8)$$

Значения (4.7) и (4.8) равны при $m = 0,5$, поэтому сигнал MSK можно сформировать с использованием (4.4)–(4.6) для FSK при $m = 0,5$. Порядок формирования сигнала MSK содержит следующие процедуры. С использованием биполярных символов d_k вычисляется фаза $\theta(t)$ по (4.5):

$$\theta(kT) - \theta((k-1)T) = 2\pi\Delta f \int_{(k-1)T}^{kT} x(\tau) d\tau. \quad (4.9)$$



Тогда из (4.9) с учетом (4.6) при $m = 2\Delta f T = 0,5$ получим

$$\begin{aligned}\theta(kT) &= \theta((k-1)T) + 2\pi\Delta f \int_{(k-1)T}^{kT} x(\tau) d\tau = \\ &= \theta((k-1)T) + 2\pi\Delta f T d_k = \theta((k-1)T) + \frac{\pi}{2} d_k.\end{aligned}\quad (4.10)$$

Фаза $\theta(kT)$ непрерывно связана с $\theta((k-1)T)$ на интервале времени $(k-1)T < t \leq kT$ согласно

$$\theta(t) = \theta((k-1)T) + \frac{\pi}{2} d_k.\quad (4.11)$$

После вычисления в (4.11) значение $\theta(t)$ подставляется в (4.1) для получения сигнала MSK. При дифференциальном кодировании и когерентном детектировании п/у сигналов MSK в канале с АБГШ определяется:

$$BER_{MSK-AWGN} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{E_b/N_0}\right).\quad (4.12)$$

Рассмотрим процедуры формирования сигнала MSK через FSK в ИМ. Отображение битов в символы MSK (FSK) осуществляется командами:

```
for k=1:ipoint % sample "sample" time
    data2(k:ipoint:k+ipoint*(length(data1)-1))=data1;
end
th=zeros(1,length(data2)+1);
ich2=zeros(1,length(data2)+1); qch2=zeros(1,length(data2)+1);
for ii=2:length(data2)+1
    th(ii)=th(ii-1)+pi/2*data2(1,ii-1)/ipoint;
end
ich2=cos(th); qch2=sin(th);
```

Отображение символов MSK (FSK) в биты осуществляется командами:

```
syncpoint=1; % момент взятия выборки
ich5=ich3(syncpoint:ipoint:length(ich3)); % выборка ich
qch5=qch3(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(qch3)); % выборка qch
demodata2(1)=-1;
for k=3:2:nd*m1+1
    demodata2(k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
end
for n=2:2:nd*m1+1
    demodata2(n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
end
[demodata]=demodata2(2:nd*m1+1);
```

Скрипт 4.2 содержит ИМ оценки п/у сигналов MSK (FSK).

Скрипт 4.2. Имитационная модель оценки п/у сигналов MSK (FSK):

```
clear all; close all; clc;
% ИМ для оценки п/у сигналов MSK (по схеме FSK)
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
m1=1; % порядок модуляции
br=sr*m1; % битовая скорость, бит/с
nd = 50; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=5; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
```



```

% параметры ИМ
nloop=100;      % число циклов моделирования
noe = 0;        % инициализация числа ошибок
nod = 0;        % инициализация числа переданных битов
fading=0;       % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний
if fading==1
    % параметры радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/ipoint; % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек (в tstp) времен прихода копии сигнала LOS
    dlvl = [0]; % вектор ослаблений (в дБ) прихода копий сигнала (LOS)
    n0=[6]; % вектор числа синусоид для ИМ замираний в одной копии
    th1=[0.0]; % начальная фаза прихода копий сигнала
    itnd0=nd*ipoint; % параметр моделирования счетчика замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    now1=1; % число лучей-копий сигнала (LOS)
    fd=100; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
    flat =1; % признак (1 - гладкие замирания: флуктуирует амплитуда)
end
for iii=1:nloop
    data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
    data11=2*data1-1; % получение биполярных символов
    % ПРД MSK (FSK)
    for k=1:ipoint % sample "sample" time
        data2(k:ipoint:k+ipoint*(length(data11)-1))=data11;
    end
    th=zeros(1,length(data2)+1);
    ich2=zeros(1,length(data2)+1); qch2=zeros(1,length(data2)+1);
    for ii=2:length(data2)+1
        th(ii)=th(ii-1)+pi/2*data2(1,ii-1)/ipoint;
    end
    ich2=cos(th); qch2=sin(th);
    % вычисление коэффициента АБГШ
    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd/ipoint; % мощность переданного сигнала
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборки АБГШ
    % канал с замираниями
    if fading==1
        % формирование рэлеевских замираний
        [ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itau,dlvl,th1,n0,...
            itnd1,now1,length(ich2),tstp,fd,flat);
        itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
        [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% добавление выборок шума
    elseif fading==0
        [ich3,qch3]= comb(ich2, qch2,attn);% добавление выборок шума
    end

    % ПРМ MSK (FSK)
    syncpoint=1; % момент взятия выборки
    ich5=ich3(syncpoint:ipoint:length(ich3)); % выборка ich
    qch5=qch3(syncpoint+ipoint/2:ipoint:length(qch3)); % выборка qch
    %
    demoddata2(1)=-1;
    for k=3:2:nd*m1+1
        demoddata2(k)=ich5(1,k)*qch5(1,k-1)*cos(pi*(k))>0;
    end
    for n=2:2:nd*m1+1
        demoddata2(n)=ich5(1,n-1)*qch5(1,n)*cos(pi*(n))>0;
    end
    [demodata]=demoddata2(2:nd*m1+1);
    %BER

```



```

noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле ИМ
nod2=length(data1); % число переданных битов в цикле ИМ
noe=noe+noe2; % число ошибок
nod=nod+nod2; % число переданных битов
%   fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid=fopen('ber_gmsk.dat','a');fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber);fclose(fid);
plot_iqch(ich2,qch2,ipoint);

```

Рис. 4.5 иллюстрирует ФД сигналов MSK (FSK). Рис. 4.6 иллюстрирует сигнал MSK (FSK) во временной и частотной областях.

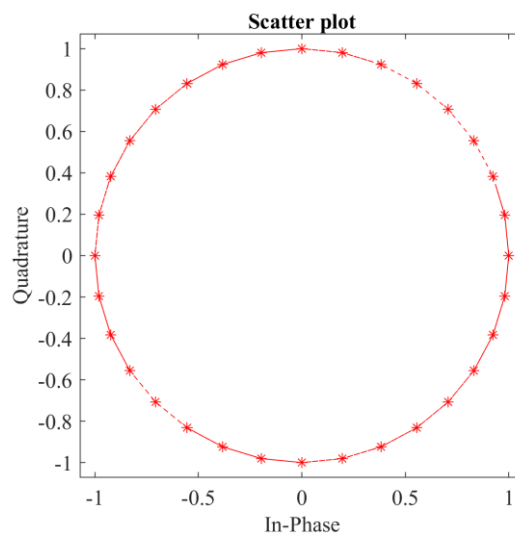


Рис. 4.5. Фазовая диаграмма сигналов MSK (FSK)

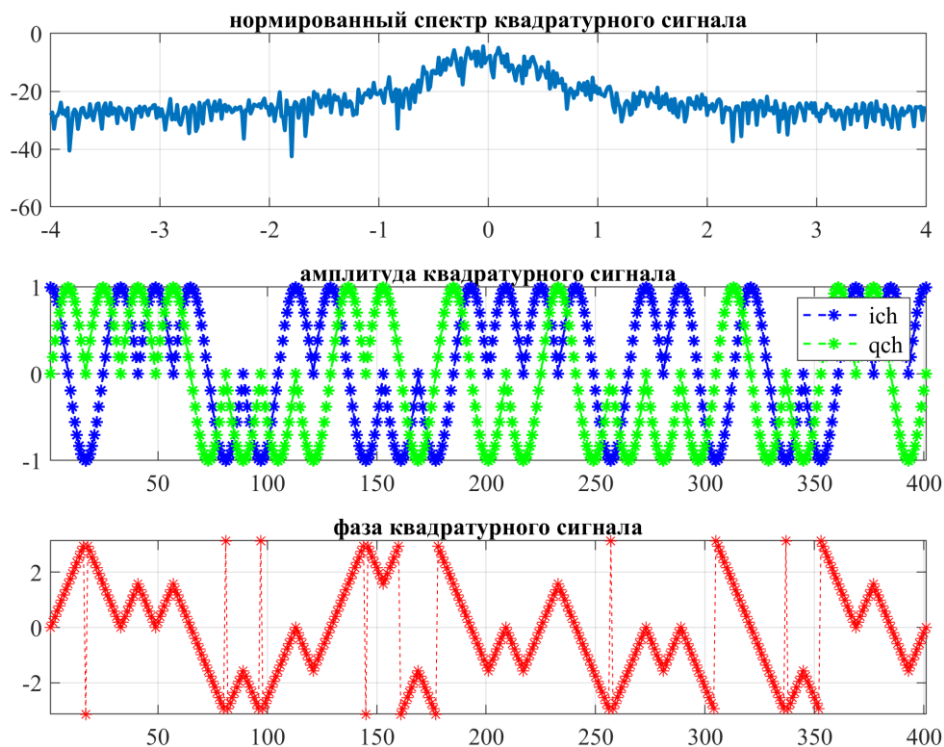


Рис. 4.6. Сигнал MSK (FSK) во временной и частотной областях



4.2. Модели обработки сигналов GMSK. Материал к практическому занятию

4.2.1. Формирование сигналов GMSK

В каждом очередном символе MSK (FSK) можно наблюдать изменение фазы не меньше чем на $\pi/2$. Для большего сглаживания при смене фазы используются сигналы гауссовской манипуляции с минимальным частотным сдвигом GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), которые получили широкое распространение в сотовых сетях мобильной радиосвязи стандарта GSM. Сигналы GMSK можно рассматривать как версию сигналов MSK с постоянной амплитудой и сглаженным переходом фаз при смене символов.

Рис. 4.7 иллюстрирует схему формирования сигналов GMSK [9].

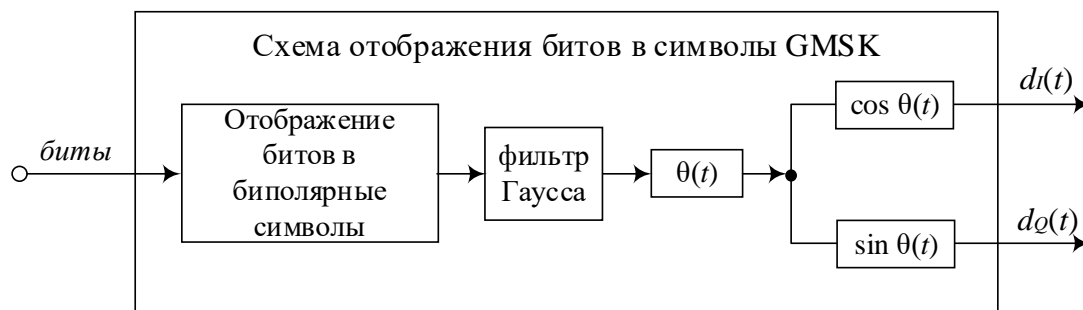


Рис. 4.7. Схема отображения символов на квадратурные каналы GMSK

Скрипт 4.3 содержит функцию синтеза ИХ фильтра Гаусса.

Скрипт 4.3. Функция синтеза ИХ фильтра Гаусса:

```
function [xh] = gaussf(B,irfn,ipoint,sr,ncc)
% Входные параметры:
% irfn: порядок фильтра
% ipoint: число выборок на символ (коэффициент передискретизации)
% sr: символная скорость
% B: параметр B3dB
% ncc: 1 - для фильтра ПРД; 0 - для фильтра ПРМ;
% Выходные параметры:
% xh - коэффициенты ИХ фильтра Гаусса
n = ipoint*irfn;
mid = n/2 + 1;
fo=B/sqrt(2*log(2));
for i = 1 : n
    icon = i - mid;
    ym = icon;
    xt=1/2*(erf(-sqrt(2/log(2))*pi*B*(ym/ipoint-1/2)/sr)+...
        erf(sqrt(2/log(2))*pi*B*(ym/ipoint+1/2)/sr));
    if ncc == 0 % фильтр ПРМ
        xh(i) = xt;
    elseif ncc == 1 % фильтр ПРД
        xh(i) = xt;
    else
        error('ncc error');
    end
end
end
```



Частотная характеристика фильтра Гаусса определяется как [9]

$$G(f) = \exp \left\{ -\frac{\ln 2}{2} \left(\frac{f}{B_{3\text{дБ}}} \right)^2 \right\}, \quad (4.13)$$

где $B_{3\text{дБ}}$ – ширина полосы по уровню минус 3 дБ. Импульсная характеристика (БИХ) фильтра Гаусса определяется выражением [9]

$$g(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_{3\text{дБ}} \exp \left\{ -\frac{2}{\ln 2} (\pi B_{3\text{дБ}} t)^2 \right\}. \quad (4.14)$$

Свертка прямоугольных биполярных импульсов $g_T(t)$ с ИХ $g(t)$ осуществляется на интервале длительностью $2a$ [9]:

$$\begin{aligned} y(t) &= g(t) \otimes g_T(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_{3\text{дБ}} \int_{t-a}^{t+a} \exp \left\{ -\frac{2}{\ln 2} (\pi B_{3\text{дБ}} \tau)^2 \right\} d\tau = \\ &= \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf} \left\{ -\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B_{3\text{дБ}} (t-a) \right\} + \operatorname{erf} \left\{ \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B_{3\text{дБ}} (t+a) \right\} \right]. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Рис. 4.8 (скрипт 4.4) иллюстрирует импульсную и частотную характеристики фильтра Гаусса при различных значениях $B_{3\text{дБ}}$.

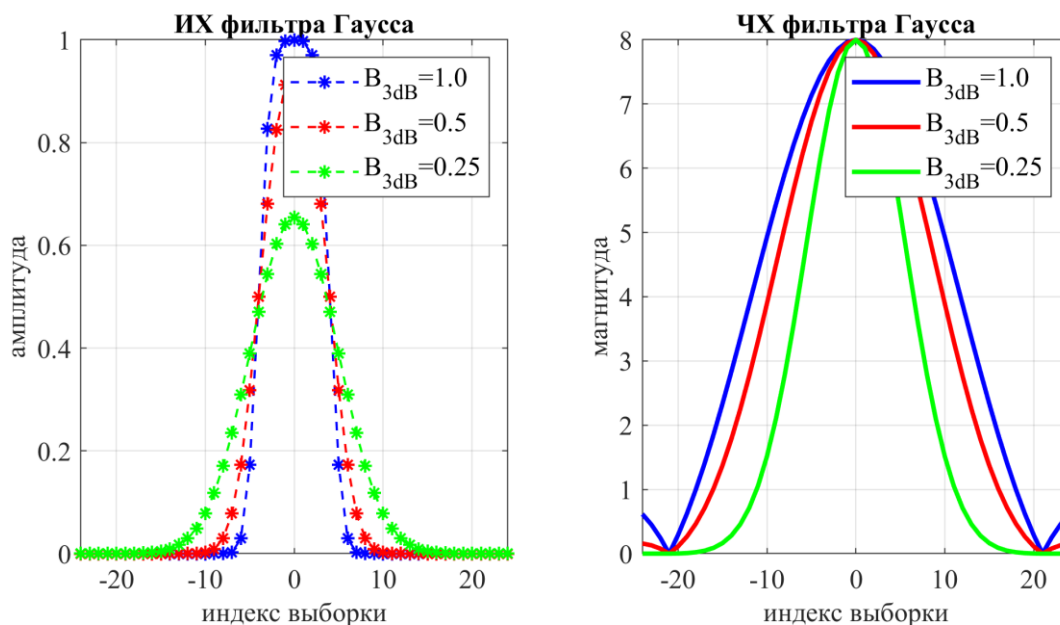


Рис. 4.8. Импульсная и частотная характеристики фильтра Гаусса

Скрипт 4.4. Импульсная и частотная характеристики фильтра Гаусса:

```
clear all; clc; close all;
% визуализация ИХ и ЧХ фильтра Гаусса
irfn=21; % порядок фильтра
ipoint=8; % коэффициент передискретизации (число выборок на символ)
sr=256000.0; % символьная скорость, симв./с
```



```

xx=[0:1:irfn*ipoint-1]-irfn*ipoint/2; % масштаб по выборкам
% ИХ/ЧХ
B1=1.0*sr; xh1=gaussf(B1,irfn,ipoint,sr,1); xhf1=abs(fftshift(fft(xh1)));
B2=0.5*sr; xh2=gaussf(B2,irfn,ipoint,sr,1); xhf2=abs(fftshift(fft(xh2)));
B3=0.25*sr; xh3=gaussf(B3,irfn,ipoint,sr,1); xhf3=abs(fftshift(fft(xh3)));
subplot(1,2,1); plot(xx,xh1,'b*--','linewidth',1); grid on; hold on;
plot(xx,xh2,'r*--','linewidth',1); plot(xx,xh3,'g*--','linewidth',1);
xlabel('индекс выборки'); ylabel('амплитуда');
legend('B_{3dB}=1.0','B_{3dB}=0.5','B_{3dB}=0.25'); xlim([-24 24]);
title('ИХ фильтра Гаусса');
subplot(1,2,2); plot(xx,xhf1,'b','linewidth',2); grid on; hold on;
plot(xx,xhf2,'r','linewidth',2); plot(xx,xhf3,'g','linewidth',2);
legend('B_{3dB}=1.0','B_{3dB}=0.5','B_{3dB}=0.25'); xlim([-24 24]);
xlabel('индекс выборки'); ylabel('магнитуда');
title('ЧХ фильтра Гаусса');

```

Теоретическая оценка п/у сигналов GMSK в канале с АБГШ:

$$BER_{GMSK-AWGN} = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{B \cdot E_b/N_0}\right). \quad (4.16)$$

Рис. 4.9 иллюстрирует ФД сигналов GMSK. Рис. 4.10 иллюстрирует сигнал GMSK во временной и частотной областях.

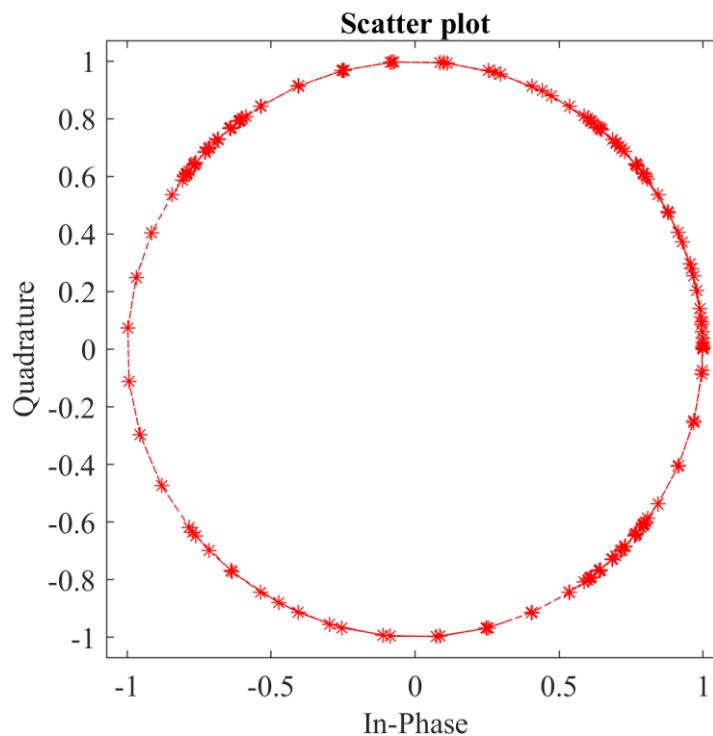


Рис. 4.9. Фазовая диаграмма сигналов GMSK



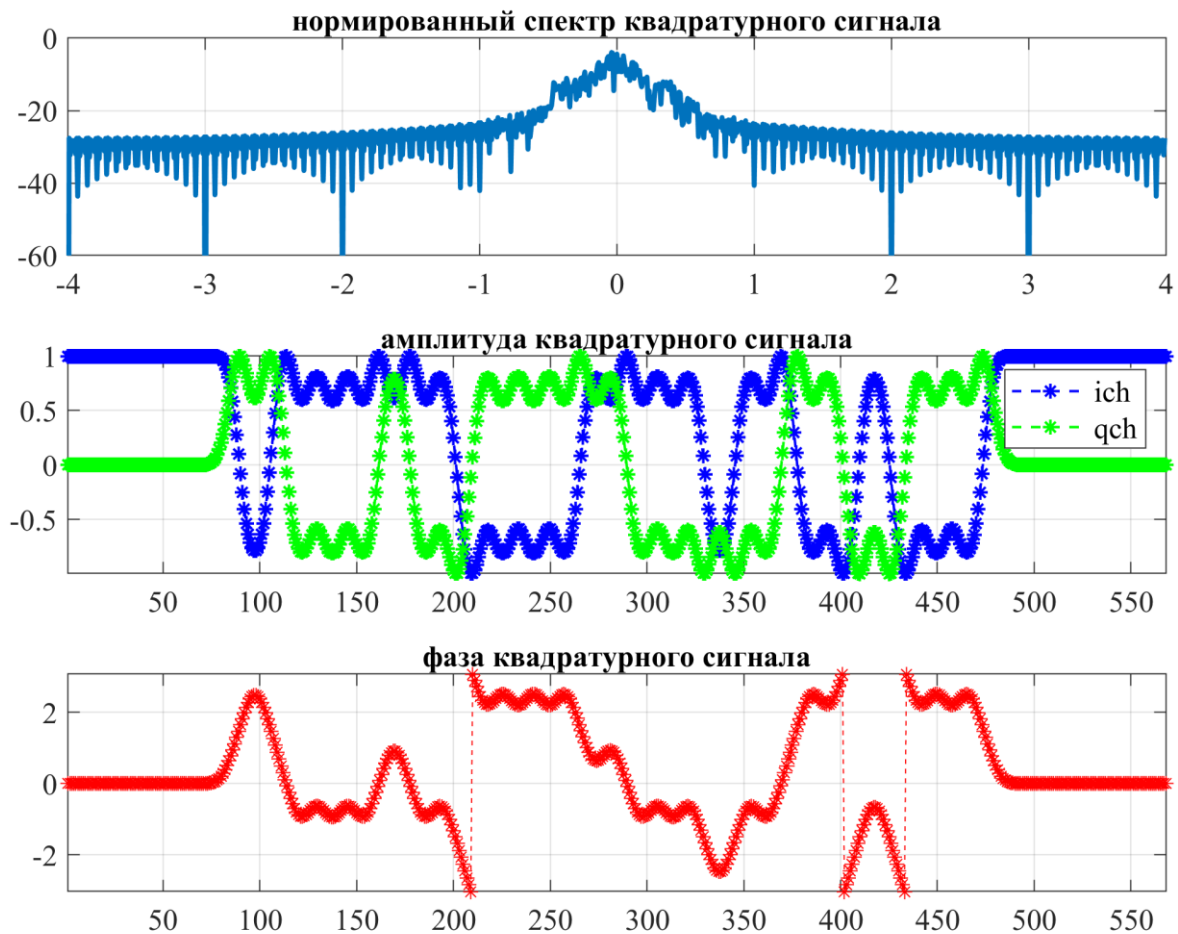


Рис. 4.10. Сигнал GMSK во временной и частотной областях

4.2.2. Имитационная модель обработки сигналов GMSK

Скрипт 4.5 содержит ИМ оценки п/у сигналов GMSK [9].

Скрипт 4.5. Имитационная модель оценки п/у сигналов GMSK

```
clear all; clc; close all;
% ИМ для оценки п/у сигналов GMSK
sr=256000.0; % символьная скорость
m1=1; % порядок модуляции
br=sr*m1; % битовая скорость
nd = 50; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=10; % отношение Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
% Инициализация фильтра Гаусса
irfn=21; % порядок фильтра
B=0.25*sr; B2=0.6*sr;
[xh] = gaussf(B,irfn,ipoint,sr,1); % ИХ фильтра передатчика
[xh2] =gaussf(B2,irfn,ipoint,sr,0); % ИХ фильтра приемника
fading=0; % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний
if fading==1
    % Параметры радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/ipoint; % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек (tstp) времен прихода копий сигнала LOS
    dlvl = [0]; % вектор ослаблений (в дБ) прихода копий сигнала (LOS)
```



```

n0=[6]; % вектор числа синусоид для ИМ замираний в одной копии
th1=[0.0]; % начальная фаза прихода копий сигнала
itnd0=nd*ipoint; % параметр моделирования счетчика замираний
itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
now1=1; % число лучей-копий сигнала (LOS)
fd=100; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
flat =1; % признак (1 - гладкие замирания: флуктуирует амплитуда)
end
nloop=100; % число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибок
nod = 0; % инициализация числа переданных битов

for iii=1:nloop
data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
data11=2*data1-1; % получение биполярных символов
% ПРД GMSK
data2=oversamp(data11,length(data11),ipoint); % передискретизация
data3=conv(data2,xh); % фильтрация ПРД

th=zeros(1,length(data3)+1);
ich2=zeros(1,length(data3)+1); qch2=zeros(1,length(data3)+1);
for ii=2:length(data3)+1
th(ii)=th(ii-1)+pi/2*data3(ii-1)/ipoint;
end
ich2=cos(th); qch2=sin(th);
% канал АБГШ
spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % мощность переданного сигнала
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборок АБГШ
% канал с замираниями
if fading==1
% формирование рэлеевских замираний
[ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itau,d1v1,th1,n0,...
itnd1,now1,length(ich2),tstp,fd,flat);
itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
[ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% добавление выборок шума
elseif fading==0
[ich3,qch3]= comb(ich2, qch2,attn);% добавление выборок шума
end

% ПРМ
[ich4,qch4] = compconv(ich3,qch3,xh2);
syncpoint = irfn*ipoint-ipoint/2+1; % момент взятия отсчета
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4));
qch5=qch4(syncpoint:ipoint:length(qch4));
% демодуляция GMSK
demodata2(1,1)=-1;
for k=3:2:nd*m1+1
demodata2(k)=ich5(k)*qch5(k-1)*cos(pi*(k))>0;
end
for n=2:2:nd*m1+1
demodata2(n)=ich5(n-1)*qch5(n)*cos(pi*(n))>0;
end
[demodata]=demodata2(2:nd*m1+1);
% BER
noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле
nod2=length(data1); % число переданных битов в цикле
noe=noe+noe2; % общее число ошибок
nod=nod+nod2; % общее число переданных битов
% fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);

```



```

end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n', ebn0, ber);
fid=fopen('ber_gmsk.dat', 'a'); fprintf(fid, '%d\t%e\n', ebn0, ber); fclose(fid);
plot_iqch(ich2, qch2, ipoint);

```

Формирование сигнала GMSK осуществляется командами:

```

data2=oversamp(data11,length(data11),ipoint); % передискретизация
data3=conv(data2,xh); % фильтрация ПРД
th=zeros(1,length(data3)+1);
ich2=zeros(1,length(data3)+1); qch2=zeros(1,length(data3)+1);
for ii=2:length(data3)+1
    th(ii)=th(ii-1)+pi/2*data3(ii-1)/ipoint;
end
ich2=cos(th); qch2=sin(th);

```

Демодуляция сигнала GMSK осуществляется командами:

```

[ich4,qch4] = compconv(ich3,qch3,xh2);
syncpoint = irfn*ipoint-ipoint/2+1; % момент взятия отсчета
ich5=ich4(syncpoint:ipoint:length(ich4));
qch5=qch4(syncpoint:ipoint:length(qch4));
% Демодуляция GMSK
demodata2(1,1)=-1;
for k=3:2:nd*m1+1
    demodata2(k)=ich5(k)*qch5(k-1)*cos(pi*(k))>0;
end
for n=2:2:nd*m1+1
    demodata2(n)=ich5(n-1)*qch5(n)*cos(pi*(n))>0;
end
[demodata]=demodata2(2:nd*m1+1);

```

Анализ фазовой траектории (рис. 4.9) показал, что она не проходит через ноль, поэтому амплитуда сигнала во временной области остается постоянной (рис. 4.10). Переходы при смене фазы у сигнала GMSK (рис. 4.10), в отличие от MSK (рис. 4.6), более плавные. Далее рассмотрим сигналы квадратурной амплитудной модуляции КАМ (QAM Quadrature Amplitude Modulation) для повышения спектральной эффективности.

4.3. Оценка помехоустойчивости сигналов MSK, GMSK средствами имитационного моделирования.

Задание к лабораторной работе

Используя методические материалы и скрипты разд. 4, построить зависимость вероятности битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 для сигналов MSK и GMSK по аналогии с примером оценки помехоустойчивости сигналов ФМ-2 (рис. 3.5) в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями средствами имитационного моделирования.



5. СИГНАЛЫ КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

5.1. Модели обработки сигналов КАМ. Материал к практическому занятию

5.1.1. Формирование сигналов КАМ

У сигналов QPSK два последовательных бита $(a_{2n}, a_{2n+1}), n = 1, 2, \dots$ передаются в течение длительности символа $T_s = T$. Форма сигнала определяется выражением (3.24). В сигналах QAM амплитуда синфазной и квадратурной составляющих определяется комбинацией входных битов в зависимости от размерности QAM. Рис. 5.1 иллюстрирует сигнальные созвездия сигналов 2^{2n} QAM, когда в течение длительности каждого символа передаются $2n$ битов (a_{2m+1}, a_{2m+2n}) .

Формализуем порядок отображения битов на символы с использованием кода Грэя для сигналов 2^{2n} QAM ($n = 1, 2, 3, 4$). Последовательность включает три процедуры. На первом этапе биты (a_{2m+1}, a_{2m+2n}) подразделяются на две группы $g_1(a_{2m+1}, \dots, a_{2m+n})$ и $g_2(a_{2m+n+1}, \dots, a_{2m+2n})$. На втором этапе для обеих групп битов выполняется вычисление символов [9]:

$$a_I(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+j} \cdot 2^{n-j}; \quad (5.1)$$

$$a_Q(k) = \sum_{j=1}^n a_{2m+n+j} \cdot 2^{n-j}. \quad (5.2)$$

На третьем этапе определяются амплитуды синфазного и квадратурного каналов сигнала 2^{2n} QAM ($n = 1, 2, 3, 4$) в соответствии с выражениями:

$$d_I(k) = C(n, a_I(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1}; \quad (5.3)$$

$$d_Q(k) = C(n, a_Q(k) + 1) / \sum_{j=1}^n 2^{j-1}, \quad (5.4)$$

где матрица коэффициентов определяется выражением [9]:

$$C = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -3 & -1 & 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -7 & -5 & -1 & -3 & 7 & 5 & 1 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -15 & -13 & -9 & -11 & -1 & -3 & -7 & -5 & 15 & 13 & 9 & 11 & 1 & 3 & 7 & 5 \end{pmatrix}. \quad (5.5)$$



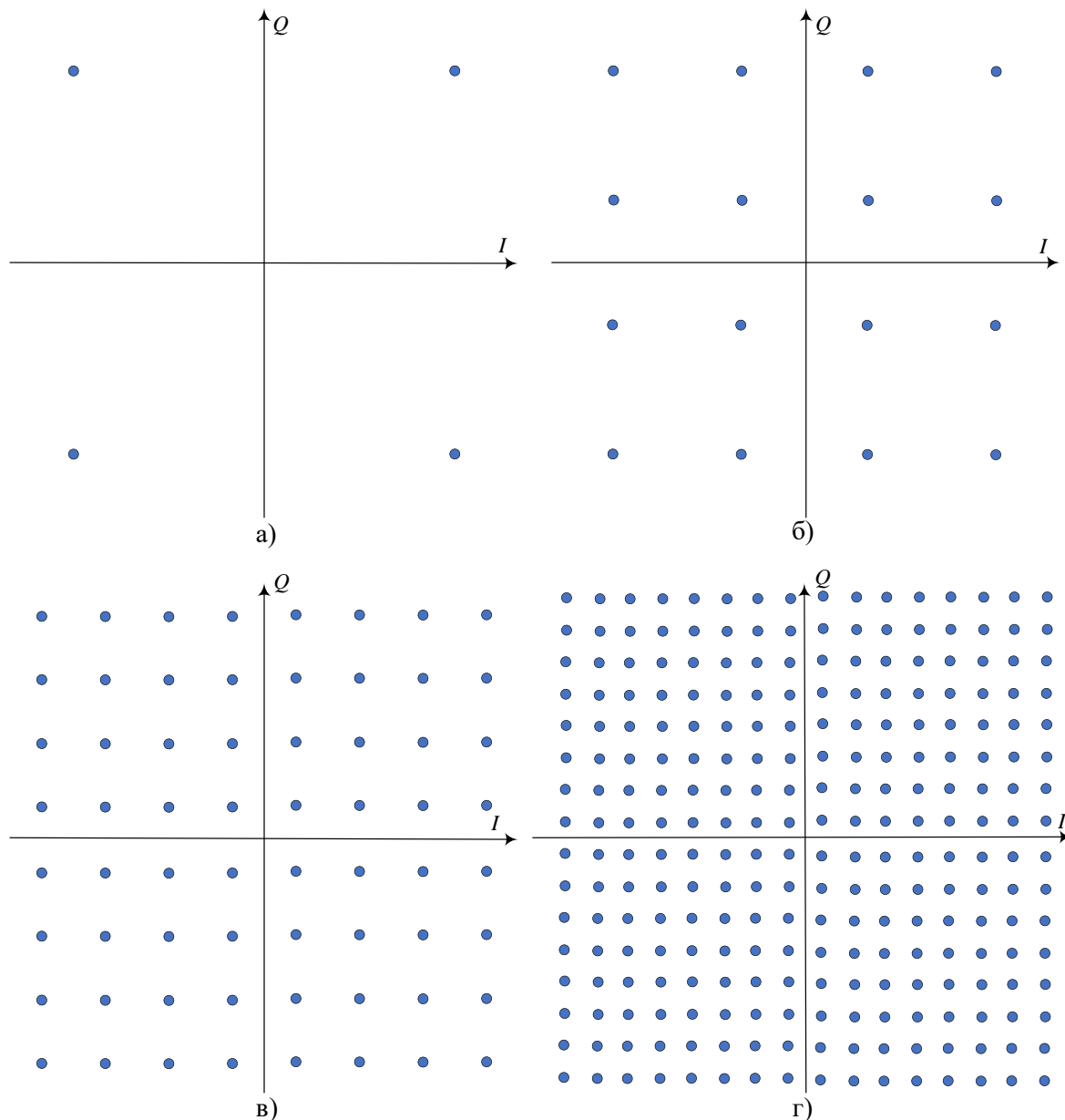


Рис. 5.1. Сигнальные созвездия:
 а) 4-QAM; б) 16-QAM; в) 64-QAM; г) 256-QAM

Скрипт 5.1 содержит функцию отображения битов в символы 2^{2n} QAM с использованием кода Грэя [9].

Скрипт 5.1. Функция отображения битов в символы 2^{2n} QAM:

```
function [iout,qout]=qammod16(paradata,para,nd,m1)
% Функция отображения битов в символы QAM-16
% Входные данные:
% paradata: входные биты размера para*nd
% para: число параллельных каналов
% nd: число битов
% m1 : порядок модуляции: QPSK->2, 16QAM->4
% Выходные данные:
% iout: выходные данные Ich
% qout: выходные данные Qch
```

```

% константы для КАМ-16
k=sqrt(10); iv=[-3 -1 3 1]; m2=m1/2; count2=0;
for ii=1:nd
    isi = zeros(para,1);
    isq = zeros(para,1);
    for jj=1:m1
        if jj<=m2
            isi=isi+2.^(m2-jj).*paradata((1:para),count2+jj);
        else
            isq=isq+2.^(m1-jj).*paradata((1:para),count2+jj);
        end
    end
    iout((1:para),ii)=iv(isi+1)/k;
    qout((1:para),ii)=iv(isq+1)/k;
    count2=count2+m1;
end

```

Скрипт 5.2 содержит функцию отображения символов 2^{2n} QAM в биты с использованием кода Грэя.

Скрипт 5.2. Функция отображения символов 2^{2n} QAM в биты:

```

function [demodata]=qamdemod16(idata,qdata,para,nd,m1)
% Функция отображения символов КАМ-16 в биты
% Входные данные:
%   idata: входные данные Ich
%   qdata: входные данные Qch
%   para: число параллельных каналов
%   nd: число битов
%   m1 : порядок модуляции: QPSK->2, 16QAM->4
% Выходные данные:
%   demodata: demodulated data (para-by-nd matrix)
% константы для КАМ-16
k=sqrt(10); idata=idata*k; qdata=qdata*k; demodata=zeros(para,m1*nd);
m2=m1/2; count2=0;
for ii = 1:nd
    a=1; b=1;
    i_lngth=0; q_lngth=0;
    for jj=1:m2
        if jj ~= 1
            if demodata((1:para),jj-1+count2)==1
                a=-a;
            end
            if demodata((1:para),m2+jj-1+count2)==1
                b=-b;
            end
            i_lngth=i_lngth+i_plrty.*2.^(m2-jj+1);
            q_lngth=q_lngth+q_plrty.*2.^(m2-jj+1);
        end
        if idata((1:para),ii)>= i_lngth
            demodata((1:para),jj+count2)=a>=0;
            i_plrty=1;
        else
            demodata((1:para),jj+count2)=a<=0;
            i_plrty=-1;
        end
        if qdata((1:para),ii) >= q_lngth

```



```

        demodata((1:para),m2+jj+count2)=b>=0;
        q_plrty=1;
    else
        demodata((1:para),m2+jj+count2)=b<=0;
        q_plrty=-1;
    end
end % for jj= 1:m2
count2=count2+m1;
end % for ii = 1:nd

```

Формулы оценки п/у сигналов 2^{2n} QAM ($n = 2, 3, 4$) в канале с АБГШ и замираниями (однолучевой канал с рэлеевскими замираниями) [9]:

$$BER_{16QAM-AWGN} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b/N_0 \right) - \frac{9}{64} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b/N_0 \right); \quad (5.6)$$

$$BER_{64QAM-AWGN} = \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{7}} E_b/N_0 \right) - \frac{49}{384} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{1}{7}} E_b/N_0 \right); \quad (5.7)$$

$$BER_{256QAM-AWGN} = \frac{15}{64} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{4}{85}} E_b/N_0 \right) - \frac{225}{2048} \operatorname{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{4}{85}} E_b/N_0 \right); \quad (5.8)$$

$$BER_{16QAM-fading} = \frac{3}{8} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+5/(2E_b/N_0)}} \right); \quad (5.9)$$

$$BER_{64QAM-fading} = \frac{7}{24} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+7/(E_b/N_0)}} \right); \quad (5.10)$$

$$BER_{256QAM-fading} = \frac{15}{64} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+85/(4E_b/N_0)}} \right). \quad (5.11)$$

Скрипт 5.3 содержит формулы (5.6)–(5.11) оценки п/у сигналов 2^{2n} QAM ($n = 2, 3, 4$) в канале с АБГШ и замираниями (рис. 5.2) [9].

Скрипт 5.3. Формулы оценки п/у сигналов 2^{2n} QAM в канале с АБГШ и замираниями:

```

% BER QAM theory plots
i=0;
for ebn0=0:1:50 % Eb/N0
    i=i+1;
    % канал с АБГШ
    qam16a = 3/8*erfc(sqrt(0.4*10.^(ebn0./10)))-...
        9/64*erfc(sqrt(0.4*10.^(ebn0./10)))^2;
    qam64a = 7/24*erfc(sqrt(1/7*10.^(ebn0./10)))-...
        49/384*erfc(sqrt(1/7*10.^(ebn0./10)))^2;
    qam256a = 15/64*erfc(sqrt(4/85*10.^(ebn0./10)))-...
        225/2048*erfc(sqrt(4/85*10.^(ebn0./10)))^2;
    % канал с замираниями
    qam16f = 3/8*(1-1/sqrt(1+5/(2*10.^(ebn0./10))));
    qam64f = 7/24*(1-1/sqrt(1+7/10.^(ebn0./10)));
    qam256f = 15/64*(1-1/sqrt(1+85/4/10.^(ebn0./10)));
    fid=fopen('ber_qam_awgn.dat','a');
    fprintf(fid,'%10d\t%.10f\t%.10f\t%.10f\n',...
        ebn0,qam16a,qam64a,qam256a); fclose(fid);
    fid=fopen('ber_qam_fading.dat','a');
    fprintf(fid,'%10d\t%.10f\t%.10f\t%.10f\n',...
        ebn0,qam16f,qam64f,qam256f); fclose(fid);
end

```



```

end
load('ber_qam_awgn.dat');load('ber_qam_fading.dat');
figure('Name','Помехоустойчивость сигналов QAM');
semilogy(ber_qam_awgn(:,1),ber_qam_awgn(:,2),'bo--','linewidth',2);hold on;
semilogy(ber_qam_awgn(:,1),ber_qam_awgn(:,3),'b>--','linewidth',2);
semilogy(ber_qam_awgn(:,1),ber_qam_awgn(:,4),'b*--','linewidth',2);
semilogy(ber_qam_fading(:,1),ber_qam_fading(:,2),'ko--','linewidth',2);
semilogy(ber_qam_fading(:,1),ber_qam_fading(:,3),'k>--','linewidth',2);
semilogy(ber_qam_fading(:,1),ber_qam_fading(:,4),'k*--','linewidth',2);
xlabel('Eb/N0, дБ');ylabel('BER'); ylim([10^-4 0.5]); xlim([0 45]);
grid on; legend ('16QAM AWGN','64QAM AWGN','256QAM AWGN',...
'16QAM Rayleigh', '64QAM Rayleigh', '256QAM Rayleigh');

```

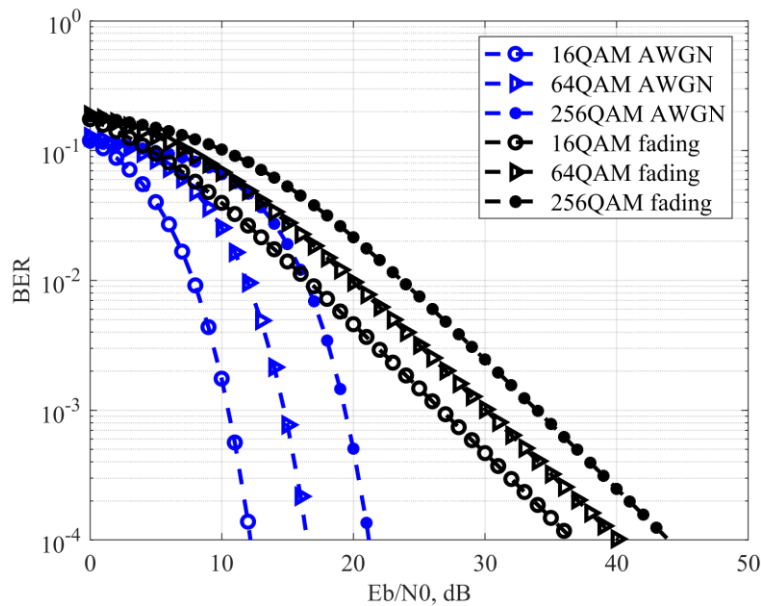


Рис. 5.2. Помехоустойчивость 16-, 64-, 256-QAM в канале с АБГШ и замираниями

5.1.2. Имитационная модель обработки сигналов КАМ-16

Отличие в оценке помехоустойчивости сигналов ФМ-4 от КАМ-16 заключается в процедурах отображения битов в символы при передаче и символов в биты при приеме. Для сигналов КАМ-16 отображение бит в символы осуществляется командой (скрипт 5.1) [9]:

```
[ich,qch]=qammod16(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы КАМ-16
```

Отображение символов в биты осуществляется командой (скрипт 5.2):

```
[demodata]=qamdmod16(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов КАМ-16 в биты
```

Скрипт 5.4 содержит ИМ оценки п/у сигналов КАМ-16.

Скрипт 5.4. Имитационная модель оценки п/у сигналов КАМ-16:

```

clear all; clc;
% ИМ для оценки ПУ сигналов КАМ-16
sr=256000.0; % символьная скорость
m1=4; % порядок модуляции: четная степень двойки: 16QAM:m1=4
br=sr*m1; % битовая скорость

```



```

nd = 100; % число символов для моделирования в одном цикле
ebn0=10; % Eb/N0 в дБ
ipoint=8; % коэффициент передискретизации
% инициализация фильтра
irfn=21; % порядок фильтра
alfs=0.5; % коэффициент сглаживания
[xh] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,1); % формирующий фильтр ПРД
[xh2] = hrollfcoef(irfn,ipoint,sr,alfs,0); % сглаживающий фильтр ПРМ
fading=0; % 1 - канал с замираниями; 0 - канал без замираний
if fading==0
    % инициализация параметров модели канала замираний
    tstp=1/sr/ipoint; % длительность выборки (разрешение по времени)
    itau = [0]; % вектор задержек копий прихода сигнала в единицах tstp
    dlvl = [0]; % вектор ослаблений копий прихода сигнала в дБ относительно LOS
    n0=[6]; % число синусоид для формирования замираний в одном луче
    th1=[0.0]; % вектор начальных фаз копий прихода сигнала в рад
    itnd0=nd*ipoint*100; % счетчик замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    % Number of directwave + Number of delayed wave
    % In this simulation one-path Rayleigh fading are considered
    now1=1; % число копий прихода сигнала (LOS+NLOS)
    fd=160; % максимальный доплеровский сдвиг частоты в Гц
    % flat : признак замираний: гладкие или частотно-селективные
    % 1->flat: гладкие замирания: флуктуирует только амплитуда
    % 0->nomal: частотно-селективные: флуктуируют и амплитуда и фаза
    flat =1;
end
% параметры ИМ
nloop=100; % число циклов ИМ
noe = 0; % общее число ошибок
nod = 0; % общее число переданных битов

for iii=1:nloop
    data1=rand(1,nd*m1)>0.5; % формирование битов
    [ich,qch]=qammod16(data1,1,nd,m1); % отображение битов в символы КАМ-16
    [ich1,qch1]= compoversamp(ich,qch,length(ich),ipoint); % передискретизация
    [ich2,qch2]= compconv(ich1,qch1,xh); % формирующая фильтрация в ПРД
    % канал
    spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd; % мощность переданного сигнала
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10)); % коэффициент выборки АБГШ
    if fading==1
        % учет замираний
        [ifade,qfade,ramp]=sefade(ich2,qch2,itau,dlvl,th1,n0,...
            itnd1,now1,length(ich2),tstp,fd,flat);
        itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
        [ich3,qch3]= comb(ifade,qfade,attn);% добавление выборок АБГШ
        ich3=ich3./ramp(1:length(ramp)); % масштабирование после замираний
        qch3=qch3./ramp(1:length(ramp)); % масштабирование после замираний
    elseif fading==0
        [ich3,qch3]= comb(ich2,qch2,attn);% добавление выборок АБГШ
    end
    % ПРМ
    [ich4,qch4]= compconv(ich3,qch3,xh2); % сглаживающая фильтрация в ПРМ
    syncpoint=irfn*ipoint+1; % момент взятия выборки
    ich5=ich4(syncpoint:ipoint:ipoint*nd+syncpoint-1); % выборка ich
    qch5=qch4(syncpoint:ipoint:ipoint*nd+syncpoint-1); % выборка qch
    [demodata]=qamdemod16(ich5,qch5,1,nd,m1); % отображение символов КАМ-16 в биты
    % BER
    noe2=sum(abs(data1-demodata)); % число ошибок в цикле ИМ
end

```



```

nod2=length(data1); % число переданных битов в цикле ИМ
noe=noe+noe2; % число ошибок
nod=nod+nod2; % число переданных битов
% fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);
end % for iii=1:nloop
ber = noe/nod; fprintf('%d\t%e\n',ebn0,ber);
fid=fopen('ber_qam.dat','a');fprintf(fid,'%d\t%e\n',ebn0,ber);fclose(fid);
plot_iqch(ich2,qch2,ipoint);

```

Рис. 5.3 иллюстрирует сигнал КАМ-16 во временной и частотной областях.

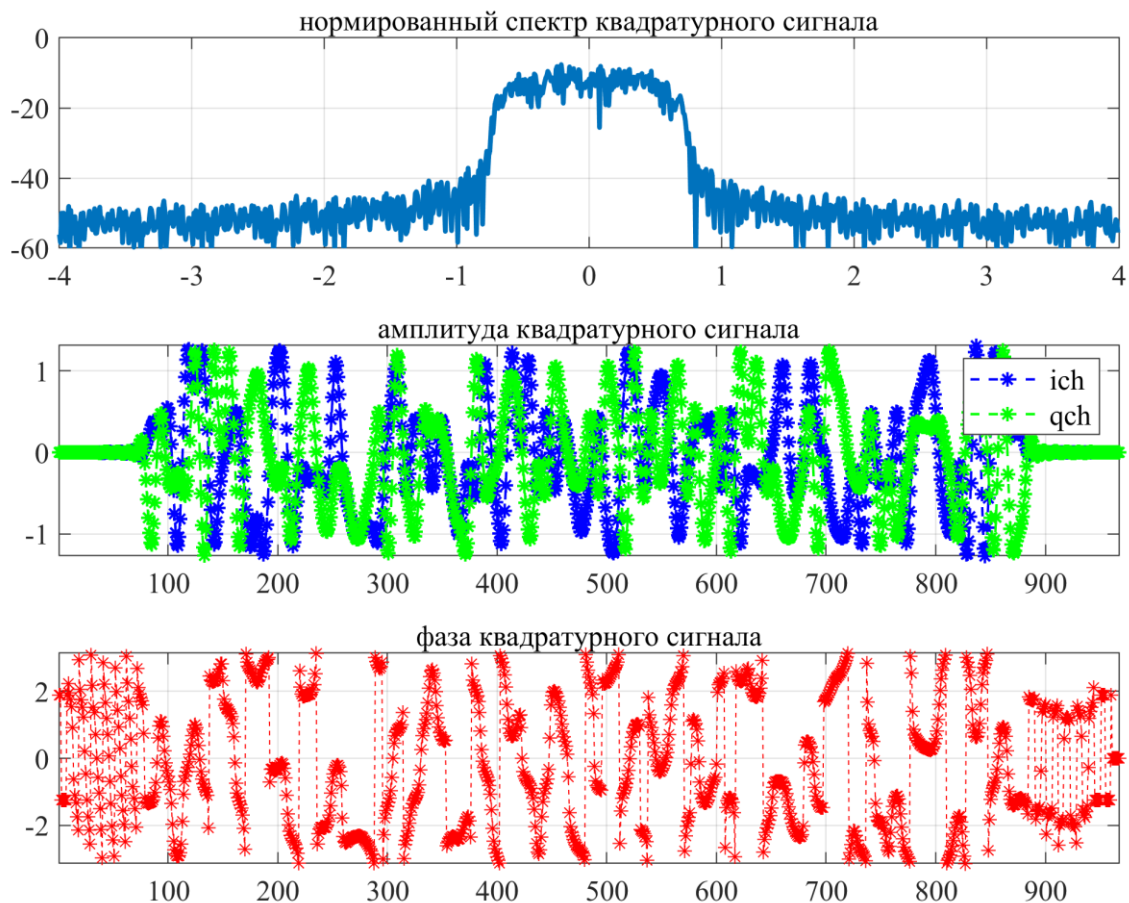


Рис. 5.3. Сигнал КАМ-16 во временной и частотной областях

5.2. Оценка помехоустойчивости сигналов КАМ средствами имитационного моделирования.

Задание к лабораторной работе

Используя методические материалы и скрипты разд. 5, построить зависимость вероятности битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 для сигналов КАМ-16, КАМ-64 и КАМ-256 по аналогии с примером оценки помехоустойчивости сигналов ФМ-2 (рис. 3.5) в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями средствами имитационного моделирования.



6. СИГНАЛЫ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ

6.1. Модели обработки сигналов OFDM. Материал к практическому занятию

6.1.1. Постановка задачи использования сигналов OFDM

Рис. 6.1 иллюстрирует соотношение между импульсной характеристикой и длительностью символа при преобразовании последовательного потока в параллельный с учетом увеличения параллельных каналов [9].

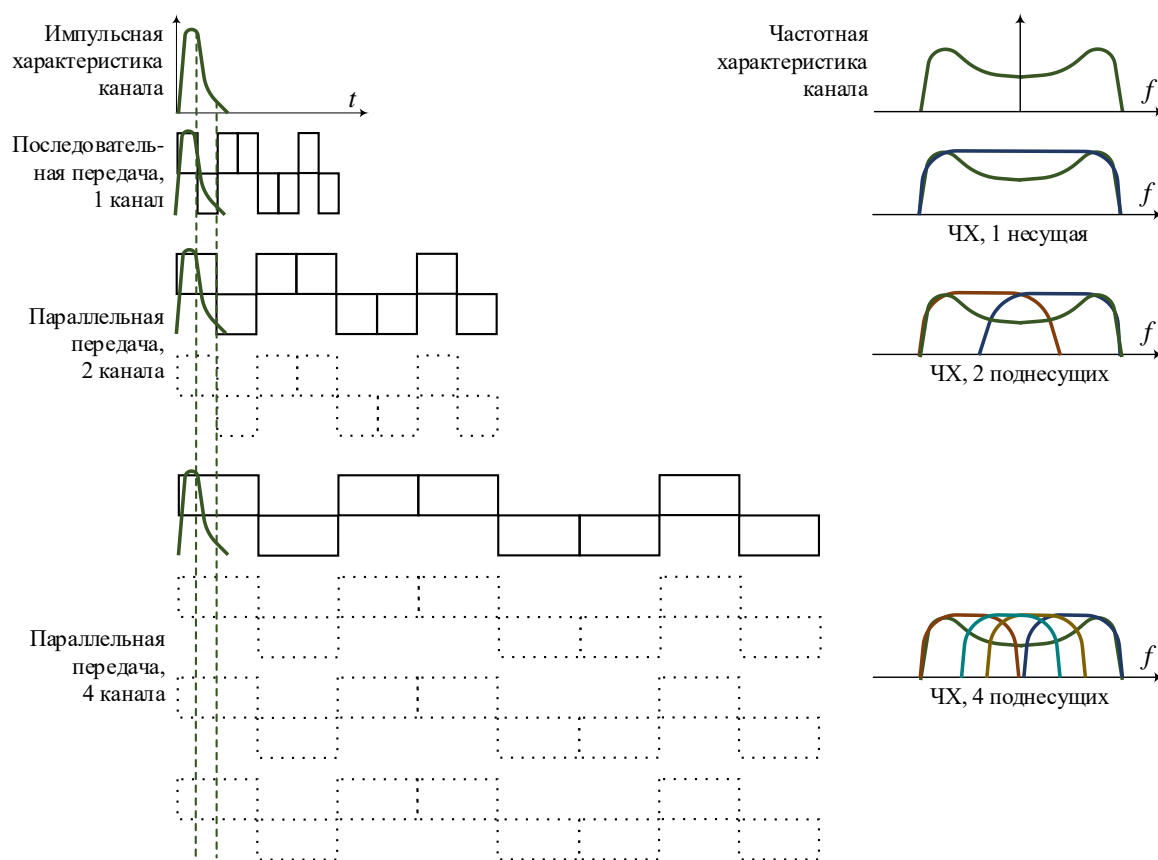


Рис. 6.1. Преобразование последовательного потока в параллельный

Из анализа временных диаграмм и частотных характеристик преобразования исходного высокоскоростного последовательного потока в несколько низкоскоростных параллельных (рис. 6.1) можно сделать следующие выводы. Во временном домене при распараллеливании высокоскоростного последовательного потока на несколько низкоскоростных параллельных влияние ИХ, характеризующей профиль многолучевости, можно компенсировать путем увеличения длительности символа за счет роста числа параллельных подканалов; остаточное влияние ИХ можно нейтрализовать введением защитного интервала [20]. В частотном домене из анализа ЧХ следует, что частотная селективность (усиление одних и ослабление других



частотных компонент) вследствие многолучевости при увеличении числа поднесущих, определяемых числом параллельных подканалов, может быть локализована на отдельных поднесущих, а не во всем диапазоне, как в случае с одноканальной последовательной передачей.

6.1.2. Схема передачи приема и обработки сигналов OFDM

Рис. 6.2 иллюстрирует структурную схему передачи, приема и обработки сигнала с ортогональным частотным разделением (ОЧР, OFDM – Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) [9].

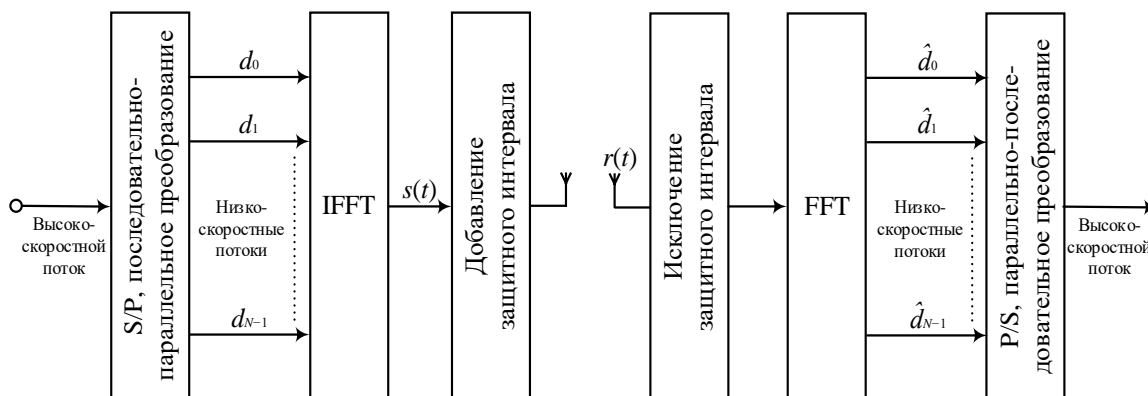


Рис. 6.2. Структурная схема передачи, приема и обработки сигнала ОЧР

Рассмотрим особенности и процедуры обработки сигналов ОЧР при передаче. При передаче осуществляется распараллеливание высокоскоростного потока на N низкоскоростных потоков (подканалов) в блоке последовательно-параллельного преобразования S/P (Series-Parallel conversion). Затем в каждом подканале осуществляется модуляция, например, QAM. Рассмотрим квадратурную модуляцию символов $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$ в N подканалах, где каждый символ d_n представляет собой комплексный символ квадратурной модуляции $d_n = d_{In} + jd_{Qn}$; для QPSK $d_{In}, d_{Qn} \in \{1, -1\}$, для 16-QAM $d_{In}, d_{Qn} \in \{\pm 1, \pm 3\}$. Затем модуляционные символы поступают в блок обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ, IFFT – Inverse Fast Fourier Transform), на выходе которого получается сигнал OFDM. Сигнал OFDM можно представить выражением [9]

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_s)) g(t - kT_s) = \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) + jd_{Qi}(k)) (\cos(2\pi f_i(t - kT_s)) + j \sin(2\pi f_i(t - kT_s))) g(t - kT_s) = \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) \cos(2\pi f_i(t - kT_s)) - d_{Qi}(k) \sin(2\pi f_i(t - kT_s))) g(t - kT_s) + \\
 &+ \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} (d_{Ii}(k) \sin(2\pi f_i(t - kT_s)) + d_{Qi}(k) \cos(2\pi f_i(t - kT_s))) g(t - kT_s),
 \end{aligned} \tag{6.1}$$



где T_s – длительность символа OFDM сигнала; $f_i, i = 0, 1, 2, 3, \dots$ – частота i -й поднесущей, определяемая выражением

$$f_i = f_0 + i/T_s. \quad (6.2)$$

В выражении (6.1) $g(t)$ – форма прямоугольного импульса OFDM символа [9]:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_s; \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (6.3)$$

Рис. 6.3 (скрипт 6.1) иллюстрирует пример суммы четырех ортогональных комплексных синусоид во временной и частотной областях с частотами $f_0 = 0, f_1 = 1/T_s, f_2 = 2/T_s, f_3 = 3/T_s, f_4 = 4/T_s$ (скрипт 6.1).

В общем случае сигнал OFDM может включать от нескольких десятков до нескольких сотен поднесущих.

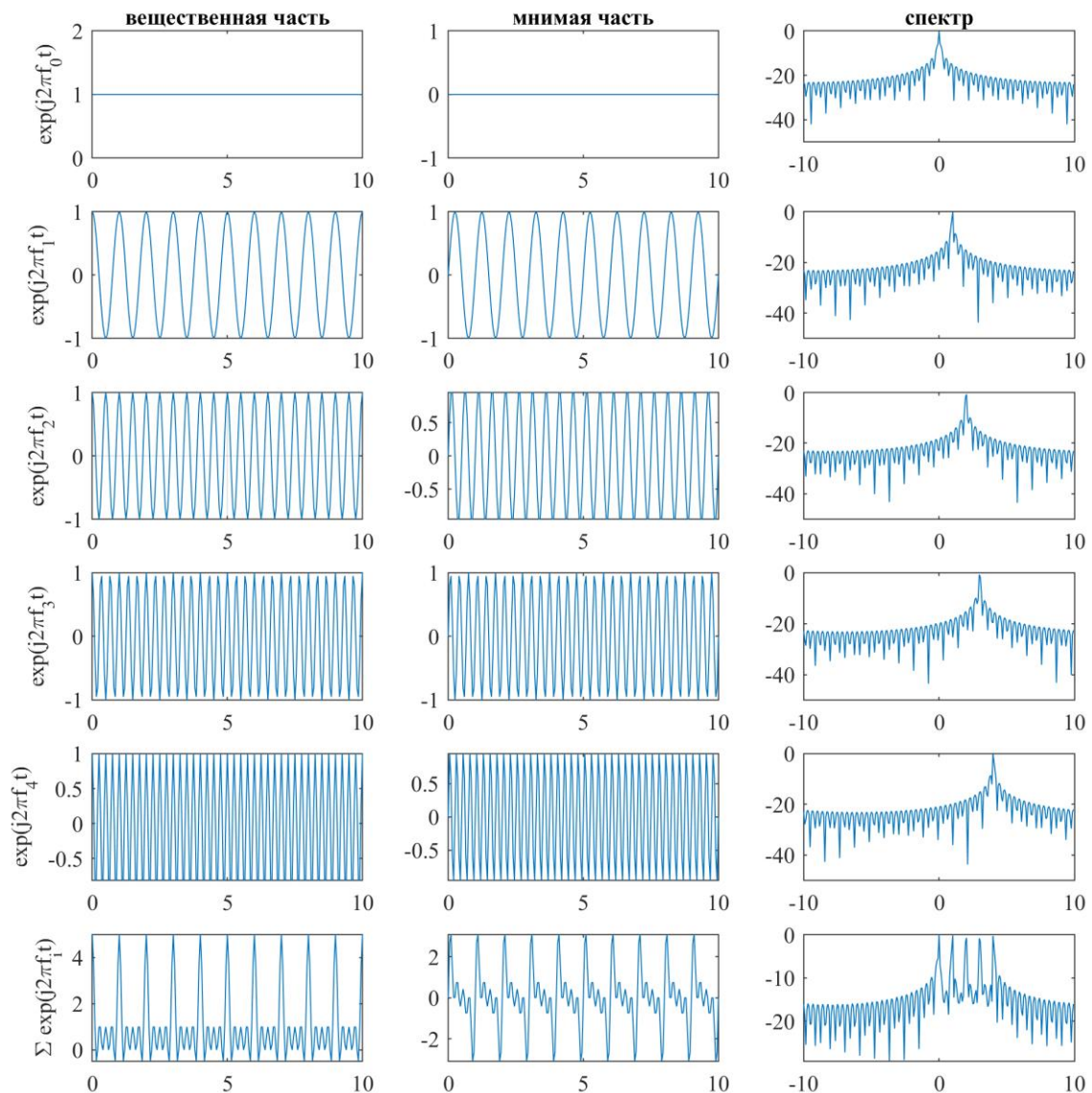


Рис. 6.3. Пример суммы четырех ортогональных синусоид



Скрипт 6.1. Пример суммы четырех синусоид во временной и частотной областях:

```
ipoint=10; t=[0:1/ipoint:10]; T=1;
f0=0; cexp0=exp(j*2*pi*f0*t); [cexpfft0,fT]=cexp_fft(cexp0,ipoint);
subplot(6,3,1); plot(t,real(cexp0)); axis('tight');
ylabel('exp(j2\pif_{0}t)'); title('вещественная часть');
subplot(6,3,2); plot(t,imag(cexp0)); axis('tight'); title('мнимая часть');
subplot(7,3,3); plot(fT,10*log10(abs(cexpfft0))); title('спектр');
f1=1/T; cexp1=exp(j*2*pi*f1*t); [cexpfft1,fT]=cexp_fft(cexp1,ipoint);
subplot(6,3,4); plot(t,real(cexp1)); axis('tight');
ylabel('exp(j2\pif_{1}t)');
subplot(6,3,5); plot(t,imag(cexp1)); axis('tight');
subplot(6,3,6); plot(fT,10*log10(abs(cexpfft1)));
f2=2/T; cexp2=exp(j*2*pi*f2*t); [cexpfft2,fT]=cexp_fft(cexp2,ipoint);
subplot(6,3,7); plot(t,real(cexp2)); axis('tight'); grid on;
ylabel('exp(j2\pif_{2}t)');
subplot(6,3,8); plot(t,imag(cexp2)); axis('tight');
subplot(6,3,9); plot(fT,10*log10(abs(cexpfft2)));
f3=3/T; cexp3=exp(j*2*pi*f3*t); [cexpfft3,fT]=cexp_fft(cexp3,ipoint);
subplot(6,3,10); plot(t,real(cexp3)); axis('tight');
ylabel('exp(j2\pif_{3}t)');
subplot(6,3,11); plot(t,imag(cexp3)); axis('tight');
subplot(6,3,12); plot(fT,10*log10(abs(cexpfft3)));
f4=4/T; cexp4=exp(j*2*pi*f4*t); [cexpfft4,fT]=cexp_fft(cexp4,ipoint);
subplot(6,3,13); plot(t,real(cexp4)); axis('tight');
ylabel('exp(j2\pif_{4}t)');
subplot(6,3,14); plot(t,imag(cexp4)); axis('tight');
subplot(6,3,15); plot(fT,10*log10(abs(cexpfft4)));
csum=cexp0+cexp1+cexp2+cexp3+cexp4; [cexpfftsum,fT]=cexp_fft(csum,ipoint);
subplot(6,3,16); plot(t,real(csum)); axis('tight');
ylabel('\Sigma exp(j2\pif_{i}t)');
subplot(6,3,17); plot(t,imag(csum)); axis('tight');
subplot(6,3,18); plot(fT,10*log10(abs(cexpfftsum)));
function [cexpfft,fT]=cexp_fft(cexp,ipoint)
cexp_length=length(cexp); nfft=2^nextpow2(cexp_length);
cexpfft = fftshift(fft(cexp,nfft)/cexp_length);
fT=(-nfft/2:nfft/2-1)/nfft*ipoint;
end
```

Рассмотрим далее особенности включения защитного интервала. Ортогональность поднесущих OFDM может соблюдаться, а отдельные параллельные могут разделяться с использованием БПФ на приеме тогда, когда отсутствует межсимвольная ISI и межканальная ICI (Intercarrier Interference) интерференция, являющиеся результатом многолучевого радиоканала. На практике полностью исключить ISI и ICI не удастся, так как спектр OFDM сигнала не является идеально прямоугольным, а многолучевое РРВ и движение устройств могут приводить к взаимному влиянию параллельных подканалов. Для компенсации эффекта ISI используется распараллеливание исходного высокоскоростного потока на несколько параллельных низкоскоростных потоков, что позволяет увеличить длительность символа в каждом параллельном подканале. Однако при этом возникает другая проблема –



поддержание ортогональности этих параллельных подканалов на поднесущих вследствие эффекта Доплера при движении устройств для заданной размерности БПФ. Для исключения ISI используется защитный интервал. Рис. 6.4 иллюстрирует механизм его добавления: полная длительность OFDM символа $T_{total} = T_g + T_s$ определяется длительностью информационного символа T_s и длительностью защитного интервала T_g [9].

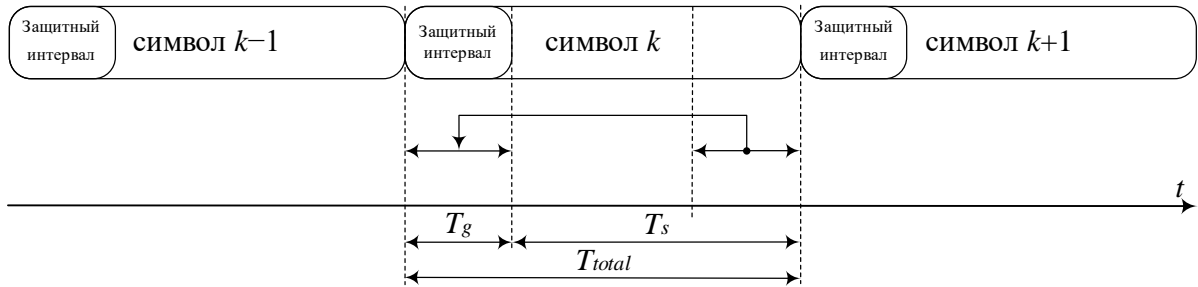


Рис. 6.4. Добавление защитного интервала

Информационный символ занимает время T_s , а защитный интервал представляет собой последнюю часть информационного символа длительностью T_g , которая повторяется в начале передачи данного OFDM-символа (циклический префикс). Если длительность защитного интервала T_g превышает длительность ИХ многолучевого радиоканала (разброс задержек многолучевого распространения радиоволн), эффект ISI во временной области может быть компенсирован, что, однако, не исключает межканальной интерференции ICI. Отношение длительности защитного интервала к длительности информационной части OFDM символа зависит от типа передаваемых данных; так как включение защитного интервала T_g снижает полезную нагрузку, его длительность не превышает четверти информационного символа T_s . После добавления защитного интервала OFDM-сигнал можно представить выражением

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_{total})) g'(t - kT_{total}), \quad (6.4)$$

где $g'(t)$ – модифицированная форма прямоугольного импульса OFDM символа [9]:

$$g'(t) = \begin{cases} 1, & -T_g \leq t \leq T_s; \\ 0, & t < -T_g, t > T_s. \end{cases} \quad (6.5)$$

На выходе радиоканала ИХ FDM-сигнал можно представить как

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t), \quad (6.6)$$

где $h(\tau, t)$ – ИХ многолучевого радиоканала в момент времени t ; $n(t)$ – комплексная выборка АБГШ.



На приеме сигнал $r(t)$ фильтруется полосовым фильтром, поступает на преобразователь с радиочастоты на промежуточную частоту и затем на блок исключения защитного интервала и БПФ; на выходе БПФ получаются коэффициенты Фурье $\hat{d}_i(k)$ сигнала в i -м подканале (поднесущей) OFDM-символа на интервале $[kT_{total}, kT_{total} + T_s]$ [9]

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_{total}}^{T_s+kT_{total}} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_{total})) dt. \quad (6.7)$$

Если известна оценка ИХ радиоканала $\hat{h}_i(k)$, можно осуществить выравнивание (эквалайзинг) принятого сигнала по формуле

$$\hat{\hat{d}}_i(k) = \frac{\hat{h}_i^*(k)}{\hat{h}_i(k)\hat{h}_i^*(k)} \hat{d}_i(k), \quad (6.8)$$

где * – знак комплексного сопряжения. Сравнивая символы d_k с $\hat{\hat{d}}_i(k)$ после демодуляции, можно оценить коэффициент битовых ошибок BER. При сохранении ортогональности поднесущих OFDM-сигнала п/у определяется видом модуляции в каждом подканале [9].

6.1.3. Имитационная модель обработки сигналов OFDM

Рис. 6.5 иллюстрирует схему имитационной модели обработки сигналов OFDM.

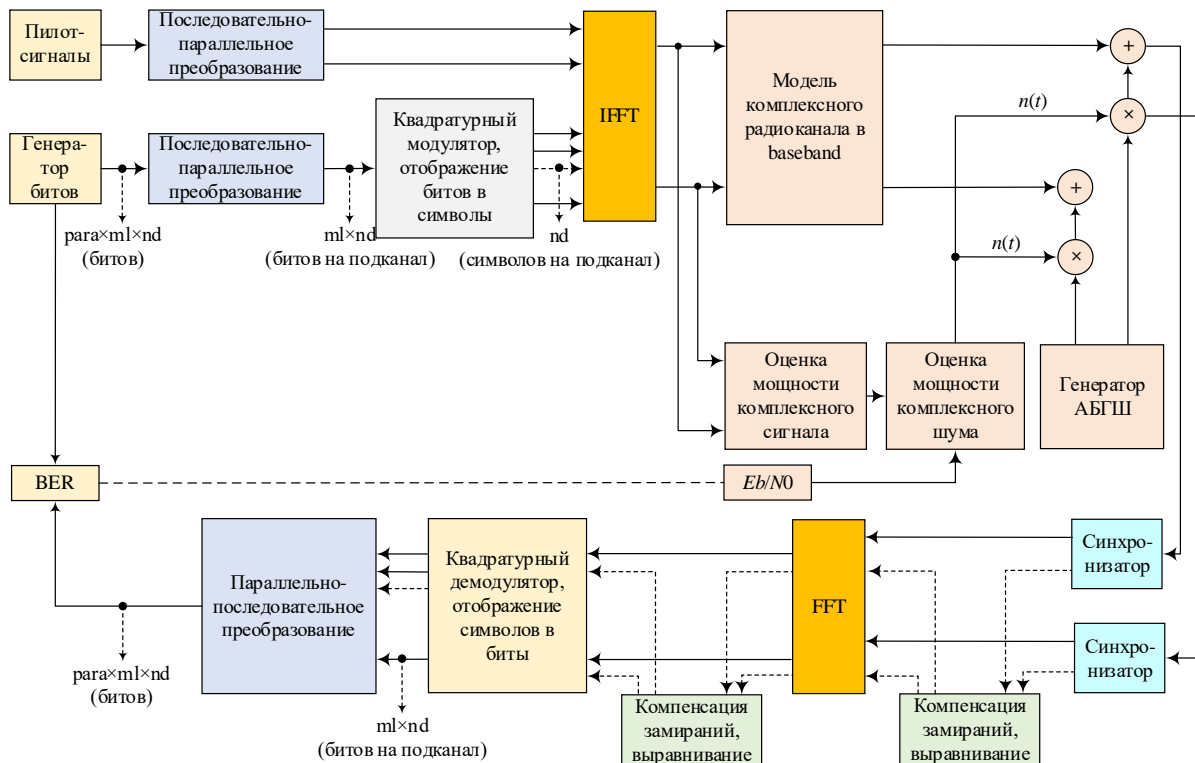


Рис. 6.5. Схема ИМ обработки сигналов OFDM



Инициализация имитационной модели включает параметры:

```
% Исходные данные
para=128; % число параллельных потоков
fftlen=128; % размерность БПФ
noc=128; % число поднесущих (number of carrier)
nd=6; % число символов ОЧР в одном цикле ИМ
ml=2; % порядок модуляции: QPSK->2
sr=250000; % символьная скорость, симв/с
br=sr*ml; % битовая скорость, бит/с
gilen=32; % длина защитного интервала
ebn0=5; % Eb/N0, дБ
```

Рис. 6.6 иллюстрирует структуру кадра из nd OFDM-символов и $para$ параллельных подканалов [9].

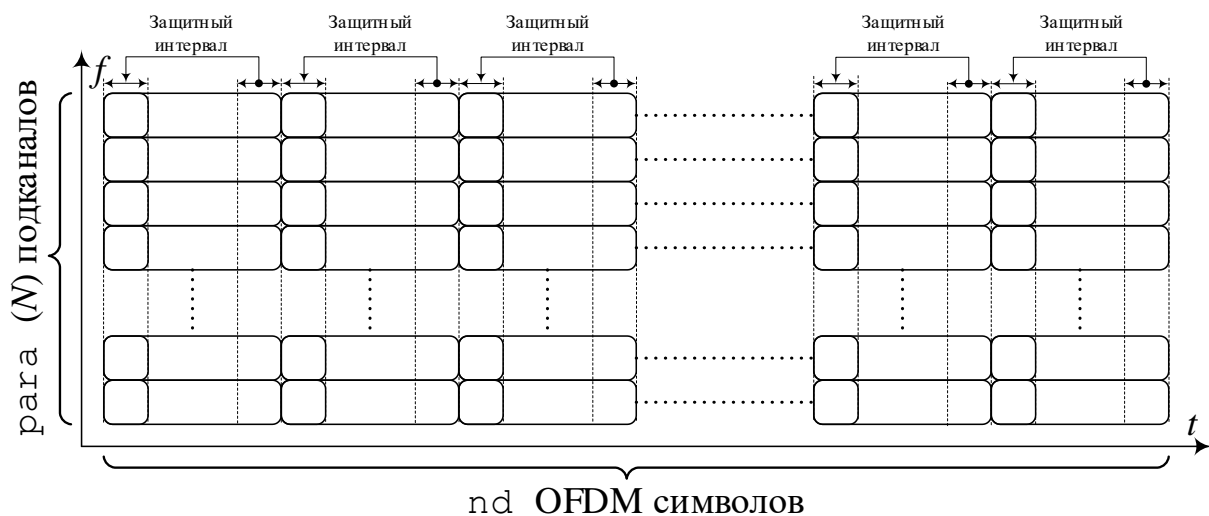


Рис. 6.6. Формат кадра сигнала OFDM

При скорости передачи символов $R_s = 250$ ксимв./с длительность символа $T_s = 4$ мкс. При длине защитного интервала $\frac{1}{4}$ от длительности OFDM символа получим $T_g = 1$ мкс.

В ИМ для OFDM помимо коэффициента битовых ошибок вычисляется коэффициент пакетных ошибок PER (Packet Error Rate), поэтому инициализируются параметры числа переданных и ошибочно принятых пакетов:

```
nloop=100; % число циклов моделирования
npe = 0; % инициализация числа ошибочных битов
npo = 0; % инициализация числа переданных битов
eop=0; % инициализация числа ошибочно принятых пакетов
pop=0; % инициализация числа переданных пакетов
```

Последовательный поток битов генерируется командой [9]:

```
seldata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % формирование битов
```

при этом биты записываются в вектор-строку размерности $\mathbb{R}^{1 \times (para \cdot nd \cdot ml)}$. Затем последовательные данные преобразуются в $para$ параллельных потоков:



```
% (S->P) последовательно-параллельное преобразование
paradata=reshape(seldata,para,nd*m1);
```

которые записываются в матрицу размерности $\mathbb{R}^{para \times (nd \cdot m1)}$.

После модуляции QPSK

```
[ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,m1); % отображение битов в символы
```

получается матрица модуляционных символов размерности $\mathbb{R}^{para \times nd}$ для синфазного и квадратурного каналов. Затем осуществляется масштабирование комплексных модуляционных символов QPSK [9]:

```
kmod=1/sqrt(2); % масштабирующий коэффициент
ich1=ich*kmod; % синфазная составляющая
qch1=qch*kmod; % квадратурная составляющая
```

После масштабирования осуществляется обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ) на передающей стороне

```
x=ich1+qch1*sqrt(-1);
y=ifft(x); % ОБПФ (ifft)
ich2=real(y); % вещественная часть x
qch2=imag(y); % мнимая часть x
```

Рис. 6.7 показывает интерфейс ОБПФ: на входе блока сигнал в частотном домене на поднесущих; на выходе – сигнал во временном домене.

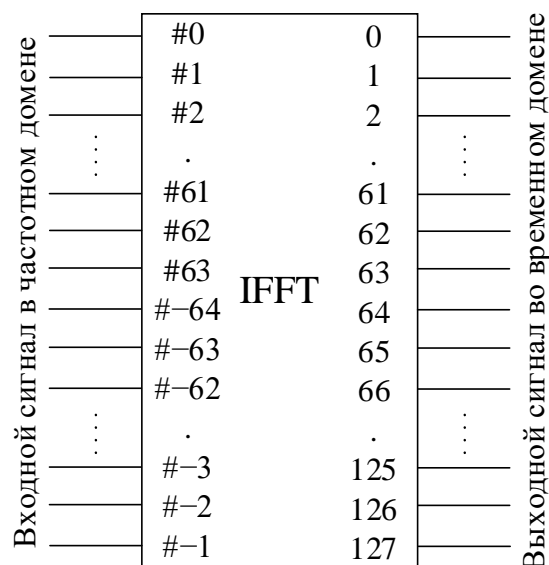


Рис. 6.7. Интерфейс преобразования ОБПФ

На выходе IFFT остается матрица комплексных символов размерности $\mathbb{R}^{para \times nd}$ для синфазного и квадратурного каналов. После ОБПФ выполняется добавление защитного интервала GI (Guard Interval), при этом размерность БПФ увеличивается на величину защитного интервала:

```
[ich3,qch3]= giins(ich2,qch2,fftlen,gilen,nd);
fftlen2=fftlen+gilen;
```



Скрипт 6.2 содержит функцию добавления защитного интервала.

Скрипт 6.2. Функция добавления защитного интервала:

```
% giins.m, функция добавления защитного интервала в переданный сигнал
function [iout,qout]= giins(idata,qdata,fftlen,gilen,nd)
% параметры:
% idata : входные данные синфазного канала Ich
% qdata : входные данные квадратурного канала Qch
% iout  : выходные данные синфазного канала Ich
% qout  : выходные данные квадратурного канала Qch
% fftlen: длина/размерность БПФ (точек)
% gilen : длина защитного интервала (точек)
idata1=reshape(idata,fftlen,nd);
qdata1=reshape(qdata,fftlen,nd);
idata2=[idata1(fftlen-gilen+1:fftlen,:); idata1];
qdata2=[qdata1(fftlen-gilen+1:fftlen,:); qdata1];
iout=reshape(idata2,1,(fftlen+gilen)*nd);
qout=reshape(qdata2,1,(fftlen+gilen)*nd);
```

При добавлении защитного интервала данные параллельных подканалов преобразуются в последовательный поток размерности $\mathbb{R}^{1 \times ((fftlen+gilen) \cdot nd)}$.

Затем осуществляется добавление АБГШ и замираний [9]:

```
spow=sum(ich3.^2+qch3.^2)/nd/para;      % мощность переданного сигнала
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10^(-ebn0/10));% коэффициент шума
if fading==1 % добавление замираний
    [ifade,qfade]=sefade(ich3,qch3,itaу,dlv1,...
        th1,n0,itnd1,now1,length(ich3),tstp,fd,flat);
    itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
else
    ifade=ich3; qfade=qch3;
end
[ich4,qch4]=comb(ifade,qfade,attn); % добавление выборок АБГШ
```

Для многочастотного OFDM-сигнала, в отличие от оценки п/у на одной несущей, мощность сигнала $spow$ определяется на одну поднесущую на один OFDM-символ, поэтому выполняется деление на число параллельных подканалов $para$ [9].

На приемной стороне из принятого сигнала исключается GI:

```
[ich5,qch5]= girem(ich4,qch4,fftlen2,gilen,nd);
```

Скрипт 6.3 содержит функцию исключения защитного интервала.

Скрипт 6.3. Функция исключения защитного интервала:

```
% girem.m, функция исключения защитного интервала из принятого сигнала
function [iout,qout]= girem(idata,qdata,fftlen2,gilen,nd)
% параметры:
% idata : входные данные синфазного канала Ich
% qdata : входные данные квадратурного канала Qch
% iout  : выходные данные синфазного канала Ich
% qout  : выходные данные квадратурного канала Qch
% fftlen2: длина/размерность БПФ (точек)
% gilen : длина защитного интервала (точек)
```



```

% nd      : число OFDM-символов
idata2=reshape(idata,fftlen2,nd);
qdata2=reshape(qdata,fftlen2,nd);
iout=idata2(gilen+1:fftlen2,:);
qout=qdata2(gilen+1:fftlen2,:);

```

При исключении защитного интервала данные последовательного потока размерности $\mathbb{R}^{1 \times ((fftlen+gilen) \cdot nd)}$ преобразуются в матрицу параллельных подканалов размерности $\mathbb{R}^{fftlen \times nd}$.

Затем осуществляется быстрое преобразование Фурье, в результате которого сигнал из временного домена преобразуется в частотный домен:

```

% БПФ на ПРМ (FFT)
rx=ich5+qch5*sqrt(-1);
ry=fft(rx);      % БПФ (fft)
ich6=real(ry);  % вещественная часть rx
qch6=imag(ry);  % мнимая часть rx

```

После масштабирования выборок на приеме [9]:

```

% масштабирование выборок
ich7=ich6/kmod;
qch7=qch6/kmod;

```

осуществляется преобразование символов в биты:

```

[demodata1]=qpskdemod(ich7,qch7,para,nd,m1); % отображение символов в биты

```

В переменной `demodata1` содержится матрица битов размерности $\mathbb{R}^{fftlen \times (nd \cdot ml)}$, которая затем преобразуется в последовательный поток размерности $\mathbb{R}^{1 \times (fftlen \cdot nd \cdot ml)}$:

```

% (P->S) параллельно-последовательное преобразование
demodata=reshape(demodata1,1,para*nd*ml);

```

При подсчете числа битовых ошибок осуществляется также подсчет числа пакетных ошибок (пакет в цикле считается принятым с ошибкой, если хотя бы один бит пакета в данном цикле ошибочный) [9]:

```

% BER & PER
noe2=sum(abs(demodata-seldata)); % число ошибочных битов в цикле
nod2=length(seldata);          % число переданных битов в цикле
noe=noe+noe2; % общее число ошибочных битов
nod=nod+nod2; % общее число переданных битов
% оценка числа ошибочно принятых пакетов
if noe2~=0
    eor=eor+1; % пакет принят с ошибкой
else
    eor=eor;   % пакет принят без ошибок
end
eor; nor=nor+1;

```

Рис. 6.8 (скрипт 6.4) иллюстрирует п/у сигналов OFDM (QPSK) в канале с АБГШ и замираниями.



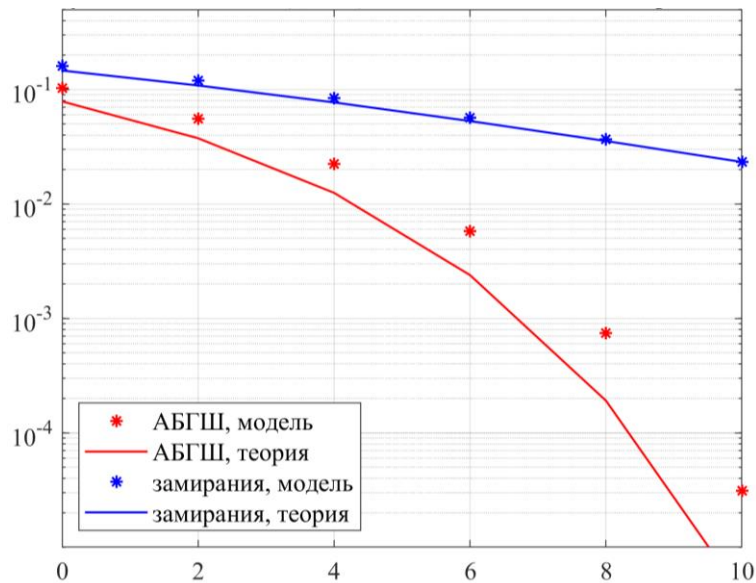


Рис. 6.8. Оценка п/у сигналов OFDM (QPSK)

Скрипт 6.4. Передача, прием и обработка сигналов OFDM:

```

clear all; close all; clc;
% ИМ для оценки ПУ сигналов с ОЧР
% Исходные данные
para=128; % число параллельных потоков
fftl=128; % размерность БПФ
noc=128; % число поднесущих
nd=6; % число символов ОЧР в одном цикле ИМ
ml=2; % порядок модуляции: QPSK->2
sr=250000; % символьная скорость, симв./с
br=sr*ml; % битовая скорость, бит/с
gil=32; % длина защитного интервала
ebn=10; % Eb/N0, дБ
%
nloop=10000; % число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибочных битов
nod = 0; % инициализация числа переданных битов
eop=0; % инициализация числа ошибочно принятых пакетов
pop=0; % инициализация числа переданных пакетов

% режим с замираниями или без
fading=0; % 1 - с замираниями; 0 - без замираний
if fading==1
    % Инициализация параметров радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/(fftl+gil); % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек времен прихода копий сигнала в единицах tstp
    dlvl = [0]; % вектор ослаблений прихода копий сигнала в дБ
    n0=[6]; % вектор числа синусоид для получения замираний в одной копии
    th1=[0.0]; % вектор начальных фаз копий прихода сигнала
    itnd0=nd*(fftl+gil)*10; % счетчик замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    now1=1; % число копий принятого сигнала
    fd=10; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
    flat = 1; % 1->гладкие замирания: флуктуирует только амплитуда
    % 0->частотно-селективные: флуктуируют амплитуда и фаза
end

```



```

for iii=1:nloop
    seldata=rand(1,para*nd*m1)>0.5; % формирование битов
    % ПРД
    % (S->P) последовательно-параллельное преобразование
    paradata=reshape(seldata,para,nd*m1);
    [ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,m1); % отображение битов в символы
    kmod=1/sqrt(2); % масштабирующий коэффициент
    ich1=ich*kmod; % синфазная составляющая
    qch1=qch*kmod; % квадратурная составляющая
    % ОБПФ на ПРД (IFFT)
    x=ich1+qch1*sqrt(-1);
    y=ifft(x); % ОБПФ (ifft)
    ich2=real(y); % вещественная часть y
    qch2=imag(y); % мнимая часть y
    % добавление защитного интервала
    [ich3,qch3]= giins(ich2,qch2,fftlent,gilen,nd); %
    fftlent2=fftlent+gilen;
    % канал
    spow=sum(ich3.^2+qch3.^2)/nd/para; % мощность переданного сигнала
    attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10^(-ebn0/10)); % коэффициент шума
    if fading==1
        % добавление замираний
        [ifade,qfade]=sefade(ich3,qch3,itau,d1v1,...
            th1,n0,itnd1,now1,length(ich3),tstp,fd,flat);
        itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
    else
        ifade=ich3; qfade=qch3;
    end
    % добавление АБГШ
    [ich4,qch4]=comb(ifade,qfade,attn); % добавление выборок шума
    % ПРМ
    % исключение защитного интервала
    [ich5,qch5]= girem(ich4,qch4,fftlent2,gilen,nd);
    % БПФ на ПРМ (FFT)
    rx=ich5+qch5*sqrt(-1);
    ry=fft(rx); % БПФ (fft)
    ich6=real(ry); % вещественная часть rx
    qch6=imag(ry); % мнимая часть rx
    % масштабирование выборок
    ich7=ich6/kmod;
    qch7=qch6/kmod;
    [demodata1]=qpskdemod(ich7,qch7,para,nd,m1); % отображение символов в биты
    % (P->S) параллельно-последовательное преобразование
    demodata=reshape(demodata1,1,para*nd*m1);
    % BER & PER
    noe2=sum(abs(demodata-seldata)); % число ошибочных битов в цикле
    nod2=length(seldata); % число переданных битов в цикле
    noe=noe+noe2; % общее число ошибочных битов
    nod=nod+nod2; % общее число переданных битов
    % оценка числа ошибочно принятых пакетов
    if noe2~=0
        eor=eor+1; % пакет принят с ошибкой
    else
        eor=eor; % пакет принят без ошибок
    end
end

```



```

eop; nop=nop+1;
% fprintf('%d\t%e\t%d\n',iii,noe2/nod2,eop);
end
per=eop/nop; ber=noe/nod; fprintf('\n%d\t%e\t%e\t\n',ebn0,ber,per);
%fid = fopen('ber_ofdm.dat','a');
%fprintf(fid,'%d\t%e\t%e\t\n',ebn0,ber,per); fclose(fid);
%plot_iqch(ich3,qch3,1);

```

Разницу Δ_{OFDM} между зависимостью, полученной в результате ИМ, и теоретической зависимостью в дБ можно объяснить расходом энергии не только на полезную информационную нагрузку, но и на защитный интервал OFDM-символа [9]:

$$\Delta_{OFDM} = -lg(gilen/fftlens2). \quad (6.9)$$

При $gilen=32$ и $fftlens2$ разница составляет $\Delta_{OFDM} = 0,699$ дБ. Для случая гладких замираний, когда признак $flat=1$, в ИМ с одной МЛК, распределенной по закону Рэля, компенсируются флуктуации амплитуды и фазы. Однако случай гладких замираний не всегда имеет место на практике. В случае частотно-селективных замираний перед демодуляцией необходима предварительная компенсация флуктуаций амплитуды и фазы принимаемого сигнала. Одним из методов компенсации является использование известных пилот-сигналов.

6.2. Модели обработки сигналов OFDM с пилот-символами для компенсации замираний.

Материал к практическому занятию

6.2.1. Формирование сигналов OFDM с пилот-символами

Рассмотрим прием компенсации флуктуации амплитуды и фазы вследствие замираний с использованием OFDM-сигналов с пилот-символами. Данный прием использует добавление пилот-символов при передаче сигнала OFDM в фиксированные временные интервалы, как, например, показывает рис. 6.9. На приемной стороне выполняется оценка характеристики канала с использованием пилот-символов. Так как для канала с замираниями флуктуации в каждой поднесущей могут считаться независимыми, добавление пилотных поднесущих осуществляется во всем частотном домене передаваемого сигнала в известные интервалы времени. При известной оценке характеристики канала, полученной по пилотным символам, можно восстановить принятые сигналы (с компенсацией эффектов замираний) [9].



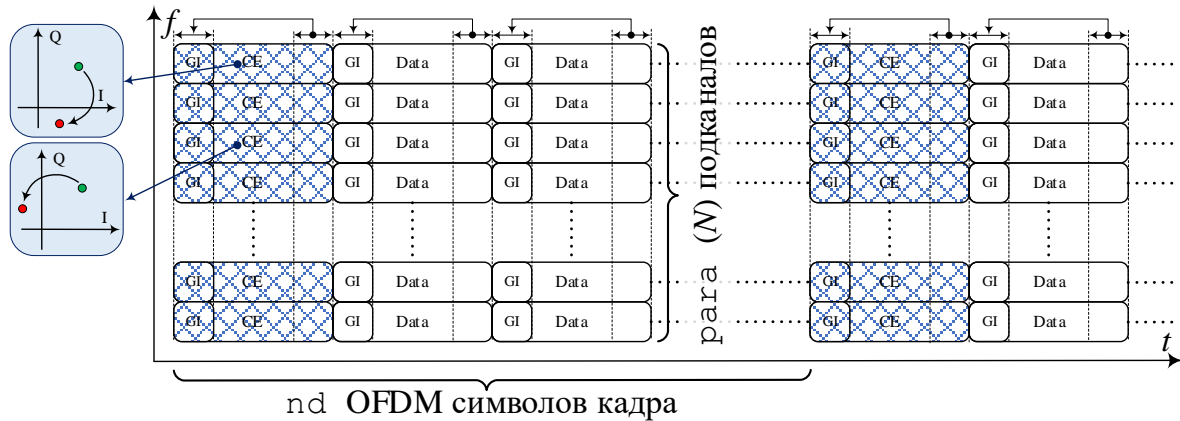


Рис. 6.9. Формат кадра OFDM с пилот-символами

Рассмотрим в качестве примера использования пилот-символов радиointерфейс OFDM беспроводных локальных сетей (БЛС) стандарта IEEE 802.11 со следующими параметрами.

Число поднесущих: радиointерфейс использует 52 поднесущие, которые получаются в результате БПФ размерности 64. Из 52 поднесущих 48 используются для передачи данных. Оставшиеся поднесущие используются для компенсации фазовых шумов. Так как в настоящей имитационной модели не рассматривается компенсация фазовых шумов, передача данных осуществляется на всех 52 поднесущих. Рис. 6.10 показывает интерфейс с распределением 52 поднесущих по 64-точечному ОБПФ [9].

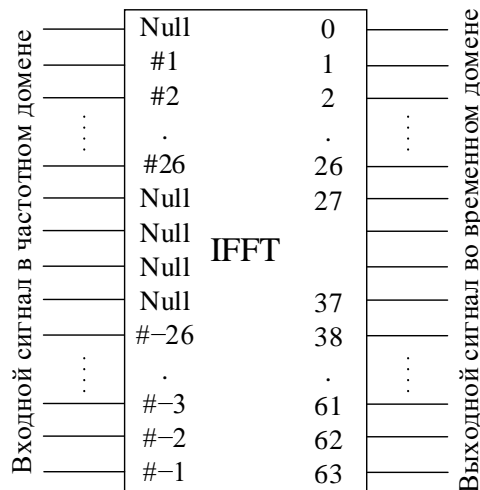


Рис. 6.10. Интерфейс ОБПФ для OFDM с пилот-символами

Защитный интервал: 800 нс. Для исключения влияния многолучевого распространения радиоволн, когда задержка превышает длительность символа, в начало каждого OFDM символа добавляется циклический префикс. Защитный интервал в 800 нс оказывается достаточным для организации



БЛС снаружи и внутри помещений на несущей частоте 5 ГГц. Рис. 6.11 иллюстрирует пример формата кадра радиоинтерфейса OFDM с пилот-символами, где GI (Guard Interval) – защитный интервал; Data – поле данных; CE (Channel Estimation) – поле оценки импульсной характеристики канала.

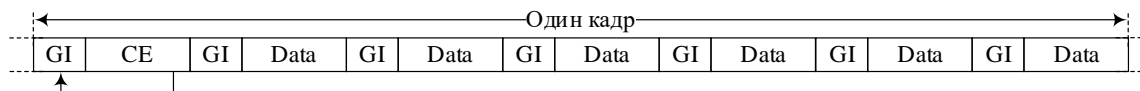


Рис. 6.11. Формат кадра для OFDM с пилот-символами

Распределение данных по 52 поднесущим для 64-точечного ОБПФ (рис. 6.11) на передаче реализует функция `crmapping` (скрипт 6.5).

Скрипт 6.5. Функция распределения данных для 64-точечного ОБПФ на передаче:

```
% crmapping.m, функция распределения данных по 64 поднесущим (DC=0)
function [iout,qout]=crmapping(idata,qdata,fftlen,nd)
% параметры:
% idata : входные данные синфазного канала Ich
% qdata : входные данные квадратурного канала Qch
% iout  : выходные данные синфазного канала Ich
% qout  : выходные данные квадратурного канала Qch
% fftlen: длина/размерность БПФ (точек)
% nd    : число OFDM-символов
iout=zeros(fftlen,nd);
qout=zeros(fftlen,nd);
iout(2:27,:)=idata(1:26,:);
qout(2:27,:)=qdata(1:26,:);
iout(39:64,:)=idata(27:52,:);
qout(39:64,:)=qdata(27:52,:);
```

Распределение данных по 52 поднесущим для 64-точечного ОБПФ (рис. 6.11) на приеме реализует функция `crdemapping` (скрипт 6.6).

Скрипт 6.6. Функция распределения данных для 64-точечного ОБПФ на приеме:

```
% crdemapping.m, функция извлечения данных с 64 поднесущих (DC=0)
function [iout,qout]=crdemapping(idata,qdata,fftlen,nd)
iout(1:26,:)=idata(2:27,:);
qout(1:26,:)=qdata(2:27,:);
iout(27:52,:)=idata(39:64,:);
qout(27:52,:)=qdata(39:64,:);
```

Формат кадра (рис. 6.11) использует один символ CE для оценки характеристики канала и шесть символов Data для передачи данных. В течение длительности символа CE осуществляется измерение отклонения амплитуды и фазы принятого сигнала от известного пилотного сигнала. После оценки отклонения в символе CE в последующих символах Data выполняется компенсация отклонений амплитуды и фазы в принятом сигнале.



Рассмотрим следующие сценарии имитационного моделирования OFDM-сигнала в многолучевом канале с замираниями [9]. *Первый сценарий* (скрипт 6.7) предполагает моделирование OFDM-сигнала с 52 поднесущими без пилот-символов. *Второй сценарий* (скрипт 6.8) предполагает моделирование OFDM-сигнала с 52 поднесущими и пилот-символами.

Скрипт 6.7. Обработка сигналов OFDM для 64-точечного ОБПФ без пилот-символов:

```
clear all; close all; clc;
% исходные данные
para=52; % число параллельных потоков
fftlen=64; % размерность БПФ
noc=53; % число поднесущих
nd=6; % число символов OFDM в одном цикле ИМ
ml=2; % порядок модуляции: QPSK->2
sr=250000; % символьная скорость OFDM, симв./с
br=sr*ml; % битовая скорость (на поднесущую), бит/с
gilen=16; % длина защитного интервала
ebn0=10; % Eb/N0, дБ
nloop=10000;% число циклов моделирования
noe = 0; % инициализация числа ошибочных битов
nod = 0; % инициализация числа переданных битов
eor=0; % инициализация числа ошибочно принятых пакетов
por=0; % инициализация числа переданных пакетов
% режим с замираниями или без
fading=1; % 1 - с замираниями; 0 - без замираний
if fading==1
    % инициализация параметров радиоканала с замираниями
    tstp=1/sr/(fftlen+gilen); % разрешение по времени
    itau = [0]; % вектор задержек времен прихода копий сигнала в единицах tstp
    dlvl1 = [0]; % вектор ослаблений прихода копий сигнала в дБ
    n0=[6]; % вектор числа синусоид для получения замираний в одной копии
    th1=[0.0]; % вектор начальных фаз копий прихода сигнала
    itnd0=nd*(fftlen+gilen)*20; % счетчик замираний
    itnd1=[1000]; % вектор начальных значений счетчика замираний
    pow1=1; % число копий принятого сигнала
    fd=150; % максимальный доплеровский сдвиг частоты, Гц
    flat=0; % 1->гладкие замирания: флуктуирует только амплитуда
    % 0->частотно-селективные: флуктуируют амплитуда и фаза
end
compensation=1; % 1 - точная компенсация в однолучевом рэлеевском канале
for iii=1:nloop
    seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % формирование битов
    % ПРД
    % (S->P) последовательно-параллельное преобразование
    paradata=reshape(seridata,para,nd*ml);
    [ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml); % отображение битов в символы
    kmod=1/sqrt(2); % масштабирующий коэффициент
    ich=ich*kmod; % синфазная составляющая
    qch=qch*kmod; % квадратурная составляющая
    % распределения данных по 64 поднесущим (DC=0)
    [ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftlen,nd);
    % ОБПФ на ПРД (IFFT)
    x=ich1+qch1*sqrt(-1);
    y=ifft(x); % ОБПФ (ifft)
```



```

ich2=real(y); % вещественная часть y
qch2=imag(y); % мнимая часть y
% добавление защитного интервала
[ich4,qch4]= giins(ich2,qch2,fftlen,gilen,nd);
fftlen2=fftlen+gilen; % уточнение размерности БПФ с учетом ЗИ
% канал
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd/para; % мощность переданного сигнала
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10^(-ebn0/10));% коэффициент шума
if fading==1
    % добавление замираний
    [ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade(ich4,qch4,itau,d1v11,...
        th1,n0,itnd1,now1,length(ich4),tstp,fd,flat);
    itnd1 = itnd1+ itnd0; % обновление счетчика замираний
    ich4=ifade;
    qch4=qfade;
end
% добавление АБГШ
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn); % добавление выборок шума
if compensation==1
    % точная компенсация в однолучевом рэлеевском канале
    ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
    qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);
    ich5=ifade2;
    qch5=qfade2;
end
% исключение защитного интервала
[ich6,qch6]= girem(ich5,qch5,fftlen2,gilen,nd);
% БПФ
rx=ich6+qch6*sqrt(-1);
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);
qch7=imag(ry);
% демодуляция
[ich8,qch8]=crdemapping(ich7,qch7,fftlen,nd);
ich9=ich8/kmod;
qch9=qch8/kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich9,qch9,para,nd,m1);
% (P->S) параллельно-последовательное преобразование
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*m1);
% BER & PER
noe2=sum(abs(demodata1-seridata)); % число ошибочных битов в цикле
nod2=length(seridata); % число переданных битов в цикле
poe=noe+noe2; % общее число ошибочных битов
pod=nod+nod2; % общее число переданных битов
% оценка числа ошибочно принятых пакетов
if noe2~=0
    eor=eor+1; % пакет принят с ошибкой
else
    eor=eor; % пакет принят без ошибок
end
eor; nop=nop+1;
end
per=eor/nop; ber=noe/nod; fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t%d\t\n',ebn0,ber,per,nloop,fd);

```



При установке признака flat=0 компенсация замираний без пилот-символов оказывается невозможной. Для компенсации флуктуаций в имитационной модели может использоваться признак compensation=1 [9].

6.2.2. Имитационная модель обработки сигналов OFDM с пилот-символами

Для компенсации флуктуаций амплитуды и фазы на практике используются пилот-символы.

Скрипт 6.8. Обработка сигналов OFDM для 64-точечного ОБПФ с пилот-сим-

волами:

```

para=52; % число параллельных каналов (точек)
fftlen=64; % размерность БПФ
nos=53; % число поднесущих
nd=6; % число информационных OFDM-символов в одном цикле ИМ
knd=1; % число известных OFDM-символов для оценки канала
ml=2; % порядок модуляции: QPSK
sr=250000; % символьная скорость, симв./с
br=sr*ml; % битовая скорость на несущую, бит/с
gilen=16; % длина защитного интервала (точек)
ebn0=10; % Eb/N0, дБ
% инициализация радиоканала с замираниями
tstp=1/sr/(fftlen+gilen); % разрешение по времени
itau=[0]; % время прихода МЛК, нормированное параметром tstp
dlvl1=[0]; % средняя мощность МЛК, нормированная прямым лучом
n0=[6]; % число синусоид для формирования замираний
th1=[0.0]; % начальная фаза задержанной волны
itnd1=[1000]; % счетчик замираний
now1=1; % число МЛК
fd=150; % максимальный доплеровский сдвиг, Гц
flat=0; % гладкие или частотно-селективные замирания
itnd0=nd*(fftlen+gilen)*20; % счетчик замираний для пропуска
% параметры цикла ИМ
nloop=1000; % число циклов ИМ
noe = 0; % число ошибочно принятых битов
nod = 0; % общее число переданных битов
eor=0; % число ошибочно принятых пакетов
por=0; % общее число переданных пакетов
% цикл ИМ
for iii=1:nloop
    % ПРД
    seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % формирование битов, DC=0
    paradata=reshape(seridata,para,nd*ml); % распараллеливание
    % модуляция QPSK
    [ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
    kmod=1/sqrt(2);
    ich=ich.*kmod;
    qch=qch.*kmod;
    % формирование данных CE
    kndata=zeros(1,fftlen);
    kndata0=2.*(rand(1,52)>0.5)-1;
    kndata(2:27)=kndata0(1:26);
    kndata(39:64)=kndata0(27:52);

```



```

ceich=kndata; % CE: BPSK
ceqch=zeros(1,64);
% отображение данных, DC=0
[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftlen,nd);
ich2=[ceich.' ich1]; % синфазный канал I-channel
qch2=[ceqch.' qch1]; % квадратурный канал Q-channel
% ОБПФ
x=ich2+qch2*sqrt(-1);
y=ifft(x);
ich3=real(y);
qch3=imag(y);
% добавление защитного интервала
fftlen2=fftlen+gilen;
[ich4,qch4]= giins(ich3,qch3,fftlen,gilen,nd+1);
% вычисление ослабления
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./para;
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10));
% канал с замираниями
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=...
    sefade(ich4,qch4,itau,dlv11,th1,n0,itnd1,now1,length(ich4),tstp,fd,flat);
itnd1 = itnd1+itnd0; % обновление счетчика замираний
ich4=ifade;
qch4=qfade;
%ПРМ, добавление АБГШ
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);
% исключение защитного интервала
[ich6,qch6]= girem(ich5,qch5,fftlen2,gilen,nd+1);
% БПФ
rx=ich6+qch6*sqrt(-1);
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);
qch7=imag(ry);
% компенсация замираний с использованием символа CE
ce=1;
ice0=ich2(:,ce);
qce0=qch2(:,ce);
% взятие данных CE из принятого сигнала
ice1=ich7(:,ce);
qce1=qch7(:,ce);
% вычисление обратного поворота
iv=real((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
qv=imag((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
% матрица обратного поворота
ieqv1=[iv iv iv iv iv iv iv];
qeqv1=[qv qv qv qv qv qv qv];
% обратный поворот
icompen=real((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
qcompen=imag((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
ich7=icompen;
qch7=qcompen;
% исключение символа CE
ich8=ich7(:,knd+1:nd+1);
qch8=qch7(:,knd+1:nd+1);
% исключение DC и пилотов
[ich9,qch9]=crdemapping(ich8,qch8,fftlen,nd);
% демодуляция

```



```

ich10=ich9./kmod;
qch10=qch9./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich10,qch10,para,nd,m1);
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*m1);
% подсчет BER
noe2=sum(abs(demodata1-seridata));
nod2=length(seridata);
% подсчет PER
if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end
eop; nop=nop+1;
% BER
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
end
per=eop/nop; ber=noe/nod;
fprintf( '%f\t%e\t%e\t%d\t%d\n', ebn0, ber, per, nloop, fd);

```

При моделировании OFDM-сигнала с 52 поднесущими и пилот-символами (скрипт 6.8) добавление пилот-символов осуществляется с использованием функции `rand` в синфазном канале `ceich`:

```

% формирование данных CE
kndata=zeros(1,fftlen);
kndata0=2.*(rand(1,52)>0.5)-1;
kndata(2:27)=kndata0(1:26);
kndata(39:64)=kndata0(27:52);
ceich=kndata; % CE: BPSK
ceqch=zeros(1,64);

```

Пилот-символы добавляются во временном домене перед информационными данными:

```

% отображение данных, DC=0
[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftlen,nd);
ich2=[ceich.' ich1]; % синфазный канал I-channel
qch2=[ceqch.' qch1]; % квадратурный канал Q-channel

```

Затем осуществляется преобразование ОБПФ данных синфазного `ich2` и квадратурного `qch2` каналов:

```

% ОБПФ
x=ich2+qch2*sqrt(-1);
y=ifft(x);
ich3=real(y);
qch3=imag(y);

```

В частотном домене к переданным комплексным выборкам выполняется добавление защитного интервала:

```

% добавление защитного интервала
fftlen2=fftlen+gilen;
[ich4,qch4]= giins(ich3,qch3,fftlen,gilen,nd+1);

```



Использование символов CE позволяет выполнить оценку характеристики канала на приеме по известным сигналам на передаче:

```
% компенсация замираний с использованием символа CE
% подготовка известных данных CE
ce=1;
ice0=ich2(:,ce); qce0=qch2(:,ce);
```

Для этого пилот-символы сначала извлекаются из потока данных:

```
% взятие данных CE из принятого сигнала
ice1=ich7(:,ce); qce1=qch7(:,ce);
```

Соотношение между комплексными выборками синфазного и квадратурного каналов пилот-символов на передаче $\begin{pmatrix} ice0 \\ qce0 \end{pmatrix}$ и приеме $\begin{pmatrix} ice1 \\ qce1 \end{pmatrix}$ на выходе многолучевого радиоканала можно определить выражением [9]

$$\begin{pmatrix} ice1 \\ qce1 \end{pmatrix} = \mathbf{A} \begin{pmatrix} ice0 \\ qce0 \end{pmatrix}, \quad (6.10)$$

где матрица \mathbf{A} , по аналогии с выводом в (1.96), может быть представлена выражением, характеризующим поворот фазы и флуктуацию амплитуды:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} iv & -qv \\ qv & iv \end{pmatrix}. \quad (6.11)$$

Для компенсации поворота фазы и флуктуации амплитуды на выходе многолучевого радиоканала с замираниями следует принятые комплексные выборки умножить, по аналогии с (1.96), на обратную (6.11) матрицу [9]:

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{iv^2 + qv^2}} \begin{pmatrix} iv & qv \\ -qv & iv \end{pmatrix}. \quad (6.12)$$

Из формул (6.10)–(6.12) получим следующие выражения для iv и qv :

$$iv = \frac{1}{\sqrt{ice1^2 + qce1^2}} (ice0 \times ice1 + qce0 \times qce1); \quad (6.13)$$

$$qv = \frac{1}{\sqrt{ice1^2 + qce1^2}} (qce0 \times ice1 - ice0 \times qce1). \quad (6.14)$$

В имитационной модели второго сценария (скрипт 6.8) выражения (6.13), (6.14) выполняются следующими командами [9]:

```
% вычисление обратного поворота
iv=real((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
qv=imag((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
```

Получив выражения для iv и qv , можем далее сформировать матрицу обратного поворота для семи символов в кадре (рис. 6.11) из составляющих размерности $\mathbb{R}^{1 \times 7}$ (1 символ CE и 6 символов Data):



```
% матрица обратного поворота
ieqv1=[iv iv iv iv iv iv iv];
qeqv1=[qv qv qv qv qv qv qv];
```

Восстановленные после замираний символы определяются как:

$$icorpen = ich7 \times ieqv1 - qch7 \times qeqv1; \quad (6.15)$$

$$qcorpen = qch7 \times ieqv1 + ich7 \times qeqv1, \quad (6.16)$$

что в имитационной модели (скрипт 6.8) выполняется командами [9]:

```
% обратный поворот
icompen=real((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
qcompen=imag((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
ich7=icompen; qch7=qcompen;
```

После операции обратного поворота (6.11) из потока восстановленных комплексных выборок производится исключение пилот-символов [9]:

```
% исключение символа CE
ich8=ich7(:,knd+1:nd+1);
qch8=qch7(:,knd+1:nd+1);
% исключение DC и пилотов
[ich9,qch9]=crdemapping(ich8,qch8,fftlen,nd);
```

При использовании компенсации флуктуаций амплитуды и фазы кривая п/у может соответствовать той, что представляет рис. 6.8 с разницей примерно в 2 дБ; разницу можно объяснить тем фактом, что помимо защитных интервалов 1/7 часть кадра занимает пилот-символом, который не используется для передачи данных. Также следует отметить, что кривая BER для случая в канале с замираниями предполагает однолучевой рэлеевский канал, в котором задержка распространения не превышает величину защитного интервала; в противном случае помехоустойчивость резко ухудшится.

6.3. Оценка помехоустойчивости сигналов OFDM средствами имитационного моделирования.

Задание к лабораторной работе

Используя методические материалы и скрипты разд. 6, построить зависимость вероятности битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 для сигналов OFDM в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями средствами имитационного моделирования для сценариев без компенсации замираний, с идеальной компенсацией замираний и компенсацией замираний посредством пилот-символов.



7. СИГНАЛЫ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

7.1. Модели формирования сигналов DSSS. Материал к практическому занятию

7.1.1. Функции автокорреляции и кросс-корреляции

Выбор кодовой последовательности для используемых системой связи сигналов DSSS определяется, во-первых, требованиями устойчивости сигнала к условиям многолучевого радиоканала и, во-вторых, требованиями устойчивости к внутрисистемным помехам при работе нескольких пользователей одновременно в общем радиоканале с их мультиплексированием посредством кодового разделения каналов. Сформулируем следующие три требования к кодовым последовательностям в наборе из генерируемых заданной кодовой функцией для систем с расширенным спектром DSSS: 1) каждая кодовая последовательность должна быть периодичной и иметь фиксированную длину; 2) каждая кодовая последовательность должна легко отличаться от сдвинутой во времени версии своей копии; 3) каждая кодовая последовательность должна легко отличаться от других кодовых последовательностей, сгенерированных заданной кодовой функцией. Первое и второе требование важны с точки зрения устойчивости сигнала к многолучевому распространению радиоволн. Третье требование реализует многостанционный доступ в системе связи на основе кодового разделения каналов. Для количественного измерения различимости кодовых последовательностей согласно первым двум требованиям используются функции автокорреляции и кросс-корреляции. Автокорреляция кодовой последовательности $x(t)$ определяется выражением [9]

$$r_{xx}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau)dt. \quad (7.1)$$

Процедура вычисления автокорреляции (7.1) реализуется функцией `autocorr` (скрипт 7.1), аргументами которой являются сама последовательность и число периодов, по которым вычисляется автокорреляция (по умолчанию используется один период).

Скрипт 7.1. Процедура вычисления автокорреляции:

```
function [out] = autocorr(indata, tn)
% функция вычисления автокорреляции последовательности
% indata:   входная последовательность
% tn:      число периодов
% out:     данные автокорреляции
if nargin < 2
    tn = 1;
end
```



```

ln = length(indata);
out = zeros(1, ln*tn);
for ii = 0:ln*tn-1
    out(ii+1) = sum(indata.*shift(indata,ii,0));
end

```

Например, автокорреляция последовательности $x=[1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1]$ с периодов в 7 чипов

```

>> x=[1 1 1 -1 -1 1 -1];
>> autocorr(x)
ans =
    7    -1    -1    -1    -1    -1    -1

```

будет равна 7 в интервалы времени $t = k \cdot T$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) и примет значение -1 в остальные интервалы. Кросс-корреляция кодовых последовательностей $x(t)$ и $y(t)$ определяется выражением [9]:

$$r_{xy}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t + \tau)d\tau. \quad (7.2)$$

Процедура вычисления кросс-корреляции (7.2) реализуется функцией `crosscorr` (скрипт 7.2), аргументами которой являются сами последовательности $x(t)$ и $y(t)$ и число периодов, по которым вычисляется кросс-корреляция (по умолчанию используется один период).

Скрипт 7.2. Процедура вычисления кросс-корреляции:

```

function [out] = crosscorr(indata1, indata2, tn)
% кросс-корреляция входной последовательности
% indata1: входная последовательность 1
% indata2: входная последовательность 2
% tn:      число периодов
% out:     результат вычисления кросс-корреляции
if nargin < 3
    tn = 1;
end
ln = length(indata1);
out = zeros(1, ln*tn);
for ii = 0:ln*tn-1
    out(ii+1) = sum(indata1.*shift(indata2,ii,0));
end

```

Например, кросс-корреляция последовательностей $x=[1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1]$ и $y=[1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$ с периодом в 7 чипов равна

```

>> x=[1 1 1 -1 -1 1 -1];
>> y=[1 -1 1 -1 1 -1 1];
>> crosscorr(x,y)
ans =
   -1     3    -1     3    -5     3    -1

```

Далее рассмотрим процедуры формирования следующих кодовых последовательностей: 1) M-последовательностей; 2) кодов Голда; 3) ортогональных кодов Голда [9].



7.1.2. Формирование кодов регистром сдвига с обратной связью

Существует несколько способов формирования кодовых последовательностей с заданными свойствами. Один из способов – это использование регистра сдвига с линейной обратной связью (LFSR – Linear Feedback Shift Register). Регистр состоит из ячеек, нумеруемых индексом m от 1 до r ; каждая ячейка хранит текущее состояние (значение) одного бита. Под управлением задающего тактового генератора осуществляется вывод очередного бита на выход регистра сдвига и ввод нового бита в регистр сдвига. Управление регистром производится подачей сдвигающего импульса (иначе называемого тактовым или синхроимпульсом) на все ячейки (в аппаратных реализациях) или выполнением цикла (в программных реализациях). На каждой итерации цикла вычисляется функция обратной связи и выполняется битовый сдвиг в слове.

В стандартной конфигурации регистра сдвига с обратной связью вход ячейки m является функцией выхода ячейки $m - 1$, а выход последней ячейки r формирует искомую кодовую последовательность. Функция, комбинирующая выход ячеек $m - 1$ и r с входом ячейки m , может быть линейной или нелинейной. Рассмотрим формирование кодовых последовательностей с линейным регистром сдвига с обратной связью. Рис. 7.1 иллюстрирует регистр сдвига, который генерирует кодовую последовательность из полинома $h(x) = x^5 + x^2 + 1$ [9].

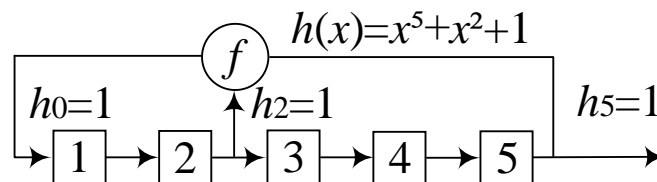


Рис. 7.1. Пример регистра сдвига из пяти ячеек с линейной обратной связью

В общем виде конфигурация регистра сдвига из n ячеек формализуется задающим полиномом степени n :

$$h(x) = h_n x^n + h_{n-1} x^{n-1} + \dots + h_1 x^1 + 1; \quad h_i \in \{0,1\}. \quad (7.3)$$

7.1.3. Формирование M -последовательностей

M -последовательности формируются одним регистром сдвига. В частности, последовательность с максимально возможным периодом повторения $N_c = 2^n - 1$ формируется n -разрядным двоичным регистром сдвига с линейной обратной связью. Для формирования M -последовательности



задающий полином должен иметь степень n , тогда периодическая автокорреляционная функция будет определяться выражением

$$r_{xx}(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \bmod N_c; \\ -1/N_c, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (7.4)$$

Если $n \neq 0 \bmod 4$, то существуют пары последовательностей максимальной длины с трехзначными корреляционными функциями, где два значения равны $\{-t(n), t(n) - 2\}$ с параметром $t(n)$:

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(n+1)/2}, & n - \text{нечетное;} \\ 1 + 2^{(n+2)/2}, & n - \text{четное.} \end{cases} \quad (7.5)$$

Скрипт 7.3 содержит программную реализацию процедуры формирования М-последовательности в виде функции `mseq` [9].

Скрипт 7.3. Функция формирования М-последовательности:

```
% Пример
% stg = 3
% taps = [1, 3]
% inidata = [ 1, 1, 1]
% n = 2
function [mout] = mseq(stg, taps, inidata, n)
% функция формирования М-последовательности
% stg:      число уровней
% taps:     положение регистров обратной связи
% inidata:  начальная последовательность
% n:       число выходных последовательностей (может быть опущено)
% mout:     выходная М-последовательность
if nargin < 4
    n = 1;
end
mout = zeros(n, 2^stg-1);
fpos = zeros(stg, 1);
fpos(taps) = 1;
for ii = 1:2^stg-1
    mout(1, ii) = inidata(stg);           % хранение выходных данных
    num = mod(inidata*fpos, 2);         % вычисление данных обратной связи
    inidata(2:stg) = inidata(1:stg-1); % сдвиг регистра
    inidata(1) = num;                   % возвращение данных обратной связи
end
if n > 1
    for ii = 2:n
        mout(ii,:) = shift(mout(ii-1,:),1,0);
    end
end
```

Функция `mseq` использует вспомогательную функцию сдвига `shift` содержимого регистра сдвига (скрипт 7.4).

Скрипт 7.4. Функция сдвига содержимого регистра сдвига:

```
function [outregi] = shift(inregi, shiftr, shiftu)
% функция сдвига содержимого регистра
```



```

% inreg: вектор или матрица
% shiftr: величина сдвига вправо
% shiftu: величина сдвига вверх
% outreg: выход регистра
[h, v] = size(inreg);
outreg = inreg;
shiftr = rem(shiftr, v); % остаток от деления
shiftu = rem(shiftu, h);
if shiftr > 0
    outreg(:, 1:shiftr) = inreg(:, v-shiftr+1:v);
    outreg(:, 1+shiftr:v) = inreg(:, 1:v-shiftr);
elseif shiftr < 0
    outreg(:, 1:v+shiftr) = inreg(:, 1-shiftr:v);
    outreg(:, v+shiftr+1:v) = inreg(:, 1:-shiftr);
end
inreg = outreg;
if shiftu > 0
    outreg(1:h-shiftu, :) = inreg(1+shiftu:h, :);
    outreg(h-shiftu+1:h, :) = inreg(1:shiftu, :);
elseif shiftu < 0
    outreg(1:-shiftu, :) = inreg(h+shiftu+1:h, :);
    outreg(1-shiftu:h, :) = inreg(1:h+shiftu, :);
end
end

```

Параметрами функции `mseq` выступают число ячеек регистра сдвига (число уровней), начальные значения ячеек регистра и положение ячеек регистра обратной связи.

Допустим, например, число ячеек регистра сдвига равно 3, начальные значения ячеек регистра сдвига равны [1 1 1], а положение ячеек обратной связи находится в первой и третьей ячейках. Тогда задающий полином можно представить выражением $h(x) = x^3 + x + 1$, а сам регистр сдвига для формирования M-последовательности иллюстрирует рис. 7.2 [9].

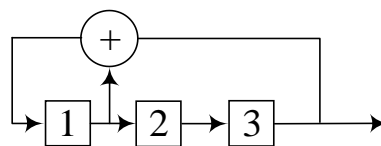


Рис. 7.2. Пример регистра сдвига из трех ячеек с линейной обратной связью

Для формирования M-последовательности следует выполнить команду

```

>> m1=mseq(3,[1 3], [1 1 1])
m1 =
    1    1    1    0    1    0    0

```

в результате выполнения которой получается вектор M-последовательности [1 1 1 0 1 0 0]. Четвертый входной аргумент `n` функции `mseq` задает число выходных векторов с циклическим сдвигом исходного вектора на один чип последовательности. Например, результатом выполнения команды



```
>> m2=mseq(3,[2 3], [1 1 1], 3)
m2 =
     1     1     1     0     0     1     0
     0     1     1     1     0     0     1
     1     0     1     1     1     0     0
```

будет матрица из трех векторов-строк с циклическим сдвигом исходного вектора на один чип вправо.

Так как исходные кодовые последовательности формируются функцией `mseq` как бинарные, для вычисления корреляционных свойств полученные последовательности следует преобразовать в биполярную форму [9]:

```
>> m1=m1*2-1;
>> m2=m2*2-1;
```

Автокорреляционная функция последовательности `m1` равна

```
>> autocorr(m1)
ans =
     7    -1    -1    -1    -1    -1    -1
```

и удовлетворяет условию (7.4) с точностью до масштабирующего коэффициента длины последовательности. Кросс-корреляция между последовательностями `m1` и `m2` (без сдвига) равна

```
>> crosscorr(m1,m2(1,:))
ans =
     3    -1     3    -1    -1    -5     3
```

Полученный вектор `[3 -1 3 -1 -1 -5 3]` принимает три значения, а именно: $[-1, -t(n), t(n) - 2]$, где $t(n) = 5$ и удовлетворяет условию (7.5).

Таким образом, пара кодовых последовательностей `m1` и `m2(1, :)` обладает характеристиками последовательностей с трехзначными корреляционными функциями, которые являются *предпочтительными*. Число таких кодовых последовательностей ограничено. Табл. 7.1 содержит параметры для формирования предпочтительных M -последовательностей [9].

Таблица 7.1

Параметры предпочтительных M -последовательностей

Число уровней	Период	Число M -последовательностей	Положение регистров обратной связи	Число предпочтительных пар
3	7	2	(1; 3) (2; 3)	2
4	15	2	(1; 4)	0
5	31	6	(2; 5) (2; 3; 4; 5) (1; 2; 4; 5)	3
6	63	6	(1; 6) (1; 2; 5; 6) (2; 3; 5; 6)	2



Число уровней	Период	Число М-последовательностей	Положение регистров обратной связи	Число предпочтительных пар
7	129	18	(4; 7) (1; 2; 3; 7) (2; 3; 4; 7) (1; 7) (1; 3; 6; 7) (2; 4; 6; 7)	6
8	255	16	(2; 3; 4; 8) (3; 5; 6; 8) (2; 5; 6; 8) (1; 3; 5; 8)	0
9	511	48	(4; 9) (3; 4; 6; 9) (4; 5; 8; 9) (1; 4; 8; 9) (2; 3; 5; 9)	2

7.1.4. Формирование последовательностей Голда

М-последовательности имеют хорошие характеристики автокорреляции. Однако число систем подвижной связи, использующих М-последовательности, относительно невелико. Это объясняется тем, что число М-последовательностей одинаковой длины с одинаковыми свойствами автокорреляции ограничено. Для многопользовательской сети подвижной связи общего пользования на основе кодового разделения каналов требуется достаточное количество кодовых последовательностей одинаковой длины с одинаковыми свойствами автокорреляции. Одними из таких последовательностей являются коды Голда. Кодовые последовательности Голда формируются с использованием операции «исключающее ИЛИ» (EX-OR – exclusive OR) двух М-последовательностей из категории предпочтительных пар. Рис. 7.3 показывает пример схемы формирования кодовых последовательностей Голда с использованием двух трехразрядных регистров сдвига [9].

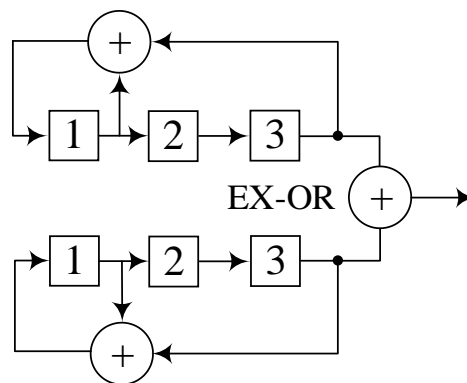


Рис. 7.3. Пример схемы формирования кодов Голда



Число кодовых последовательностей Голда равно $2^n + 1$, где n – число уровней (ячеек) регистра сдвига, и достигается изменением начальных значений ячеек регистра сдвига, а также сложением двух М-последовательностей. У кодовых последовательностей Голда, сгенерированных из двух предпочтительных М-последовательностей, кросс-корреляция принимает три значения $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$, где $t(n)$ определяется выражением (7.5).

Процедуру формирования кодовых последовательностей Голда реализует функция `goldseq` (скрипт 7.5).

Скрипт 7.5. Функция формирования последовательностей Голда:

```
function [gout] = goldseq(m1, m2, n)
% функция формирования кодовой последовательности Голда
% m1: М-код1 (М-последовательность1)
% m2: М-код2 (М-последовательность2)
% n: число выходных последовательностей (может быть опущено)
% gout: выходная последовательность Голда
if nargin < 3
    n = 1;
end
gout = zeros(n, length(m1));
for ii = 1:n
    gout(ii, :) = xor(m1, m2);
    m2 = shift(m2, 1, 0);
end
```

Рассмотрим пример формирования кодовой последовательности Голда из двух М-последовательностей:

```
>> m1=mseq(3,[1 3],[1 1 1]);
>> m2=mseq(3,[2 3],[1 1 1]);
>> g1=goldseq(m1,m2)
g1 =
    0    0    0    0    1    1    0
```

В результате получается вектор кодовой последовательности длины 7 [0 0 0 0 1 1 0]. Изменяя начальные данные ячеек регистров сдвига, можно получить новые последовательности Голда. Для вычисления кросс-корреляции сформируем еще одну последовательность Голда:

```
>> m3=mseq(3,[1 3],[1 0 0]);
>> m4=mseq(3,[2 3],[1 0 1]);
>> g2=goldseq(m3,m4)
g2 =
    1    0    0    0    0    0    1
```

Функция `goldseq` имеет дополнительный – третий – входной аргумент, который определяет число выходных последовательностей со сдвигом вправо на один чип. Например,

```
>> g1=goldseq(m1,m2,3)
```



```
g1 =
    0     0     0     0     1     1     0
    1     0     0     1     1     0     1
    0     1     0     1     0     0     0
```

Функция автокорреляции последовательности Голда:

```
>> g1=g1*2-1;
>> autocorr(g1(1,:))
ans =
    7     3    -1    -1    -1    -1     3
```

В результате получается вектор $[7 \ 3 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 3]$ с наибольшим значением в начале – точке синхронизации; в остальных точках автокорреляция флуктуирует.

Функция кросс-корреляции двух последовательностей Голда:

```
>> crosscorr(g1(1,:), g1(2,:))
ans =
   -1     3    -1    -5    -1     3    -1
```

В результате получается вектор $[-1 \ 3 \ -1 \ -5 \ -1 \ 3 \ -1]$, значения которого равны $\{-1, -t(n), t(n) - 2\}$ с $t(n) = 3$ и определяются (7.5).

Недостатками кодов Голда являются следующие: 1) несбалансированное число нулей и единиц в кодовых последовательностях; 2) значение кросс-корреляции кодовой последовательности Голда не равно нулю в условиях синхронизации; 3) длина кодовой последовательности Голда является нечетным числом. Для компенсации перечисленных недостатков к кодовой последовательности Голда добавляют один дополнительный чип для балансировки количества нулей и единиц. Результирующая последовательность называется ортогональным кодом Голда. Кросс-корреляция ортогональной последовательности равна нулю в точке синхронизации; в остальных точках характеристики последовательностей аналогичны кодам Голда [9].

7.2. Модели обработки сигналов DSSS. Материал к практическому занятию

Рис. 7.4 иллюстрирует схему имитационной модели для оценки помехоустойчивости сигналов с прямым расширением спектра в синхронной многопользовательской системе DSSS для сценария канала «вверх», когда несколько абонентов ведут передачу в направлении базовой станции [9].



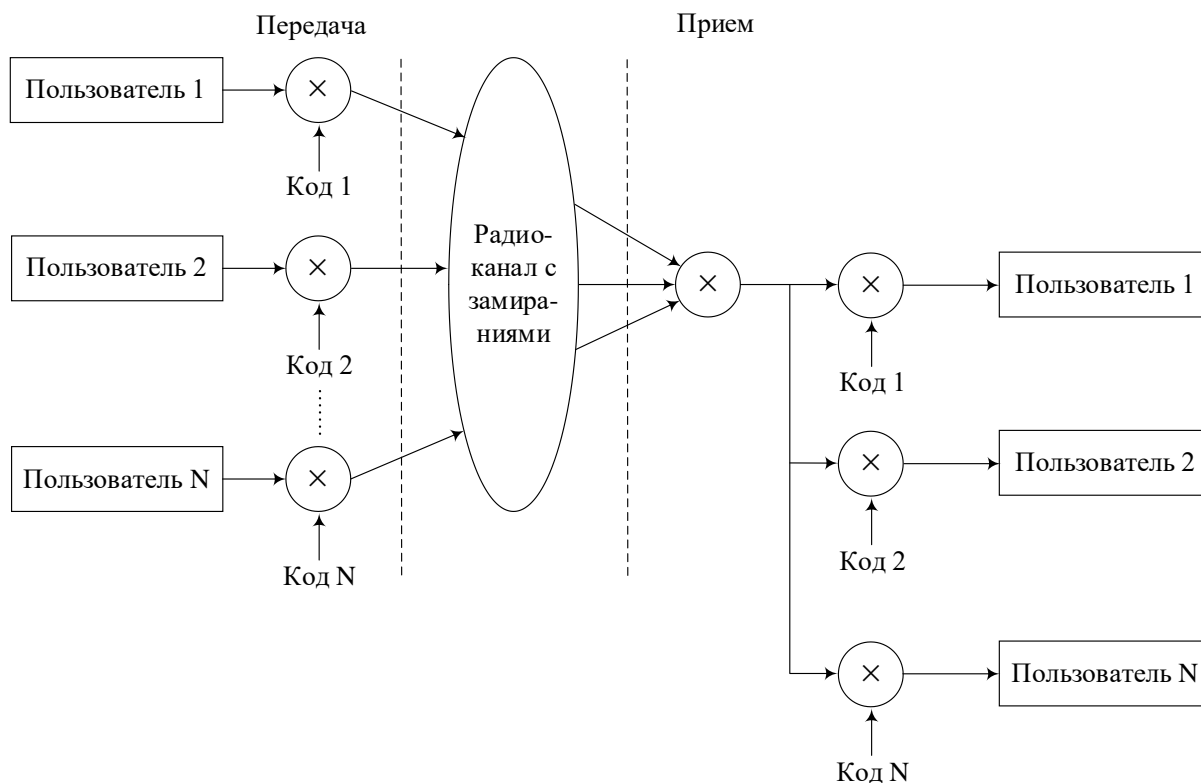


Рис. 7.4. Схема имитационной модели многопользовательской системы DSSS

В синхронной многопользовательской системе DSSS пользователи используют свои уникальные кодовые последовательности для расширения спектра при передаче данных с кодовым разделением каналов. В каждом пользовательском устройстве передаваемые данные сначала модулируются, например с использованием схем BPSK или QPSK. Затем модулированные данные подвергаются расширению спектра путем умножения на свой уникальный код, например M-последовательность или последовательность Голда. После расширения спектра совокупные данные от всех пользователей одновременно передаются в радиоканал и поступают на приемник базовой станции. Базовая станция детектирует принятые данные от каждого пользователя посредством корреляции совокупного принятого сигнала с уникальной кодовой последовательностью каждого пользователя. В рассматриваемой имитационной модели используется манипуляция QPSK. Исходными данными имитационной модели являются следующие параметры:

```

% исходные данные
sr = 256000.0; % символьная скорость
m1 = 2; % порядок модуляции
br = sr*m1; % битовая скорость
nd = 100; % число символов для моделирования в цикле
ebn0 = 3; % Eb/N0
% инициализация фильтра
irfn = 21; % число коэффициентов фильтра

```



```

ipoint = 8;    % коэффициент передискретизации
alfs = 0.5;   % коэффициент сглаживания

```

Коэффициенты формирующего и согласованного фильтра определяются командами:

```

[xh] = hrollfcoef(irfn, ipoint, sr, alfs, 1);
[xh2] = hrollfcoef(irfn, ipoint, sr, alfs, 0);

```

Отличие настоящей имитационной модели от рассмотренной ранее модели сигналов с модуляцией QOSK для однопользовательского случая (скрипт 3.7) заключается в возможности моделирования многопользовательского сценария с инициализируемым числом пользователей, а также в расширении спектра модулированных сигналов. В качестве сигналов, реализующих расширение спектра, используются М-последовательности (признак seq=1), кодовые последовательности Голда (признак seq=2) и ортогональные коды Голда (признак seq=3). Для моделирования режима кодового разделения выполняется инициализация числа ячеек регистра сдвига для формирования М-последовательностей. В синхронной системе кодового разделения каналов на основе DSSS число уникальных кодовых последовательностей, которые могут быть закреплены за различными пользователями, определяется длиной кодовой последовательности, поэтому длина кода должна быть больше числа пользователей. Для формирования кодовой последовательности инициализируются следующие параметры:

```

% инициализация кода расширения спектра
user = 1;    % число пользователей
seq = 1;    % 1:М-последовательность, 2:код Голда, 3:Ортогональный код
stage = 3;   % число уровней
ptap1 = [1 3]; % расположение задержек для 1-го пользователя
ptap2 = [2 3]; % расположение задержек для 2-го пользователя
regi1 = [1 1 1]; % начальное значение регистра для 1-го пользователя
regi2 = [1 1 1]; % начальное значение регистра для 2-го пользователя

```

Используя данные параметры можно сформировать код расширения спектра code для реализации кодового разделения каналов посредством DSSS. В рассматриваемой имитационной модели переменная code представляет собой матрицу кодовых последовательностей нескольких различных пользователей [9]:

```

% формирование кода расширения спектра
switch seq
case 1
    code = mseq(stage,ptap1,regi1,user); % последовательность Голда
case 2
    m1 = mseq(stage, ptap1, regi1);
    m2 = mseq(stage, ptap2, regi2);
    code = goldseq(m1, m2, user); % ортогональная последовательность Голда
case 3
    m1 = mseq(stage, ptap1, regi1);

```



```

        m2 = mseq(stage, ptap2, regi2);
        code = [goldseq(m1, m2, user), zeros(user,1)];
end

```

Так как формируемые кодовые последовательности представляют собой векторы из нулей и единиц, они далее подвергаются биполярному преобразованию:

```

code = code*2-1;
clen = length(code);

```

Далее инициализируются параметры радиоканала с замираниями (скрипт 1.13), а также счетчик битовых ошибок:

```

% инициализация канала с замираниями
rfade = 0; % учесть канал с замираниями: 0:нет, 1:да
itau = [0, 8]; % задержки двух лучей
dlvl1 = [0.0, 40.0]; % ослабления двух лучей
n0 = [6, 7]; % число синусоид для генерирования замираний
th1 = [0.0, 0.0]; % начальная фаза задержанной волны
itnd1 = [3001, 4004]; % установка счетчика замираний
now1 = 2; % число лучей: прямой и отраженный
tstp = 1/sr/ipoint/clen; % разрешение по времени
fd = 160; % доплеровский сдвиг частот, Гц
flat = 1; % флаг для гладких рэлеевских замираний
itndel = nd*ipoint*clen*30; % число счетчика замираний для пропуска
% начало моделирования
nloop = 1000; % число циклов моделирования
noe = 0; % число ошибочно принятых битов
nod = 0; % число переданных битов

```

Передаваемые пользовательские данные синфазного и квадратурного каналов модулируются с использованием QPSK и затем умножаются на уникальную кодовую последовательность для расширения спектра передаваемого сигнала с использованием функции `spread` (скрипт 7.6). Полученный сигнал с расширенным спектром затем проходит процедуры передискретизации `comroversamp2` (скрипт 7.7) и формирующей фильтрации `comrconv2` (скрипт 7.8):

```

% передатчик
data = rand(user, nd*m1) > 0.5; % формирование битового потока
[ich, qch] = qpskmod(data, user, nd, m1); % модуляция QPSK
[ich1, qch1] = spread(ich, qch, code); % расширение спектра
[ich2, qch2] = comroversamp2(ich1, qch1, ipoint); % передискретизация
[ich3, qch3] = comrconv(ich2, qch2, xh); % формирующая фильтрация

```

Скрипт 7.6. Функция расширения спектра для сигнала DSSS:

```

function [iout, qout] = spread(idata, qdata, code1)
% функция расширения входных данных
% idata: входные выборки синфазного канала ich
% qdata: входные выборки квадратурного канала qch
% iout: выходные выборки синфазного канала ich
% qout: выходные выборки квадратурного канала qch
% code1: расширяющая кодовая последовательность

```



```

switch nargin
    case {0, 1}
        error('lack of input argument');
    case 2
        code1 = qdata;
        qdata = idata;
end
[hn, vn] = size(idata);
[hc, vc] = size(code1);
if hn > hc
    error('lack of spread code sequences');
end
iout = zeros(hn, vn*vc);
qout = zeros(hn, vn*vc);
for ii = 1:hn
    iout(ii,:) = reshape(rot90(code1(ii,:),3)*idata(ii,:),1,vn*vc);
    qout(ii,:) = reshape(rot90(code1(ii,:),3)*qdata(ii,:),1,vn*vc);
end

```

Скрипт 7.7. Функция передискретизации для сигнала DSSS:

```

function [iout, qout] = compoversamp2(iin, qin, sample)
% функция передискретизации времени дискретизации
% iin: входные данные синфазного канала ich
% qin: входные данные квадратурного канала qch
% iout: выходные данные синфазного канала ich
% qout: выходные данные квадратурного канала qch
% sample: коэффициент передискретизации number of oversamples
[h,v] = size(iin);
iout = zeros(h, v*sample);
qout = zeros(h, v*sample);
iout(:,1:sample:1+sample*(v-1)) = iin;
qout(:,1:sample:1+sample*(v-1)) = qin;

```

Скрипт 7.8. Функция формирующей фильтрации для сигнала DSSS:

```

function [iout, qout] = compconv2(idata, qdata, filter)
% функция свертки 2-D входного сигнала с коэффициентами фильтра
% idata: входные данные синфазного канала ich
% qdata: входные данные квадратурного канала qch
% iout: выходные данные синфазного канала ich
% qout: выходные данные квадратурного канала qch
% filter: коэффициенты фильтра
iout = conv2(idata, filter);
qout = conv2(qdata, filter);

```

Для имитационного моделирования многопользовательского сценария сформированные сигналы складываются:

```

if user == 1
    ich4 = ich3;
    qch4 = qch3;
else
    ich4 = sum(ich3);
    qch4 = sum(qch3);
end

```



Затем сформированный совокупный сигнал поступает на вход модели радиоканала с замираниями:

```
% канал с замираниями
if rfade == 0
    ich5 = ich4;
    qch5 = qch4;
else
    [ich5, qch5] = sefade(ich4, qch4, itau, dlv11, th1, n0,...
        itnd1, now1, length(ich4), tstp, fd, flat);
    itnd1 = itnd1 + itndel;
end
```

После добавления АБГШ осуществляются прием сигнала и его согласованная фильтрация с использованием функции `comrconv2` (скрипт 7.8) [9]:

```
% приемник
spow = sum(rot90(ich3.^2+qch3.^2))/nd; % вычисление ослабления
attn = sqrt(0.5*spow*sr/br*10^(-ebn0/10));
[ich6, qch6] = comb2(ich5, qch5, attn); % добавление АБГШ
[ich7, qch7] = comrconv2(ich6, qch6, xh2); % согласованная фильтрация
```

Затем осуществляется выборка символов с интервалом `sampl`:

```
sampl = irfn*ipoint + 1;
ich8 = ich7(:, sampl:ipoint:ipoint*nd*crlen+sampl-1);
qch8 = qch7(:, sampl:ipoint:ipoint*nd*crlen+sampl-1);
```

Корреляция принятых сигналов осуществляется с использованием функции сужения спектра `despread` (скрипт 7.9):

```
[ich9, qch9] = despread(ich8, qch8, code); % снятие расширения спектра
```

Скрипт 7.9. Функция сужения спектра для сигнала DSSS:

```
function [iout, qout] = despread(idata, qdata, code1)
% функция снятия расширения с данных
% idata: входные выборки синфазного канала ich
% qdata: входные выборки квадратурного канала qch
% iout: выходные выборки синфазного канала ich
% qout: выходные выборки квадратурного канала qch
% code1: кодовая последовательность для расширения
switch nargin
    case {0, 1}
        error('lack of input arguments');
    case 2
        code1 = qdata;
        qdata = idata;
end
[hn, vn] = size(idata);
[hc, vc] = size(code1);
vn = fix(vn/vc); % округление до ближайшего целого
iout = zeros(hc, vn);
qout = zeros(hc, vn);
for ii = 1:hc
    iout(ii,:) = rot90(flipud(rot90(re-
        shape(idata(ii,:),vc,vn))*rot90(code1(ii,:),3)));
```



```
qout(ii,:) = rot90(flipud(rot90(re-  
shape(qdata(ii,:),vc,vn))*rot90(code1(ii,:),3)));  
end
```

После сужения спектра комплексные выборки демодулируются:

```
demodata = qpskdemod(ich9, qch9, user, nd, ml); % демодуляция QPSK
```

7.3. Оценка помехоустойчивости сигналов DSSS средствами имитационного моделирования. Задание к лабораторной работе

Используя методические материалы и скрипты разд. 7, построить зависимость вероятности битовой ошибки BER от отношения E_b/N_0 для сигналов DSSS в канале с аддитивным белым гауссовским шумом и рэлеевскими замираниями средствами имитационного моделирования для сценариев с одним, четырьмя и семью пользователями.



СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. *Скляр, Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – Вильямс, 2016. – 1104 с.
2. *Рек. МСЭ-R P.1407-6 (06/2017).* Многолучевое распространение и параметризация его характеристик.
3. *Рек. МСЭ-R P.1057-5 (12/2017).* Распределение вероятностей, касающихся моделирования распространения радиоволн.
4. *Прокис, Дж.* Цифровая связь / Дж. Прокис. – Москва : Радио и связь, 2000. – 800 с.
5. *Галкин, В. А.* Цифровая мобильная радиосвязь : учебное пособие для вузов / В. А. Галкин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2017. – 592 с.
6. *Бакулин, М. Г.* Технология OFDM : учебное пособие для вузов / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. М. Шлома, А. П. Шумов. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2017. – 360 с.
7. *Джейкс, У. К.* Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / У. К. Джейкс. – Москва : Связь, 1979. – 518 с.
8. *Cho, Y. S.* MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB / Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, C. G. Kang. – John Wiley & Sons, 2010. – 544 p.
9. *Narada, H.* Simulation and software radio for mobile communications / H. Narada, R. Prasad. – Artech House, 2002. – 448 p.
10. *Галкин, В. А.* Основы программно-конфигурируемого радио / В. А. Галкин. – Москва : Горячая Линия – Телеком, 2015. – 372 с.
11. *Фокин, Г. А.* Технологии программно-конфигурируемого радио / Г. А. Фокин. – Москва : Горячая Линия – Телеком, 2019. – 316 с.
12. *Фокин, Г. А.* Моделирование многолучевого радиоканала / Г. А. Фокин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2021. – Т. 9. – № 1. – С. 59–78.
13. *Фокин, Г. А.* Принципы и технологии цифровой связи. Основы расчетов / Г. А. Фокин. – Санкт-Петербург : СПбГУТ, 2014. – 151 с.
14. *Фокин, Г. А.* Моделирование формирующего и согласованного фильтров / Г. А. Фокин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2021. – Т. 9. – № 2. – С. 77–94.
15. Передача цифрового сигнала по узкополосным каналам. Межсимвольная интерференция и формирующие фильтры Найквиста [Электронный ресурс]. – URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_isi/signal_isi.html (Дата обращения 15.03.2022).
16. *Гельгор, А. Л.* Синтез спектрально-эффективных сигналов при наличии ограничения в виде спектральной маски / А. Л. Гельгор, Н. Ф. Х. Тан // Радиотехника. – 2018. – № 12. – С. 49–57.
17. *Макаров, С. Б.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С. Б. Макаров, И. А. Цикин. – Москва : Радио и связь, 1988. – 304 с.



18. Eye Diagram Analysis [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/eye-diagram-analysis.html> (Дата обращения 08.04.2022).

19. Основы глазковой диаграммы: чтение и применение глазковых диаграмм [Электронный ресурс]. – URL: <https://radioprogram.ru/post/681> (Дата обращения 08.04.2022).

20. *Гришин, И. В.* Обзор методов многочастотной модуляции сигналов в современных сетях беспроводной связи / И. В. Гришин, А. А. Калинкина // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2020. – Том. 8. – № 2. – С. 55–66.



Фокин Григорий Алексеевич

ОСНОВЫ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО

Учебно-методическое пособие

Редактор *И. И. Щенсяк*

Компьютерная верстка *Н. А. Ефремовой*

План издания 2022 г., п. 2

Подписано к печати 04.04.2022

Объем 11,25 усл.-печ. л. Тираж 10 экз. Заказ 1329

Редакционно-издательский отдел СПбГУТ
193232 СПб., пр. Большевиков, 22

Отпечатано в СПбГУТ

