

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Е.А. Чернецова

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Конспект лекций

Санкт-Петербург
РГГМУ
2026

УДК [534.87:681.883:519.254](075.8)

ББК 32.875я73

Ч-49

Рецензент: учалыник научно-исследовательского управления гидрографии, геофизики и гидрометеорологии АО «ГНИНГИ», доктор технических наук, доцент А.М. Шарков.

Ч-49 Чернецова Е.А.

Цифровая обработка гидроакустических сигналов. Учебное пособие / Е.А. Чернецова. — Санкт-Петербург : РГГМУ, 2025. — 202 с.

Цифровая обработка гидроакустических сигналов позволяет реализовать сложные многоканальные системы пространственно-временной обработки сигналов. Это даёт возможность уменьшить вычислительные затраты в сотни раз, при этом повысить достоверность и точность обнаружения гидроакустического сигнала.

Материал, изложенный в учебном пособии «Цифровая обработка гидроакустических сигналов» позволяет решать следующие задачи:

Осуществлять анализ сигналов для определения шумовых параметров подводных объектов на основе спектральных характеристик;

Производить вычисление корреляционных зависимостей паспорта и реального гидроакустического сигнала;

Добиваться повышения соотношения сигнал/шум в современных гидроакустических системах.

В учебном пособии рассматриваются и обосновываются основные понятия, используемые в цифровой обработке гидроакустических сигналов: автокорреляционная функция, спектральная плотность мощности, взаимная корреляционная функция, взаимная спектральная плотность мощности, функция частотной когерентности и другие.

Для определения методов, методик и алгоритмов обработки сигналов рассматриваются модели используемых сигналов с учётом изменения их частотных составляющих, энергии и формы.

Для лучшего усвоения материала в конце каждой лекции помещены вопросы, ответы на которые можно найти в тексте текущего раздела.

УДК [534.87:681.883:519.254](075.8)

ББК 32.875я73

© Чернецова Е.А., 2026

© Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2026

Лекция 1.

Особенности гидроакустических сигналов

Из всех известных видов излучения звуковая волна распространяется в водной среде с наименьшими потерями. Применение данного эффекта позволило расширить горизонты исследования и освоения Мирового океана. Устройства и приборы, которые для осуществления своего функционального назначения используют гидроакустические волны, называют гидроакустическими системами и комплексами. Существуют различные гидроакустические системы, но объединяет их одно: в основе любой гидроакустической системы лежат методы и алгоритмы обработки гидроакустического сигнала. К известным гидроакустическим системам относятся: гидроакустические навигационные системы (применяются, как правило, на подводных аппаратах), гидроакустические системы связи, гидролокаторы секторного и бокового обзора, эхолоты и системы шумопеленгования.

В настоящее время при разработке современных гидроакустических систем и комплексов всесторонне применяются различные алгоритмы и методы цифровой обработки сигналов, что позволяет реализовать сложные многоканальные гидроакустические системы пространственно-временной обработки сигналов.

Разработка и реализация новых подходов и алгоритмов обработки позволяют уменьшить вычислительные затраты в сотни раз, при этом повысить достоверность и точность обнаружения гидроакустического сигнала.

Применяемые методы и алгоритмы обработки гидроакустических сигналов (ГАС) зависят от требований, предъявляемых при решении конкретных задач. И в свою очередь, определяют алгоритмическое и программное обеспечения создаваемых и используемых систем, существенно влияют на принципы построения и аппаратную реализацию систем цифровой обработки сигналов.

Гидроакустическим системам приходится работать в сложных условиях, резко отличающихся от тех, в которых функционируют радиоэлектронные системы [1]:

- ограниченные объёмы;
- высокая относительная влажность;
- трудности с отводом тепла, выделяемого в процессе работы электроники и др.

Работа любой гидроакустической системы основана на измерении времени распространения сигнала в гидроакустическом канале между передающим и приемным преобразователями. Определение координат подводного объекта выполняется после обобщения результатов нескольких измерений при различном расположении передающего и приёмного устройств.

В основу гидроакустических систем положен принцип измерения времени распространения сигнала. В зависимости от принципа измерения гидроакустические системы также делятся на пассивные (однопроходный принцип измерения) и активные (двухпроходный принцип измерения).

Расстояние r между приемником и излучателем гидроакустического сигнала определяется как

$$r = k\tau V_{\text{зв}}, \quad (1.1)$$

где $V_{\text{зв}}$ — скорость звуковой волны в среде; τ — время прохождения сигнала; k — константа, зависящая от конфигурации системы измерения.

При активном измерении сигнал излучается передающим устройством объекта. Приемное устройство того же объекта принимает либо отраженный сигнал (пассивный ответ) от препятствия, либо ответный сигнал от второго объекта, например маяка (активный ответ). Формирование ответного сигнала предполагает наличие на маяке приемного и передающего устройств. В данном случае $k = 1/2$.

При пассивном измерении сам объект является источником излучения, а второй объект взаимодействия осуществляет только прием сигнала с целью определения времени распространения. Для определения значения t системы отсчета времени обоих объектов должны работать синхронно. Для пассивного измерения времени распространения $k = 1$.

Выражение (1.1) также показывает, что точность определения дальности, а, следовательно, и координат напрямую зависит от точности оценки времени прихода сигнала.

Обзор современных средств позиционирования показал, что точность рассмотренных систем во многом зависит от типа используемых сигналов и прежде всего от полосы рабочих частот. То есть, с ростом частоты сигнала, как правило, возрастает точность, но сокращается рабочая дальность. На больших дальностях используются, как правило, низкочастотные сигналы

(при работе свыше 5 километров не используются сигналы с частотой выше 15 кГц).

Требования, предъявляемые к современным навигационным системам, обуславливаются основным направлением применения гидроакустических систем, а именно в качестве основного инструмента исследования океана в составе подводного робота и определяются как:

- 1) Автономность работы.
- 2) Низкое энергопотребление. Обусловлено ограничением массогабаритных показателей робота. Сегодня системы элементы питания подводного робота составляют значительную его часть.
- 3) Повышенная дальность функционирования.
- 4) Высокая точность определения координат. Выполнение более сложных миссий без вмешательства человека.
- 5) Одновременная работа множества абонентов. Обусловлено необходимостью разделять сигналы от различных маяков и роботов.

Таким образом, постоянно растущие требования к миссиям подводных роботов стимулируют развитие гидроакустических средств, в том числе исследования в области обработки сигналов.

Описание гидроакустических систем и условий их использования основано на статистической теории гидролокации — разделе технической гидроакустики, в котором разрабатываются вероятностные модели сигналов, помех и условий подводного наблюдения, а на основе этих моделей — методы анализа и синтеза гидролокационных систем.

С точки зрения общих методов решения задач гидролокации имеет много общего с радиолокацией, однако ряд специфических ее особенностей обуславливает самостоятельность научного направления статистической теории гидролокации.

1. Поля гидроакустического сигнала в районе излучения и приема заметно различаются, что обусловлено особенностями излучения сигнала, распространения и отражения. Принято считать, что при работе в ближней зоне (зоне Френеля) фронт волны сигнала обычно близок к сферическому, при работе в дальней зоне (зоне Фраунгофера) приближается к плоскому. Но как показали теоретические и экспериментальные исследования, за счет переотражений излученного сигнала от поверхности моря и дна, а также за счет рефракционных явлений зона Френеля может увеличиться многократно. Даже для точечного источника сигнала,

зона Френеля в морском волноводе может составлять десятки и сотни километров. Фронт волны принимаемого сигнала в таких условиях можно считать плоским по апертуре приемной антенны только с определенной степенью условности.

2. Из-за неоднородности среды распространения колебаний возникают различные искажения. В глубоком море, например, наблюдается рефракция сигнала и его расщепление на отдельные лучи, приходящие в одну и ту же точку пространства с разной задержкой и под разными углами к горизонту. В мелком море (глубины не превышают глубины шельфа) сигнал приобретает особую многомодовую структуру, в результате чего фронт волны оказывается различным на разных глубинах. Сигнал также может сильно искажаться из-за отражений от различных поверхностей, в частности, находящихся вблизи точек приема, например, от дна моря, корпуса судна или поверхности моря.

3. Многие важные параметры сигнала существенно зависят от динамических условий его излучения. Сигналы, излученные неподвижным и подвижным источниками звука, оказываются различными. Наиболее сильное отличие наблюдается в том случае, когда источник движется неравномерно, а среда неоднородная. Если среда практически однородна и за время наблюдения сигнала скорости движения корреспондирующих элементов практически не меняются, то искажения сводятся к обычному доплеровскому изменению масштаба сигнала по оси частот. В других же случаях, сигнал претерпевает более сложные изменения.

4. Влияние доплеровского эффекта, вызывающее изменение формы полезного сигнала, приводит к необходимости разработки и использования таких моделей сигналов, для которых это влияние было бы минимальным.

В общем виде модель гидроакустического сигнала для цифровых систем может быть представлена как дискретная случайная последовательность. В зависимости от характера решаемой задачи применяют различные модели сигналов (временные, пространственно-временные, спектральные, пространственно-спектральные, волновые и пр.). При этом оперируют такими понятиями, как автокорреляционная функция, спектральная плотность мощности, взаимная корреляционная функция, взаимная спектральная плотность мощности, функция частотной когерентности и др.

Системы цифровой обработки гидроакустических сигналов содержат специализированные технические средства предварительной (или первичной) обработки сигналов и специальные технические средства для вторичной обработки сигналов.

Задачей первичной обработки является выделение полезного сигнала на фоне шумов и помех, задачей вторичной обработки является классификация принятого сигнала.

Таким образом, средства предварительной обработки при приеме должны содержать два основных элемента: фильтр, обеспечивающий улучшение отношения сигнал/помеха, и решающее устройство, выполняющее главные функции приема (обнаружения, различения и восстановления сигналов).

Известны следующие методы фильтрации, обеспечивающие улучшение соотношения сигнал/помеха:

- метод накопления;
- частотная фильтрация;
- корреляционный метод;
- согласованная фильтрация;
- нелинейная фильтрация.

Все эти методы основаны на использовании различных свойств полезного сигнала и помехи.

Кроме того, при предварительной обработке решается задача обнаружения сигнала и определения местоположения его источника. На этапе предварительной обработки в ряде случаев формируются также некоторые количественные оценки сигнала (амплитуда, частота, фаза). Система вторичной обработки сигнала предназначена для идентификации обнаруженного сигнала, его классификации и выдачи информации об обнаруженных сигналах оператору или формированию управляющего воздействия.

Характерной чертой предварительной обработки сигнала является постоянство алгоритма обработки при его достаточно высокой вычислительной сложности. Этап вторичной обработки характеризуется большей гибкостью используемых алгоритмов, необходимостью поддержки обмена с другим техническим средством или диалога с оператором. Поэтому системы вторичной обработки чаще всего строятся на основе программируемых вычислительных средств. Системы же предварительной обработки могут быть построены как на программируемых вычислительных средствах, так и на основе специальных вычислителей с жесткой логикой.

Методы обработки сигналов можно подразделить на три группы, если в основу классификации положить принцип формирования отдельного элемента (отсчета) результата по некоторой совокупности элементов (отсчетов) исходного сигнала [2].

Точечные преобразования — в таких преобразованиях обработка каждого элемента исходных данных производится независимо от соседнего. Иначе говоря, значение каждого отсчета результата определяется как функция от одного отсчета исходного сигнала, причем номера отсчетов сигнала и результата одинаковы.

Иначе говоря, пусть требуется обработать вектор из n отсчетов сигнала:

$$X = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n] \quad (1.1)$$

и получить последовательность чисел:

$$Y = [y_0 \ y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n], \quad (1.2)$$

причем

$$y_i = f(x_i). \quad (1.3)$$

Точечные преобразования достаточно просты и наименее громоздки с точки зрения вычислительных затрат. Если обрабатывается матрица размером $N \times N$ элементов отсчетов исходного двумерного сигнала, то вычислительная сложность процедуры точечных преобразований составит

$$Qm = N^2 (BO), \quad (1.4)$$

где под базовой операцией (БО) понимается операция вида (1.4).

Локальные преобразования — при локальных преобразованиях обеспечивается формирование каждого элемента матрицы или вектора результата как функции от некоторого множества соседних элементов матрицы или вектора отсчетов исходного сигнала, составляющих некоторую локальную окрестность. При этом полагается, что местоположение вычисляемого отсчета результата (или текущий индекс элемента) задается координатами (или текущими индексами) центрального элемента локальной окрестности. Для формирования следующего элемента матрицы результата выполняется смещение окрестности вдоль строки матрицы исходных данных или вдоль исходного вектора. Такая перемещаемая окрестность часто носит название окна сканирования. При обработке матрицы исходных данных после

прохождения всей строки матрицы исходных данных окно сканирования смещается на одну строку и возвращается в начало следующей строки, после чего продолжается обработка. Просматриваемая при перемещении окна сканирования полоса строк матрицы носит название полосы сканирования. Иначе говоря, при такой обработке

$$y_i = F(X^{\wedge}); X^{\wedge} = \left\{ x_{\frac{i-m}{2}}, x_{\frac{i-m}{2+1}}, \dots, x_i, \dots, x_{\frac{i+m}{2-1}}, x_{\frac{i+m}{2}} \right\}, \quad (1.5)$$

где $i = 0, N - 1$ — индекс отсчета результата, m — размер окна сканирования. Если $i < m/2$ или $i > N - m/2$, что имеет место на практике при обработке начальных и конечных отсчетов вектора исходного сигнала, то элементы вектора исходных данных с «недостающими» индексами полагаются равными нулю.

Вычислительная сложность локального преобразования составляет

$$Q_{\text{л}} = N^2 m^2 (BO),$$

где под базовой операцией понимается выполнение заданного преобразования для отдельного отсчета исходных сигналов.

Примером локальных преобразований могут служить аперидическая свертка или корреляция, а также процедуры ранговой фильтрации.

Глобальное преобразование предусматривает формирование каждого отсчета результата как функции от всей совокупности отсчетов исходного сигнала и некоторого множества меняющихся от одного отсчета результата к другому по определенному правилу коэффициентов, составляющих так называемое ядро преобразования. В случае обработки одномерного исходного сигнала глобальное преобразование можно определить как

$$Y_i = F(G_i, X); X = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n], \quad i = 0, N - 1, \quad (1.6)$$

где G_i — изменяемое ядро преобразования. Вычислительная сложность глобального преобразования в общем случае для случая обработки двумерного сигнала составляет

$$Q_{\text{г}} = N^4 (BO),$$

где под базовой операцией понимается выполнение заданного преобразования вида (1.6) для отдельного элемента исходных данных.

Все преобразования цифровой обработки сигналов (ЦОС) могут быть подразделены по своему типу на линейные и нелинейные преобразования. Примерами линейных преобразований могут служить преобразования Фурье, Хартли, свертка и корреляция. К нелинейным преобразованиям относятся, в частности, многие алгоритмы распознавания, гистограммные преобразования и ранговая фильтрация.

Для линейных преобразований справедлив аддитивный закон:

$$T[ax_1(t) + bx_2(t)] = aT[x_1(t)] + bT[x_2(t)] = ay_1(t_1) + by_2(t_1), \quad (1.7)$$

где a и b — некоторые константы. Таким образом, линейное преобразование, применяемое к суперпозиции исходных сигналов эквивалентно по своему воздействию суперпозиции результатов преобразования каждого из сигналов. Свойство линейности является весьма важным для практических приложений, поскольку позволяет значительно упростить обработку различных сложных сигналов, являющихся суперпозицией некоторых элементарных сигналов.

Вопросы к лекции 1

1. Чем обусловлено использование акустических сигналов в водной среде?
2. Классификация гидроакустических систем (ГАС) по назначению.
3. Чем обусловлены сложные условия работы гидроакустических систем?
4. Какой принцип положен в основу работы гидроакустических систем и какие бывают ГАС в зависимости от этого принципа?
5. Особенности гидроакустического сигнала.
6. Охарактеризуйте этапы обработки цифрового гидроакустического сигнала.
7. Назовите методы фильтрации, обеспечивающие улучшение соотношения сигнал/помеха.
8. Охарактеризуйте методы обработки сигналов с точки зрения формирования отдельного элемента (отсчета) результата по некоторой совокупности элементов (отсчетов) исходного сигнала и их сложность.
9. Каково важное свойство линейных преобразований сигнала?

Лекция 2.

Основные понятия и операции цифровой обработки гидроакустических сигналов

Сообщение, поступающее от источника цифровых сообщений, характеризуется алфавитом передаваемых сообщений $A = \{a_1, a_2, \dots, a_x\}$.

Алфавит — есть совокупность всех возможных (различных) сообщений (знаков) данного источника.

Объем алфавита — число различных символов алфавита M .

Принципиальное отличие систем аналоговой и цифровой связи связано со способом оценки их производительности. Критерием производительности систем связи является точность воспроизведения на приемном конце переданного сигнала. В качестве оценки производительности аналоговых систем может выступать процент искажения или среднеквадратическая ошибка между переданным и принятым сигналами, которая определяется апостериорно, то есть тогда, когда сигнал уже принят. Критерием качества связи в цифровых системах является вероятность неверного обнаружения цифры или вероятность ошибки (битовой или символьной), которая может быть задана априорно, еще на этапе разработки системы цифровой связи [11].

В системе цифровой связи каждое сообщение алфавита a_i появляется с некоторой вероятностью.

Вероятность выдачи символа (сообщения) — $p(a_i)$.

Один бит — это количество информации, которое переносит один символ источника дискретных сообщений в том случае, когда алфавит источника состоит из двух равновероятных символов.

Для каналов передачи цифровых сообщений вводят аналогичную характеристику — *скорость передачи информации* по каналу R . Она определяется количеством бит, передаваемых в секунду. Максимально возможное значение скорости передачи информации по каналу называется *пропускной способностью канала* и обозначается C .

Пропускная способность непрерывного канала с белым гауссовским шумом определяется известной формулой Шеннона

$$C = F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right). \quad (2.1)$$

Как видно из выражения данная величина определяется шириной полосы пропускания F и соотношением сигнал-шум $P_c/P_{\text{ш}}$. Формула (2.1) определяет теоретическую верхнюю границу **безошибочной** пропускной способности канала связи. Если действительная пропускная способность канала меньше, то при использовании соответствующих кодов коррекции ошибок можно приблизиться к величине, определяемой формулой (2.1).

Представляющий (информационный) параметр цифрового сигнала данных (ЦСД) — параметр сигнала данных, изменение которого отображает изменение сообщения.

На рисунке 2.1. изображен ЦСД, представляющим параметром которого является амплитуда, а множество возможных значений представляющего параметра равно двум ($U = U_1$ и $U = 0$).

Элемент ЦСД — часть цифрового сигнала данных, отличающаяся от остальных частей значением одного из своих представляющих параметров.

Значащая позиция — фиксируемое значение состояния представляющего параметра сигнала.

Значащим интервалом времени — интервал времени между двумя соседними значащими моментами сигнала.

Единичный интервал — минимальный интервал времени, которому равны значащие интервалы времени сигнала, (интервалы а-б, б-в и другие на рисунке 1.3).

Единичный элемент — элемент сигнала, имеющий длительность, равную единичному интервалу времени.

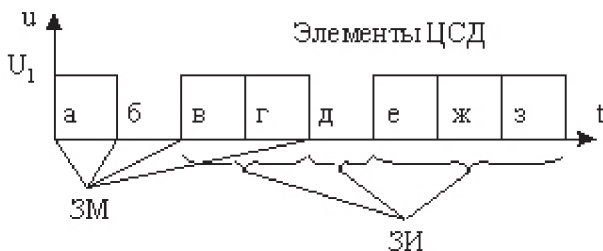


Рис. 2.1. Цифровой сигнал данных.

Все вышеуказанные элементы сигнала имеют значение при приеме сигнала для операций обнаружения и классификации.

Значащий момент (ЗМ) — момент, в который происходит смена значащей позиции сигнала. Эти моменты, как правило, представляют собой передний и задний фронты электрических импульсов, представляющих собой биты сообщения. Они играют важную роль при выполнении операции синхронизации передатчика и приемника.

Типичные операции цифровой обработки ГАС представлены на рисунке 2.2.

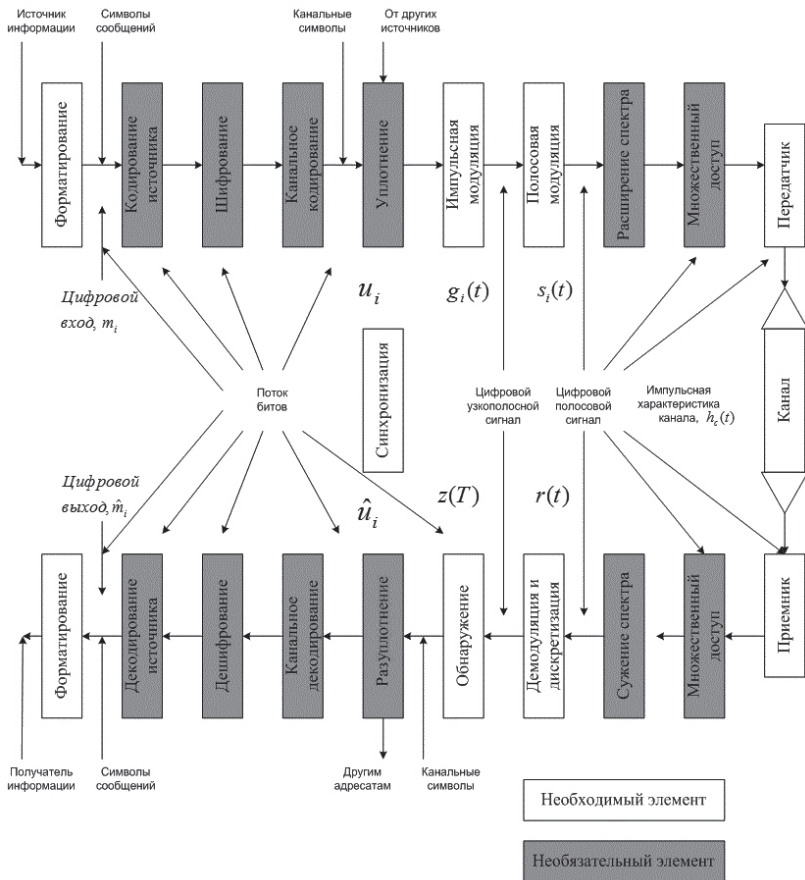


Рис. 2.2 Типичные операции цифровой обработки ГАС [3].

На рисунке 2.2 исходная информация преобразуется в двоичные цифры (биты) после этого биты группируются в цифровые сообщения или символы сообщений. Каждый такой символ (mi , где $i = 1, \dots, M$) можно рассматривать как элемент конечного алфавита, содержащего M элементов. Следовательно, для $M = 2$ символ сообщения mi , является бинарным (т.е. состоит из одного бита). Несмотря на то что бинарные символы можно классифицировать как M -арные (с $M = 2$), обычно название “ M -арный” используется для случаев $M > 2$; значит, такие символы состоят из последовательности двух или большего числа битов. Для систем, использующих канальное кодирование (коды коррекции ошибок), последовательность символов сообщений преобразуется в последовательность канальных символов (кодовых символов), и каждый канальный символ обозначается ui . Поскольку символы сообщений или канальные символы могут состоять из одного бита или группы битов, последовательность подобных символов называется потоком битов.

С помощью операции форматирования аналоговый сигнал преобразуется в цифровой вид посредством дискретизации по времени и квантования по амплитуде.

Далее уже речь идет о потоке битов $m_0, m_1, m_2, \dots, m_p, \dots, m_N$ сообщения в цифровой форме.

Если поток битов слишком велик, то требуется его сжатие. Эту операцию выполняет необязательный блок «Кодирование источника».

Если необходимо закрытие информации для посторонних лиц, к потоку битов применяется операция «Шифрование» (необязательный блок).

Если необходима защита от ошибок, то в поток битов информационного сообщения внедряются коды коррекции ошибок в блоке «Канальное кодирование» (необязательный блок).

Если в точке передачи сигнала сосредоточено несколько источников, имеющих одинаковые требования к ресурсу связи (например, одинаковую ширину полосы сигнала, длительность сеанса связи) то их внедрение в один канал передачи происходит в блоке «Уплотнение» (необязательный блок).

Блок импульсной модуляции является обязательным для цифровой обработки ГАС, поскольку на этом этапе происходит преобразование потока битов в электрические импульсы посредством импульсно-кодовой модуляции (ИКМ (рус.) — PCM

(англ.)). Для систем, использующих направляемые среды передачи (кабели), электрические импульсы в модуляции ИКМ передаются по каналу связи и полосовая модуляция не используется. В блоке импульсной модуляции происходит формирование узкополосного сигнала. Термин “узкополосный” (baseband) определяет сигнал, спектр которого начинается от (или около) постоянной составляющей и заканчивается некоторым конечным значением (обычно, не более нескольких мегагерц). Блок импульсно-кодовой модуляции обычно включает фильтрацию, направленную на минимизацию полосы передачи. При применении импульсной модуляции к двоичным символам результирующий двоичный сигнал называется сигналом в кодировке РСМ (pulse-code modulation) (Импульсно-Кодовая Модуляция). Существует несколько типов сигналов РСМ; эти сигналы часто называются кодами канала. При применении импульсной модуляции к небинарным символам результирующий сигнал именуется M -арным импульсно-модулированным. Существует несколько типов подобных сигналов. После импульсной модуляции каждый символ сообщения или канальный символ принимает форму полосового сигнала $g_i(t)$, где $i = 1, \dots, M$. В любой электронной реализации поток битов, предшествующий импульсной модуляции, представляется уровнями напряжений.

Блок полосовой модуляции (bandpass modulation) является обязательным для систем, использующих радиопередачу сигнала (ненаправляемую среду передачи). Полосовая модуляция необходима всегда, когда среда передачи не поддерживает распространение сигналов, имеющих форму импульсов. В таких случаях среда требует полосового сигнала $s_i(t)$, где $i = 1, \dots, M$. Термин (bandpass) используется для отражения того, что узкополосный сигнал $g_i(t)$ сдвинут несущей волной на частоту, гораздо большую спектральных составляющих $g_i(t)$.

Расширение спектра (блок отмечен как необязательный, но в настоящее время технология активно используется) может давать сигнал, относительно неуязвимый для помех и используемый для повышения уровня конфиденциальности сообщающихся сторон. Также расширение спектра является ценной технологией для множественного доступа (технология кодового разделения канала).

Термин «Множественный доступ» в отличие от термина «Уплотнение» применяется, когда речь идет о совместном использовании канала связи пользователями, находящимися в различных

точках пространства и имеющих различные требования к ресурсу связи (полосе пропускания сигнала, длительности сеанса связи).

По мере распространения сигнала $si(t)$ по каналу, на него воздействуют характеристики канала, которые можно выразить через импульсную характеристику $h_c(t)$. Кроме того, в различных точках вдоль маршрута сигнала дополнительные случайные шумы искажают принятый сигнал $r(t)$, поэтому прием должен выражаться через поврежденную версию сигнала поступающего от передатчика. Принятый сигнал $r(t)$ можно выразить следующим образом:

$$r(t) = S_i(t) * h_c + n(t); i = 1, \dots, M, \quad (2.2)$$

где знак * представляет собой операцию свертки [4].

В обратном направлении входной каскад приемника и/или демодулятор обеспечивают понижение частоты каждого полосового сигнала $r(t)$. В качестве подготовки к обнаружению демодулятор восстанавливает $r(t)$ в виде оптимального узкополосного сигнала $z(t)$. Обычно с приемником и демодулятором связано несколько фильтров. Фильтрация производится для удаления нежелательных высокочастотных составляющих и формирования импульса.

В обязательном блоке «Обнаружение» содержится согласованный фильтр, накапливающий энергию принимаемого сигнала и передающий ее на решающее устройство, которое выносит решение об обнаружении полезного сигнала.

Если импульсная характеристика канала связи $h_c(t)$ настолько плоха, что принимаемый сигнал сильно искажен, применяется выравнивание (equalization), которое можно описать как разновидность фильтрации, используемое для удаления всех эффектов ухудшения качества сигнала, причиной которых может быть канал.

Остальные этапы обработки сигнала в модеме являются обязательными и направлены на удовлетворение специфических системных нужд.

Вопросы лекции 2

1. Что случит оценкой качества цифровой системы связи в отличие от аналоговой системы?
2. Что такое один бит?

3. Что такое пропускная способность канала связи, в чем она измеряется?
4. Напишите формулу Шеннона для пропускной способности канала связи и объясните, о какой пропускной способности идет речь.
5. Что такое значащий момент цифрового сигнала и для чего он может использоваться?
6. Перечислите обязательные операции цифровой обработки сигнала и поясните для чего они служат.

Лекция 3.

Основные операции форматирования сигналов

В цифровой обработке сигналов под сигналом будем понимать некоторую вещественную функцию, содержащую информацию о состоянии или поведении физической системы при каком-нибудь событии, которая может быть определена на непрерывном или дискретном пространстве изменения времени или пространственных координат.

Цифровые сигналы формируются из аналоговых операциями дискретизации по времени и квантованием (измерением) амплитудных значений сигнала через определенные интервалы времени Δt (рис. 3.1).

В результате равномерной дискретизации непрерывный по аргументу сигнал переводится в упорядоченную по независимой переменной последовательность чисел. В принципе разработаны

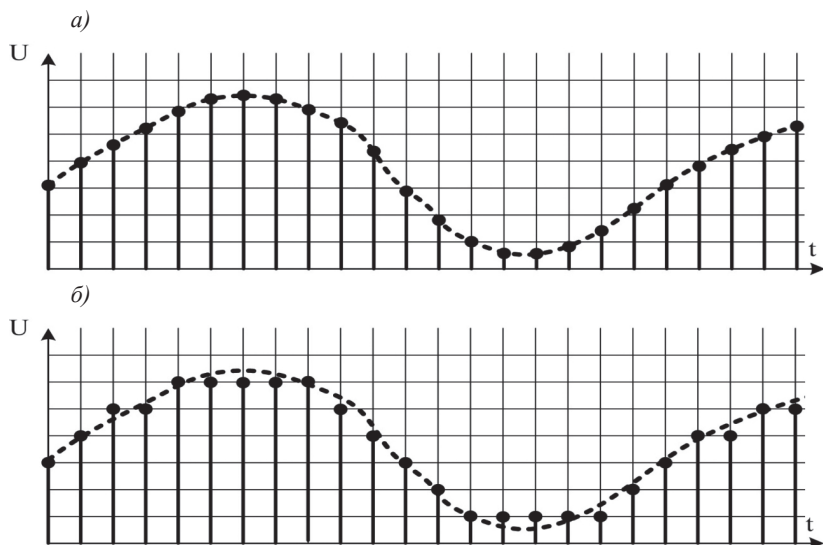


Рис. 3.1. а) дискретный по времени аналоговый по амплитуде сигнал;
б) дискретный по времени и квантованный по амплитуде сигнал
(горизонтальные линии на сетке – уровни квантования;
вертикальные — моменты взятия отсчетов) [5].

методы ЦОС для неравномерной дискретизации данных, однако области их применения достаточно специфичны и ограничены. Неравномерная дискретизация данных — это вид дискретизации, при котором интервал между отсчётами изменяется или по случайному закону, или с учётом характеристик сигнала (адаптивная дискретизация). При неравномерной дискретизации шаг «подстраивается» под скорость изменения сигнала, увеличиваясь на гладких, мало информативных участках. Несмотря на то, что при этом уменьшается количество несущих всю информацию о сигнале отсчётов, появляется потребность в хранении значения интервала дискретизации между каждой парой отсчётов. Поэтому неравномерная дискретизация редко применяется на практике.

Некоторые подвиды неравномерной дискретизации:

– Адаптивная дискретизация — период дискретизации изменяется автоматически в зависимости от сигнала.

– Программированная дискретизация — период дискретизации изменяется в соответствии с изначально выбранными условиями.

Условия, при которых возможно полное восстановление аналогового сигнала по его цифровому эквиваленту с сохранением всей исходно содержавшейся в сигнале информации, выражаются теоремами Найквиста, Котельникова, Шеннона, сущность которых практически одинакова. Для дискретизации аналогового сигнала с полным сохранением информации в его цифровом эквиваленте максимальные частоты в аналоговом сигнале должны быть не менее чем вдвое меньше, чем частота дискретизации, то есть $f_{\max} \leq (1/2)fd$, т.е. на одном периоде максимальной частоты должно быть минимум два отсчета. Если это условие нарушается, в цифровом сигнале возникает эффект маскирования (подмены) действительных частот более низкими частотами. При этом в цифровом сигнале вместо фактической регистрируется «кажущаяся» частота, а, следовательно, восстановление фактической частоты в аналоговом сигнале становится невозможным. Восстановленный сигнал будет выглядеть так, как если бы частоты, лежащие выше половины частоты дискретизации, отразились от частоты $(1/2)fd$ в нижнюю часть спектра и наложились на частоты, уже присутствующие в этой части спектра. Этот эффект называется наложением спектров или алиасингом (aliasing). Наглядным примером алиасинга может служить иллюзия, довольно

частая в кино — колесо автомобиля начинает вращаться против его движения, если между последовательными кадрами (аналог частоты дискретизации) колесо совершает более чем пол-оборота.

Преобразование сигнала в цифровую форму выполняется аналого-цифровыми преобразователями (АЦП). Как правило, они используют двоичную систему счисления с определенным числом разрядов в равномерной шкале. Увеличение числа разрядов повышает точность измерений и расширяет динамический диапазон измеряемых сигналов. Потерянная из-за недостатка разрядов АЦП информация невосстановима, и существуют лишь оценки возникающей погрешности «округления» отсчетов, например, через мощность шума, порождаемого ошибкой в последнем разряде АЦП. Для этого используется понятие отношения «сигнал/шум» — отношение мощности сигнала к мощности шума (в децибелах). Наиболее часто применяются 8-, 10-, 12-, 16-, 20- и 24-х разрядные АЦП. Каждый дополнительный разряд улучшает отношение сигнал/шум на 6 децибел. Однако увеличение количества разрядов снижает скорость дискретизации и увеличивает стоимость аппаратуры. Важным аспектом является также динамический диапазон, определяемый максимальным и минимальным значением сигнала.

Квантование сигнала по урону может выполняться также равномерно или неравномерно. Выбор метода квантования зависит от динамического диапазона сигнала (рис. 3.2).

Динамическим диапазоном акустического сигнала называют разницу в децибелах (дБ) между самыми тихими и самыми громкими звуками. Неравномерным называется квантование, при котором шаг квантования изменяется в допустимых пределах амплитудных значений, возрастая с увеличением уровня сигнала. Относительная ошибка шума квантования будет практически постоянной на всем диапазоне изменения входного сигнала.

Если входной сигнал $x(t - t_0)$ порождает однозначный выходной сигнал $y(t - t_0)$ при любом сдвиге t_0 , то систему называют инвариантной во времени. Ее свойства можно исследовать в любые произвольные моменты времени.

По своей природе сигналы могут быть случайными или детерминированными. К детерминированным относят сигналы, значения которых в любой момент времени или в произвольной точке пространства (а равно и в зависимости от любых других

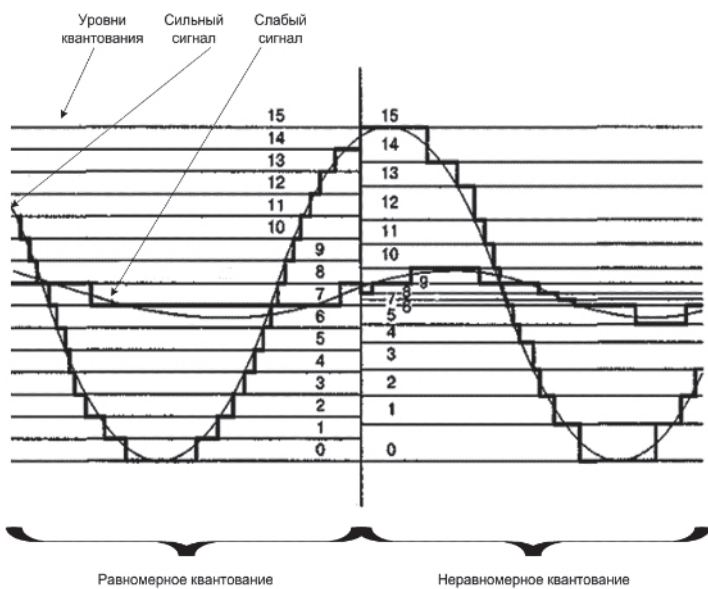


Рис. 3.2. Равномерное квантование для сигнала с большим динамическим диапазоном и неравномерное квантование для сигнала с малым динамическим диапазоном.

аргументов) являются априорно известными или могут быть определены (вычислены) по известной или предполагаемой функции, даже если мы не знаем ее явного вида.

Случайные сигналы непредсказуемы по своим значениям во времени или в пространстве. Для каждого конкретного отсчета случайного сигнала можно знать только вероятность того, что он примет какое-либо значение в определенной области возможных значений.

Закон распределения случайных значений далеко не всегда известен. Одним из самых распространенных является нормальное распределение, плотность которого имеет вид симметричного колокола. Для его описания достаточно двух первых моментов распределения случайных величин.

Наиболее простые характеристики законов распределения — среднее значение случайных величин (математическое ожидание) и дисперсия (математическое ожидание квадрата отклонения от среднего), характеризующая разброс значений случайных величин относительно среднего значения.

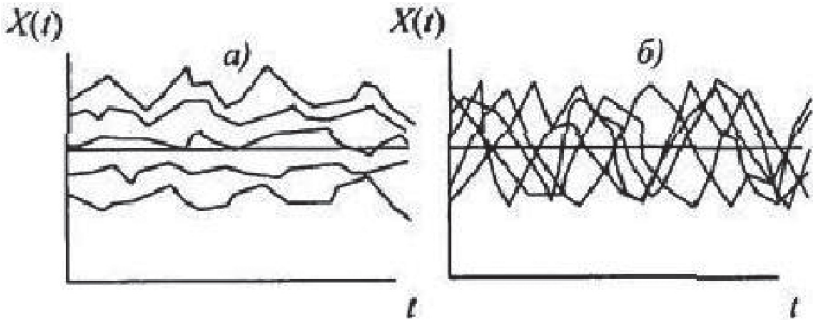


Рис. 3.3. Случайный процесс а) неэргодический; б) эргодический.

Случайный процесс $X(A, t)$ можно рассматривать как функцию двух переменных: события A и времени (рис. 3.3). Каждую из N выборочных функций времени можно рассматривать как выход отдельного генератора шума.

Параметры динамики случайных сигналов во времени характеризуются функциями автокорреляции (количественная оценка взаимосвязи значений случайного сигнала на различных интервалах) или автоковариации (то же, при центрировании случайных сигналов). С помощью автокорреляционной функции можно выявить скрытую в сигнале периодичность.

Ковариация говорит о том, изменяются ли обе переменные в одном направлении (положительная ковариация) или в противоположном направлении (отрицательная ковариация). Числовое значение ковариации не имеет значения, полезен только знак.

Ковариация между случайными величинами $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ и $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]$ вычисляется по формуле:

$$\text{Cov}(X, Y) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x_n - \mu_X)(y_n - \mu_Y), \quad (3.1)$$

где $\mu_X = E\{X\} \approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n$ и $\mu_Y = E\{Y\} \approx \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_n$ являются оценкой мат. ожидания массивов X и Y .

Использование ковариации $\text{Cov}(X, Y)$ в качестве показателя зависимости имеет недостаток: значение $\text{Cov}(X, Y)$ может меняться при изменении единиц измерения X и Y .

Этот эффект можно исключить, если разделить ковариацию на произведение среднеквадратических отклонений (СКО) $\sigma_X \sigma_Y$:

$$r_{X,Y} = \frac{Cov(X,Y)}{\sigma_X \sigma_Y} = \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \mu_X)(y_n - \mu_Y)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N (x_n - \mu_X)^2 (y_n - \mu_Y)^2}}, \quad (3.2)$$

где $r_{X,Y}$ — коэффициент корреляции

Корреляция объясняет, насколько изменение одной переменной приводит к изменению пропорции второй переменной. Корреляция варьируется от -1 до $+1$. Если значение корреляции равно 0 , это означает, что между переменными нет линейной зависимости, однако могут существовать другие функциональные связи.

Аналогичной мерой взаимосвязи двух случайных процессов и степени их сходства по динамике развития является кросскорреляция или кроссковариация (взаимная корреляция или ковариация). Максимальное значение взаимной корреляции достигается при совпадении двух сигналов. При задержке одного из сигналов по отношению к другому положение максимума корреляционной функции дает возможность оценить величину этой задержки.

При цифровой обработке сигналы часто нормированы (находятся в диапазоне $[-1, 1]$) и имеют среднее значение равное 0 и приблизительно одинаковые СКО, поэтому для оценки их корреляции можно использовать сумму произведений отсчетов сигнала:

$$r_{x,y} = \sum_{n=1}^N x_n y_n. \quad (3.3)$$

Чем более похожи два сигнала при конкретной временной задержке ℓ , тем больше значение принимает функция взаимной корреляции $r_{x,y}(\ell)$:

$$r_{x,y}(\ell) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)y(n-\ell), \quad -(N-1) \leq \ell \leq (N-1). \quad (3.4)$$

Частный случай выражения (3.4) — автокорреляционная функция (АКФ):

$$r_{11}(j) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n)x_1(n+j). \quad (3.5)$$

Автокорреляционная функция имеет одно полезное свойство: при нулевом сдвиге значение АКФ равно нормированной энергии сигнала.

$$r_{11}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1^2(n) = S, \quad (3.6)$$

где S — нормированная энергия сигнала.

Следовательно, АКФ можно использовать для расчета энергии сигнала.

Случайный процесс называется *стационарным в строгом смысле*, если ни на одну из его статистик не влияет перенос начала отсчета времени. Случайный процесс называется *стационарным в широком смысле*, если две его статистики, среднее и автокорреляционная функция, не меняются при переносе начала отсчета времени.

Если случайный процесс принадлежит к особому классу, называемому *классом эргодических процессов*, его среднее по времени (усреднение производится по оси X) равно среднему по ансамблю (усреднение производится по оси Y) и статистические свойства процесса можно определить путем усреднения по времени одной выборочной функции процесса.

Если сигнал абсолютно случаен, например, шумовой сигнал, его АКФ будет максимальна при нулевой задержке (рис. 3.4) и уменьшаться до случайных флуктуаций малой амплитуды возле нуля для задержек, превышающих единицу.

Кроме того, справедливо следующее соотношение:

$$r_{11}(0) \geq r_{11}(j).$$

То есть, функция автокорреляции при нулевой задержке больше или равна АКФ при ненулевой задержке.

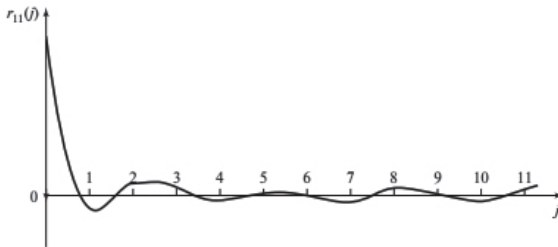


Рис. 3.4. АКФ случайного сигнала.

Вопросы к лекции 3

1. Как формируются цифровые сигналы?
2. Каково условие восстановления аналогового сигнала из цифрового?
3. Что такое динамический диапазон акустического сигнала?
4. В чем состоит разница между равномерным и неравномерным квантованием?
5. В чем различие случайных и детерминированных сигналов?
6. Какими функциями характеризуются параметры динамики случайных сигналов во времени?
7. В чем различие функций ковариации и корреляции?
8. Что такое стационарный случайный процесс?
9. Что такое эргодический случайный процесс?
10. Какие полезные свойства имеет АКФ?

Лекция 4.

Фурье преобразование цифровых сигналов

Одним из основных методов частотного анализа и обработки сигналов является преобразование Фурье. Преобразование Фурье ставит в соответствие каждой функции действительного переменного $x(t)$ во временной области её спектр или фурье-образ $y(\omega)$ в частотной области. Если какой-либо сигнал представлен в виде суммы гармонических колебаний с различными частотами, то говорят, что осуществлено спектральное разложение сигнала. Спектр сигнала представляет собой коэффициенты разложения сигнала в базисе ортогональных функций — синусов и косинусов.

Различают понятия “преобразование Фурье” и “ряд Фурье”. Преобразование Фурье предполагает непрерывное распределение частот, ряд Фурье задается на дискретном наборе частот.

Сигналы также могут быть заданы в наборе временных отсчетов или как непрерывная функция времени. Это дает четыре варианта преобразований — преобразование Фурье с непрерывным или с дискретным временем, и ряд Фурье с непрерывным временем или с дискретным временем. Наиболее практична с точки зрения цифровой обработки сигналов дискретизация и во временной, и в частотной области, но не следует забывать, что она является аппроксимацией непрерывного преобразования. Непрерывное преобразование Фурье позволяет точно представлять любые явления. Сигнал, представленный рядом Фурье, может быть только периодичен. Сигналы произвольной формы могут быть представлены рядом Фурье только приближенно, т.к. при этом предполагается периодическое повторение рассматриваемого интервала сигнала за пределами его задания.

На стыках периодов при этом могут возникать разрывы и изломы сигнала, и возникать ошибки обработки, вызванные явлением Гиббса (рис. 4.1), для минимизации которых применяют определенные методы (весовые окна, продление интервалов задания сигналов, и т.п.). Явление Гиббса — это особенность поведения усеченного ряда Фурье в окрестности точки разрыва функции, проявляющаяся в виде выбросов. Явление Гиббса проявляется возникновением колебаний у синтезированного укороченным рядом Фурье периодического сигнала вблизи его точек разрыва.

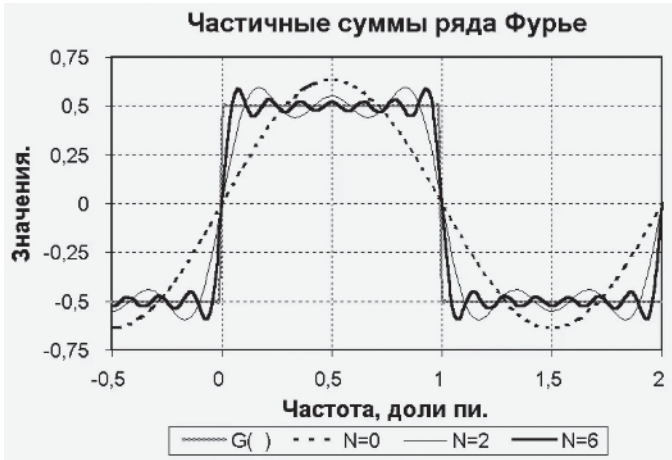


Рис. 4.1. Явление Гиббса.

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) — это инструмент для анализа дискретных периодических сигналов. Исследование частотных характеристик гидроакустических сигналов помогает выделять звуковые особенности, отделять доминирующие частоты, фильтровать шумы и проводить компрессию файлов, сохраняя при этом качество звучания.

Прямое ДПФ заменяет набор N отсчетов $x(k)$, интерпретируемых как один период сигнала, спектром в базисе мнимых экспонент из N составляющих. Каждая мнимая экспонента имеет частоту, определяемую номером $n = 0 \dots N$, и может быть представлена суммой косинусной и синусной компонент по формуле Эйлера. Результатом ДПФ является образ Фурье $DF(n)$ сигнала в базисе мнимых экспонент.

Для расчета ДПФ нужно задать N — число отсчетов и гармоник.

Прямое ДПФ

$$DF(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right).$$

Обратное ДПФ

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} DF(n) \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N}\right).$$

Свойства ДПФ:

– Линейность. Если для двух последовательностей равной длины $x_1(k)$ и $x_2(k)$ известны Фурье образы $DF_1(n)$ и $DF_2(n)$, то для суммы $x_1(k) + x_2(k)$ Фурье образ $DF(n) = DF_1(n) + DF_2(n)$.

– Задержка. Если $x_2(k) = x_1(k - 1)$, то

$$DF_2(n) = DF_1(n) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N}\right).$$

– Симметрия. $DF(n - 1) = DF(-n)$. Гармоника с отрицательным номером — это сопряженный комплекс гармоники с положительным номером.

– Постоянная составляющая — это гармоника нулевой частоты $DF(0) = \sum_{k=1}^{N-1} x(k)$.

– Произведение последовательностей одинаковой длины. Если $x_3(k) = x_1(k) \cdot x_2(k)$, то спектр произведения — круговая свертка спектров сомножителей $DF_3(n) = DF_1(n) * DF_2(n)$.

Структуру ДПФ можно представить, как набор фильтров, каждый из которых выделяет одну экспоненту. АЧХ одного фильтра ДПФ имеет отклик 1 на частоте выделяемой фильтром экспоненты, на частотах выше и ниже форма АЧХ — затухающая синусоида с нулями на частотах других экспонент.

В зависимости от соотношения частоты сигнала с частотами фильтров ДПФ возможны два режима:

– «Кратный», когда в выборке ДПФ умещается целое число периодов сигнала. В этом случае частота сигнала совпадает с одной из частот экспонент, выделяемых ДПФ.

– «Растекание», когда в выборке ДПФ не умещается целое число периодов сигнала. В этом случае частота сигнала не совпадает с одной из частот экспонент, выделяемых ДПФ.

На рисунке 4.2 показано ДПФ от синусоидального сигнала. Представлены две пары графиков, верхняя для «кратного» режима, нижняя для режима с «растеканием».

В каждой паре слева маркерами отображены отсчеты сигнала, справа его ДПФ. Отсчеты ДПФ показаны маркерами. Для иллюстрации «растекания» для двух соседних частот ДПФ линиями разного цвета отображены их АЧХ. В «кратном» режиме для разных периодов сигнала отсчеты попадают на одни и те фазы. В частотной области частота сигнала равна частоте экспоненты

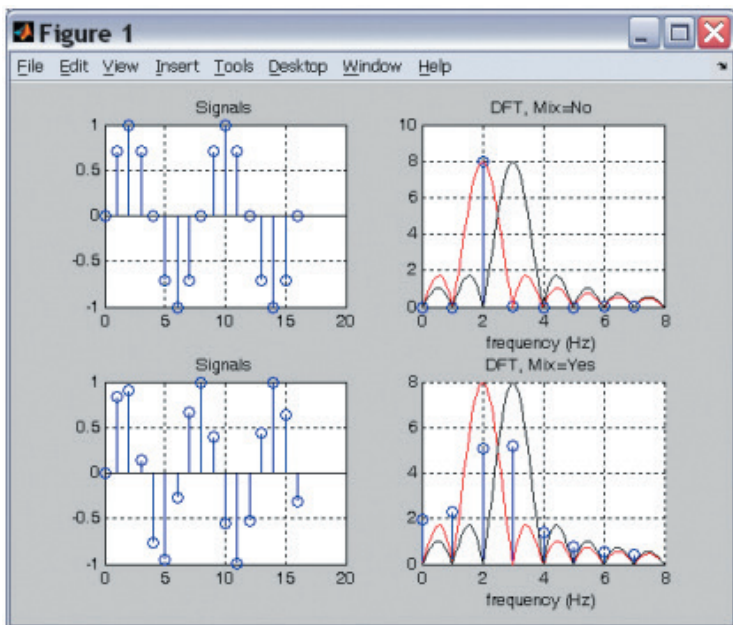


Рис. 4.2. ДПФ от целого числа периодов сигнала (верхняя пара сигнал — ДПФ) и ДПФ от нецелого числа периодов сигнала (нижняя пара сигнал — ДПФ) [6].

ДПФ, и на нее откликается только один фильтр ДПФ. Для других фильтров частота сигнала попадает в точки нулей их АЧХ. В результате ДПФ точно отображает спектр сигнала, имея один отсчет. В режиме «растекания» для разных периодов сигнала отсчеты попадают на разные фазы. В частотной области частота сигнала не равна частоте экспоненты ДПФ, и на нее откликается несколько фильтров ДПФ. В результате ДПФ отображает спектр сигнала не точно, имея несколько отсчетов в окрестности частоты сигнала. «Растекание» наиболее заметно, когда частота сигнала размещается в середине интервала частотной сетки ДПФ.

Реальные сигналы могут иметь разный спектральный состав в различные интервалы времени. Например, гидроакустический сигнал в разные интервалы времени может иметь компоненты с различными частотами. Для спектрального анализа локализованных во времени сигналов применяется оконное ДПФ. Из исходного сигнала умножением на оконную функцию выделяется фрагмент, к которому применяется ДПФ. Предложено много

оконных функций. На рисунке 4.3 представлены спектры синусоидального сигнала, полученные встроенным в MATLAB инструментом DFT (Discrete Fourier Transformation) для основных оконных функций: • прямоугольной, • треугольной, • Хеннинга, • Хемминга, • Чебышева, • Кайзера. Во всех спектрах пик на частоте исходного сигнала.

Оконные функции используются в большинстве задач цифровой обработки сигналов, поскольку нет возможности исследовать эти сигналы на бесконечном интервале времени. Ограничение интервала анализа сигналов также зачастую обусловлено их нестационарностью. По этой причине особое внимание уделяется использованию оконных функций при разработке кодирующих систем аудиосигналов и анализа соответствий объективного и субъективного их восприятия. Выбор оконного сглаживания позволяет рассчитывать фильтры под любые практические задачи для уменьшения эффекта Гиббса и улучшения характеристик фильтра с аппроксимацией комплексного коэффициента передачи. Особая область применения оконных функций — разработка адаптивных антенных решеток, у которых параметры и, в частности, характеристика диаграммы направленности изменяются автоматически для обеспечения наилучших или приближающихся к наилучшим условий приема полезного сигнала на фоне постоянно меняющихся воздействий (помех). Выбранные оконные функции применяются в качестве весового коэффициента к диаграмме направленности антенной решетки при синтезе системы с заданной частотной фильтрацией [7].

Быстрым преобразованием Фурье (БПФ) называют набор алгоритмов, реализация которых приводит к существенному уменьшению вычислительной сложности ДПФ. Основная идея БПФ состоит в том, чтобы разбить исходный N -отсчетный сигнал $x(n)$ на два более коротких сигнала, ДПФ которых могут быть скомбинированы таким образом, чтобы получить ДПФ исходного N -отсчетного сигнала.

Для нахождения одного коэффициента или отсчета ДПФ необходимо выполнить N операций умножения на комплексное число и столько же операций сложения. Для определения всех коэффициентов или отсчетов потребуется около N^2 вычислений. При такой вычислительной сложности обработка больших массивов данных в реальном времени является трудно решаемой задачей и предъявляет высокие требования к вычислительному устройству по быстрдействию и объемам оперативной памяти.

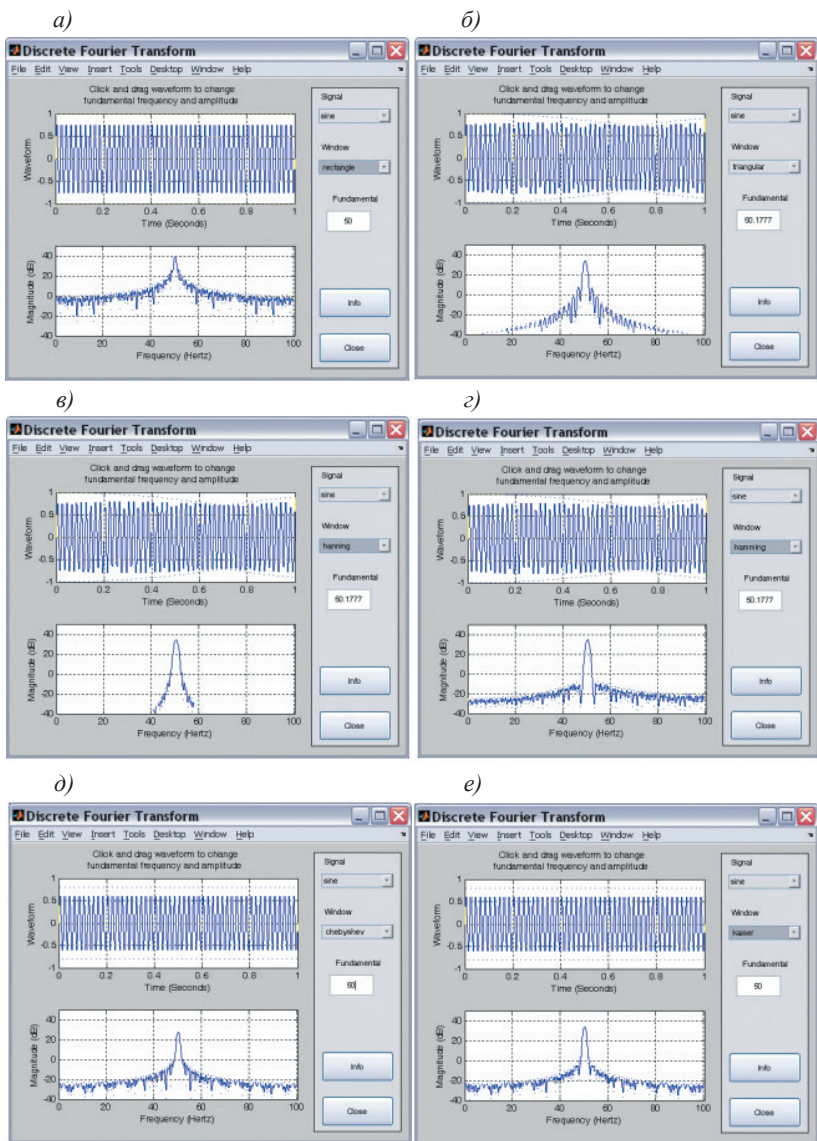


Рис. 4.3. Спектры синусоидального сигнала с применением оконной функции
 а) прямоугольной, б) треугольной, в) Хеннинга,
 г) Хемминга, д) Чебышева, е) Кайзера.

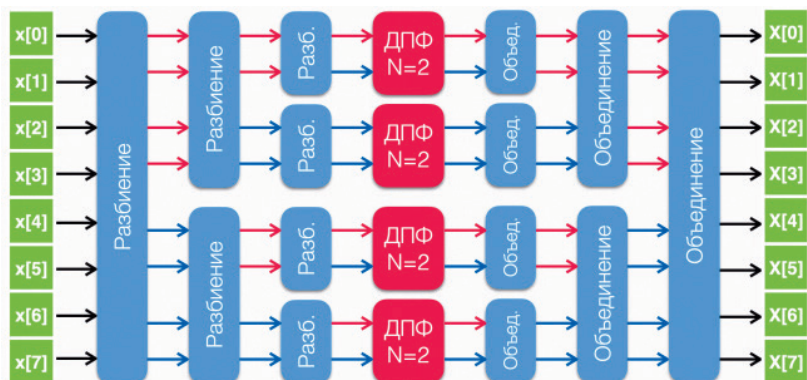


Рис. 4.4. Разбиение сигнала до $N = 2$ [8].

Если исходный N -отсчетный сигнал разбить на два $N/2$ -отсчетных сигнала (рис. 4.4), то для вычисления ДПФ каждого из них потребуется около $(N/2)^2$ комплексных умножений. Тогда для вычисления искомого N -отсчетного ДПФ потребуется порядка $2(N/2)^2 = N^2/2$ комплексных умножений, т.е. вдвое меньше по сравнению с прямым вычислением. Операцию разбиения можно повторить, вычисляя вместо $(N/2)$ -отсчетного ДПФ два $(N/4)$ -отсчетных ДПФ и сокращая тем самым объем вычислений еще в два раза. Выигрыш в два раза является приблизительным, поскольку не учитывается, каким образом из ДПФ меньшего размера образуется искомое N -отсчетное ДПФ.

Алгоритмы БПФ, которые используют выборки длиной $N = 2^m$, называются «алгоритмами БПФ по основанию 2». Данные алгоритмы получили наибольшее распространение из-за их высокой эффективности и относительной простоты программной реализации.

Мы рассмотрим два способа разделения–объединения: прореживание по времени и прореживание по частоте.

Разделим сигнал на отсчёты с чётными и нечётными номерами, как показано на рисунке 4.4. Эта операция называется прореживанием по времени.

Таким образом, берём анализируемый сигнал и продолжаем разбивать его на сигналы, состоящие из чётных и нечётных индексов до тех пор, пока не получим набор сигналов из двух отсчётов. На рисунке 4.5 показан пример такого разбиения для сигнала из восьми отсчётов. Для вычисления БПФ такого сигнала требуется 3 стадии разбиения.

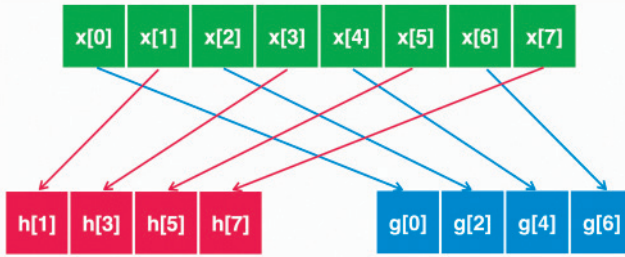


Рис. 4.5. Прореживание сигнала по времени.

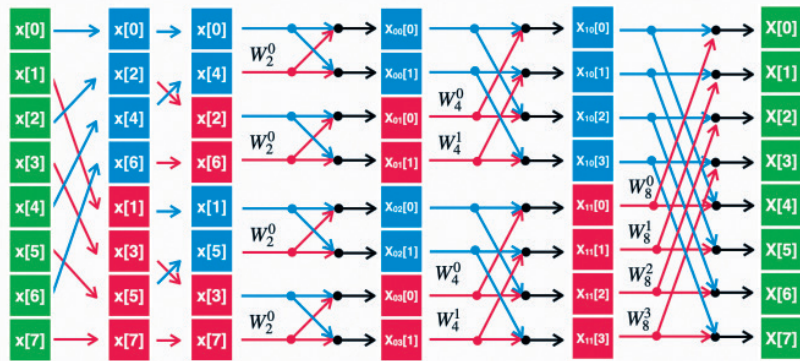
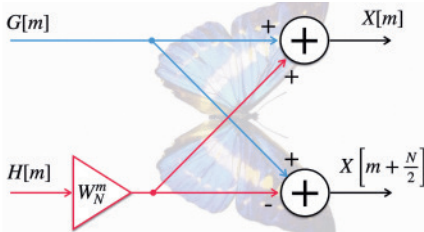


Рис. 4.6. Алгоритм БПФ с прореживанием по времени для $N = 8$.



$$G[m] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nm}$$

$$H[m] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nm}$$

$$W_N^{nm} = e^{-j2\pi nm/N}$$

Рис. 4.7. Граф «бабочка» для прореживания по времени.

Если количество отсчётов исходного сигнала $N = 2^n$, где n — целое положительное число, то его разбиение на сигналы, состоящие из чётных и нечётных индексов вплоть до последнего уровня можно сделать легко и за одну итерацию с помощью двоично-инверсной перестановки. Для этого записываем индексы всех отсчётов в двоичной системе счисления, при этом должны

быть записаны все n бит индекса, включая ведущие нули. Затем зеркально отображаем код каждого из этих двоичных чисел и записываем полученные результаты обратно в десятичную систему счисления. Готово! Если расставить элементы исходного массива в соответствии с полученными индексами, мы получим подряд идущие пары отсчётов для двухточечного ДПФ.

Пример, как это работает для сигнала из восьми отсчётов, представлен в таблице 4.1. Можете сравнить с рисунком 4.5, действительно совпадает.

Таблица 4.1. Двоично-инверсная перестановка

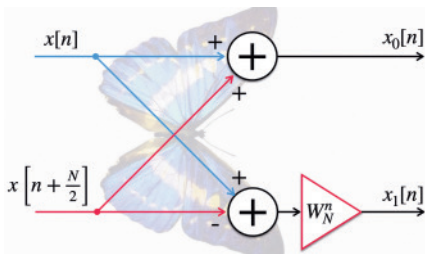
Номер до перестановки	Двоичное представление	Двоично-инверсная перестановка	Номер после перестановки
0	000	000	1
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

Именно поэтому, рассматриваемые нами алгоритмы также называются БПФ по основанию два. У них есть одно небольшое ограничение — количество отсчётов анализируемого сигнала должно быть равно степени двойки (например, 16, 32, 64, 128, 256 и т.д.). «Но как же быть, если, скажем, в моём сигнале всего 200 отсчётов?» — спросите вы. Ничего страшного, нужно просто дополнить сигнал нулевыми отсчётами, пока его длина не станет равна ближайшей степени двойки.

Прореживать можно не только время, но ещё и частоту. Граф «бабочка» для БПФ с прореживанием по частоте показан на рисунке 4.7.

Прореживание (двоично-инверсная перестановка) в данном случае производится уже после вычисления ДПФ, т.е. по частотным отсчётам, отсюда и такое название. По количеству операций умножения данный алгоритм схож с алгоритмом прореживания по времени, поэтому эффективность их схожая.

В вышеупомянутых «бабочках» есть множитель W^m_N . Он называется поворотным коэффициентом. Когда БПФ используется для решения каких-либо задач в устройствах цифровой



$$G[m] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nm}$$

$$H[m] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot W_{\frac{N}{2}}^{nm}$$

$$W_N^{nm} = e^{-j2\pi nm/N}$$

Рис. 4.8. Граф бабочка для БПФ с прореживанием по частоте.

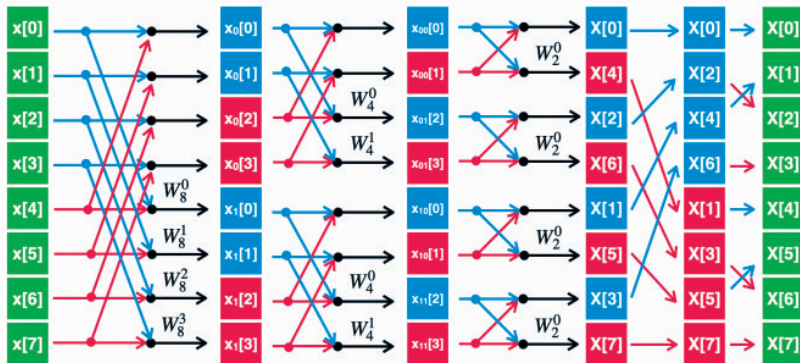


Рис. 4.9. Алгоритм БПФ с прореживанием по частоте для $N = 8$.

обработки сигналов, количество отсчётов анализируемого сигнала как правило заранее известно и скорее всего не будет меняться в процессе работы устройства. Поэтому, чтобы не тратить время на вычисление W_N^m , их заранее рассчитанные значения для заданного количества отсчётов и всех уровней разбиения записывают в памяти в виде таблицы констант, которые в дальнейшем будут использоваться для умножения в графах «бабочка».

БПФ — это всего лишь алгоритм эффективного вычисления ДПФ, поэтому результаты вычисления БПФ и ДПФ получаются абсолютно идентичными, но эффективность БПФ заметно выше (таблица 4.2).

Известное применение находят и варианты преобразования Фурье: косинусное для четных и синусное для нечетных сигналов, а также преобразование Хартли, где базисными функциями являются суммы синусов и косинусов, что позволяет повысить производительность вычислений и избавиться от комплексной

Таблица 4.2. Сравнение эффективности БПФ и ДПФ

Кол-во отсчётов, N	Количество вычислений с комплексными числами		Эффективность
	ДПФ	БПФ	
256	65536	1024	64:1
512	262144	2304	114:1
1024	1048576	5120	205:1
2048	4194304	11264	373:1
4096	16777216	24576	683:1

арифметики. Вместо косинусных и синусных функций используются также меандровые функции Уолша, принимающие значения только +1 и -1. И, наконец, в задачах спектрально-временного анализа нестационарных сигналов, изучения нестационарностей и локальных особенностей сигналов «под микроскопом», очистки от шумов и сжатия сигналов начинают получать в качестве базисов разложения вейвлеты («короткие волны»), локализованные как во временной, так и в частотной области.

Как корреляционные, так и спектральные функции описывают внутреннюю структуру сигналов, их внутреннее строение. Поэтому можно ожидать, что между этими двумя способами описания сигналов существует некоторая взаимозависимость, а именно:

1. Преобразование Фурье для взаимной корреляционной функции двух сигналов равно произведению их спектральных функций, одна из которых подвергнута комплексному сопряжению. Это произведение называется взаимным спектром сигналов. Это означает, что если спектры сигналов $x(t)$ и $y(t)$ не перекрывают друг друга, то есть располагаются в различных диапазонах частот, то такие сигналы являются некоррелированными, независимыми друг от друга.

2. Автокорреляционная функция сигнала и квадрат модуля его спектральной функции связаны друг с другом посредством преобразования Фурье.

3. Взаимная корреляционная функция двух сигналов связана преобразованием Фурье с взаимным спектром сигналов.

4. Если считать сигналы одинаковыми $x(t) = y(t)$, получится соотношение, позволяющее фактически по одной формуле вычислять энергию сигнала, как во временной, так и в частотной области:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df. \quad (4.1)$$

Это соотношение называется равенством Парсеваля.

Периодические сигналы обладают бесконечной энергией, но конечной мощностью. При их рассмотрении мы уже сталкивались с возможностью вычисления мощности периодического сигнала через сумму квадратов модулей коэффициентов его комплексного спектра:

$$P = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |C_k|^2. \quad (4.2)$$

Это соотношение обладает полной аналогией с равенством Парсеваля.

Вопросы к лекции 4

1. Что делает преобразование Фурье?
2. Что такое явление Гиббса?
3. Что позволяет выявить исследование частотных характеристик гидроакустических сигналов?
4. Что является результатом дискретного преобразования Фурье?
5. Для чего применяются оконные функции при ДПФ?
6. Чем обусловлен выбор той или иной оконной функции при вычислении ДПФ?
7. Для чего разработан алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ)?
8. Опишите работу алгоритма БПФ
9. Какова взаимосвязь между корреляционным и спектральным способом описания сигналов?

Лекция 5.

Импульсная характеристика.

Операция свертки. Z — преобразование

Важное место в цифровой обработке сигналов имеет некоторый идеализированный простейший импульсный сигнал, называемый дельта-функцией или единичным импульсом:

$$\delta(x) = \begin{cases} 0, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases}. \quad (5.1)$$

Согласно теории цифровой обработки сигналов (ЦОС), любой сигнал может быть представлен как суперпозиция взвешенных единичных импульсов следующим образом:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t_k) \delta(t - t_k), \quad (5.2)$$

где $x(t_k)$ — отсчет сигнала в k -тый момент времени.

Если на вход системы ЦОС, выполняющей линейное преобразование, поступает единичный импульс, то сигнал $h(t)$, снимаемый с выхода системы и являющийся откликом системы на единичный импульс, носит название импульсной характеристики (импульсного отклика) системы. Импульсный отклик является важнейшей характеристикой системы и позволяет описать ее как “черный ящик”, задав реакцию системы на некоторый простейший эталонный сигнал.

Если $h(t)$ конечна, то такие системы называются КИХ-системами, т.е. системами с конечной импульсной характеристикой. Если $h(t)$ бесконечна, то это БИХ-системы, т.е. системы с бесконечной импульсной характеристикой. В цифровой обработке сигналов имеет смысл рассматривать только КИХ системы, поскольку время обработки, т.е. реакции системы на входной сигнал должно быть конечно.

Для сигнала $y(t)$ на выходе линейной системы можно записать [9]:

$$\begin{aligned} y(t) = T[x(t)] &= \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t_k) \delta(t - t_k) \right] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t_k) T[\delta(t - t_k)] = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t_k) h_k(t). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Таким образом, для линейной системы результат обработки любого поступившего на вход сложного сигнала может быть определен как суперпозиция импульсных откликов системы на поступившие на вход единичные импульсы с соответствующей начальной задержкой и весом, определяемым весом соответствующего отсчета исходного сигнала. Примерами линейных преобразований могут служить преобразования Фурье, Хартли, свертка и корреляция. К нелинейным преобразованиям относятся, в частности, многие алгоритмы распознавания, гистограммные преобразования и ранговая фильтрация.

Интеграл свертки

$$f_2(t) = \int_0^t f_1(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (5.4)$$

позволяет при $t > 0$ найти сигнал $f_2(t)$ на выходе линейной системы ЦОС при произвольном сигнале $f_1(t)$ на ее входе (причем $f_1 = 0$ при $t < 0$), если известна импульсная характеристика системы ЦОС.

Смысл интеграла свертки состоит в том, что входной сигнал представляется сомкнутой последовательностью следующих друг за другом коротких импульсов, площади которых равны значению сигнала в моменты их следования при длительности импульсов, стремящейся к нулевой. Такая последовательность импульсов условно может рассматриваться в виде последовательности дельта-функций с площадями, равными площадям соответствующих импульсов. Реакция системы (5.4) находится как сумма реакций на каждый импульс, составляющий входное воздействие.

Для вычисления свертки функция импульсного отклика реверсируется по своей координате, т.е. строится в режиме обратного времени, и движется относительно функции входного сигнала в сторону возрастания значений t . В каждый текущий момент времени значения обеих функций перемножаются, а произведение интегрируется в пределах окна импульсного отклика. Полученный результат относится к той координатной точке, против которой находится значение импульсного отклика $h(0)$.

Если сравнить интеграл свертки и корреляционный интеграл, то можно заметить, что эти выражения практически идентичны, только для интеграла свертки оговаривается зеркальное отображение одной из подинтегральных функций (например, импульсной характеристики системы ЦОС) относительно начала

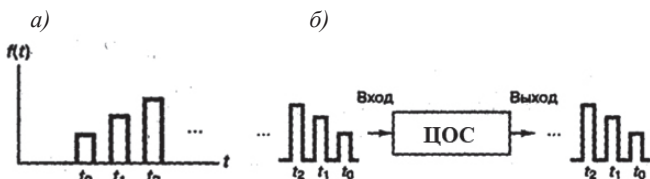


Рис. 5.1. Иллюстрация дилеммы упорядоченных во времени событий.

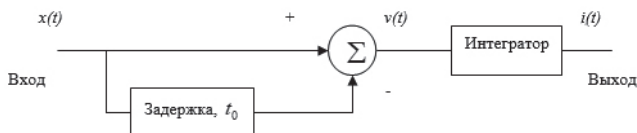


Рис. 5.2. Система цифровой обработки сигнала.

координат. Это необходимо из-за существования дилеммы представления упорядоченных во времени событий.

При представлении упорядоченных во времени событий существует проблема путаницы между самым старшим битом и самым младшим. На рисунке 5.1 *a* показано, как обычно изображается функция времени: самое раннее событие представлено слева, а наиболее позднее — справа. На рисунке 5.1 *б* показано, как импульсы поступают в систему ЦОС и покидают ее. Здесь самое раннее событие изображено справа, а наиболее позднее — слева. Обращение во времени импульсной характеристики системы ЦОС можно рассматривать как «предварительную коррекцию», чтобы поступающий сигнал и импульсный отклик системы ЦОС шли «нога в ногу» (ранний с ранним, поздний с поздним).

На рисунке 5.2 приведен пример цифровой обработки сигнала — цепи запоминания, широко используемой в импульсных системах. Определим сигнал $i(t)$ на выходе этой системы.

На рисунке 5.3 показан входной сигнал $x(t)$, задержанный относительно него второй сигнал $x(t + t_0)$ и сигнал рассогласования $v(t)$. Интегратор представим линейной, инвариантной (неизменной) относительно времени системой, которая характеризуется импульсной характеристикой $h(t)$ (реакция системы при подаче на ее вход единичного импульса), которая изображена на рисунке 5.4 *a*.

Отклик системы на произвольный сигнал $v(t)$, поданный на ее вход, является сверткой $v(t)$ с $h(t)$, что записывается следующим образом:

$$i(t) = v(t) * h(t) = \int_0^{\infty} v(\tau) h(t - \tau) d\tau. \quad (5.5)$$

Независимой переменной в интеграле свертки является τ . На рисунке 5.4 б показаны все функции $v(\tau)$ и $h(-\tau)$. Функция $h(-\tau)$ получается отображением $h(\tau)$ относительно оси $\tau = 0$. Член $h(t - \tau)$ представляет функцию $h(-\tau)$, смещенную на t секунд вдоль положительного направления оси τ . На рисунке 5.4 в показана функция $h(t_1 - \tau)$. Значение интеграла свертки в момент времени $t = t_1$ вычисляем как площадь под кривой произведения $v(\tau)$ на $h(t_1 - \tau)$ (см. рисунок 5.4 з). Интеграл свертки в момент $t = t_2$ равен заштрихованной области на рисунке 5.4 д. На рисунке 5.4 е приведен график отклика $i(t)$ на выходе схемы при квадратном импульсе на входе. Каждое вычисление интеграла свертки для некоторого момента времени t_i дает одну точку $i(t_i)$ графика на рисунке 5.4 е.

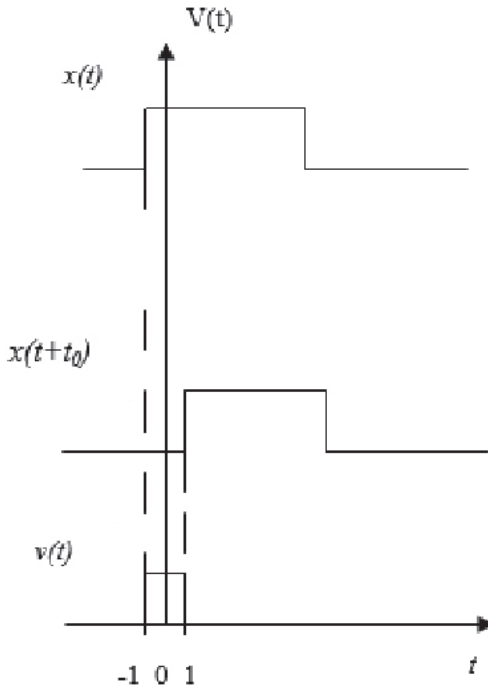


Рис. 5.3. Сигналы контрольных точек системы ЦОС.

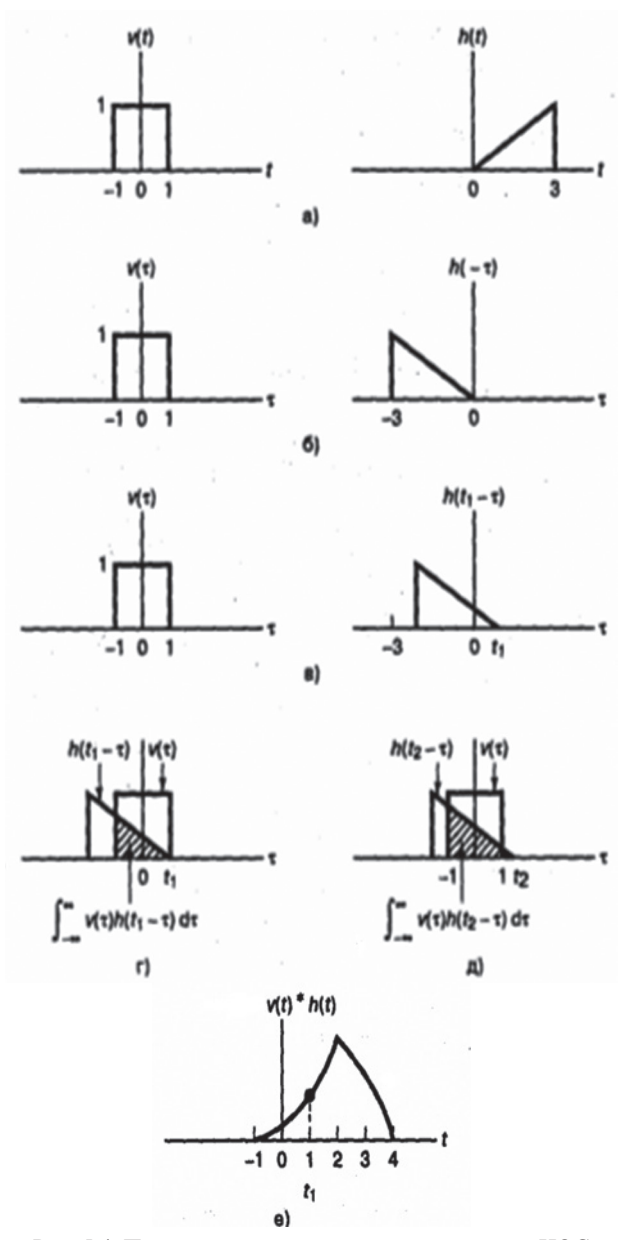


Рис. 5.4. Построение сигнала на выходе системы ЦОС с помощью оператора свертки.

Таким образом, линейная стационарная система, выполняя обработку поступающего на вход сигнала, проводит в момент времени t операцию взвешенного суммирования всех его мгновенных значений за все предыдущее время. Роль весовой функции выполняет при этом импульсная характеристика системы.

Импульсная характеристика описывает систему ЦОС во временной области. Частотная характеристика описывает систему ЦОС в частотной области. Частотная характеристика и импульсная характеристика линейной стационарной системы связаны между собой прямым и обратным преобразованиями Фурье.

Z-преобразование

Z-преобразование — это метод нормализации данных, который позволяет привести разные масштабы и единицы измерения к единому виду. Это упрощает сравнение, анализ и обработку данных. Z-преобразование дискретных сигналов широко используют при анализе и синтезе дискретно-аналоговых и цифровых устройств обработки сигналов. По отношению к дискретным сигналам оно играет ту же роль, какую играют интегральные преобразования Фурье и Лапласа по отношению к аналоговым сигналам.

Преобразование Лапласа можно рассматривать как обобщение преобразования Фурье на случай комплексных частот $p = \sigma + j\omega$, где σ — положительная константа, выбираемая так, чтобы сигнал $x(t)e^{-\sigma t}$ был абсолютно интегрируемым при $t \geq 0$:

$$X(p) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt < \infty, \quad (5.6)$$

$$X(t) = \left(\frac{1}{j2\pi} \right)^{\sigma + j\omega} \int_{\sigma - j\infty}^{\sigma + j\infty} X(p) e^{pt} dp. \quad (5.7)$$

Выражения (5.6)—(5.7) представляют собой пару преобразования Лапласа. Обратное преобразование (5.7) совершается путем интегрирования в комплексной плоскости p вдоль вертикальной прямой $\sigma = \text{const}$. Преобразование Фурье является частным случаем преобразования Лапласа, в котором достаточно p заменить на $j\omega$, т. е. положить $\sigma = 0$.

Z-преобразованием (прямым) последовательности $x(nT)$ называют следующий ряд

$$Z\{x(n)\} = X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n}, \quad (5.8)$$

где $x(nT)$ — оригинал — вещественная или комплексная последовательность, для которой заданы нулевые начальные условия; $X(z)$ — z -изображение последовательности $x(nT)$, результат Z -преобразования.

Z -преобразование однозначно связано с последовательностью $x(nT)$ и справедливо только в области абсолютной сходимости ряда

$$\sum_{n=0}^{\infty} |x(nT)z^{-n}| < \infty. \quad (5.9)$$

Z -преобразование (5.8) получено на основе дискретного преобразования Лапласа:

$$X(p) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)e^{-pnT} \quad (5.10)$$

в результате замены переменных

$$z = e^{pT}, \quad (5.11)$$

где p — оператор Лапласа.

$$p = \sigma + j\omega. \quad (5.12)$$

Комплексная переменная z может быть представлена в двух формах:

– алгебраической

$$z = \xi + j\eta; \quad (5.13)$$

– показательной

$$z = re^{j\varphi}, \quad (5.14)$$

где *радиус* r является модулем, а *угол* φ – аргументом переменной z :

$$r = |z| = \sqrt{\xi^2 + \eta^2}; \quad (5.15)$$

$$\varphi = \arg(z) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\eta}{\xi}\right). \quad (5.16)$$

Соответственно, положение произвольной точки на комплексной z -плоскости может указываться:

- координатами $(\xi; \eta)$ в декартовой системе координат;
- полярными координатами (радиусом r и углом φ) — в полярной системе координат.

Выразим значения радиуса r и угла φ через σ и ω соответственно:

$$r = e^{\sigma T}, \quad (5.17)$$

$$\varphi = \omega T = \hat{\omega}. \quad (5.18)$$

Равенство (5.18) указывает на то, что угол φ точки на комплексной z -плоскости есть не что иное, как *нормированная частота* $\hat{\omega}$, измеряемая в радианах.

В силу периодичности экспоненты $e^{j\varphi} = e^{j\hat{\omega}} = e^{j(\hat{\omega} \pm 2\pi k)}$ угол φ комплексной переменной z определяется с точностью до слагаемого $2\pi k$, где k — любое целое число: $\varphi = \hat{\omega} \pm 2\pi k = \hat{\omega} \pm 2\pi k$, однако, как правило, по умолчанию речь идет о *главном значении* аргумента из диапазона $-\pi < \varphi \leq \pi$.

Используя взаимосвязь между комплексными переменными z и p , рассмотрим отображение на z -плоскость:

- характерных точек p -плоскости;
- отрезков мнимой оси $j\omega$ и всей оси $j\omega$ p -плоскости;
- коридоров в левой и правой p -полуплоскостях.

Для взаимно *однозначного* отображения p -плоскости на z -плоскость ограничиваются частотным диапазоном

$$-\frac{\pi}{T} < \omega \leq \frac{\pi}{T} \rightarrow \Delta\omega = \frac{2\pi}{T} = \omega_d,$$

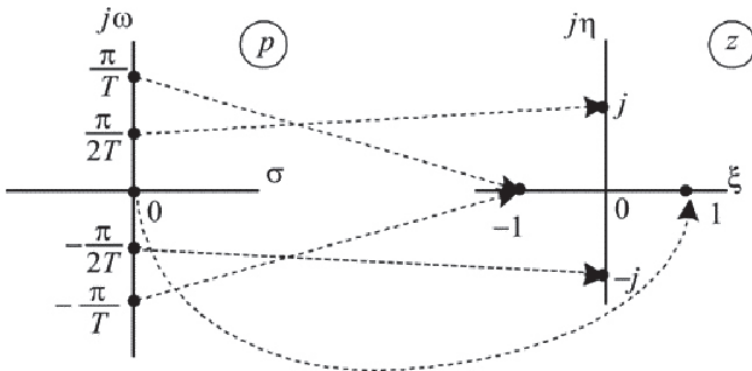


Рис. 5.5. Отображение точек p -плоскости на z -плоскость [10].

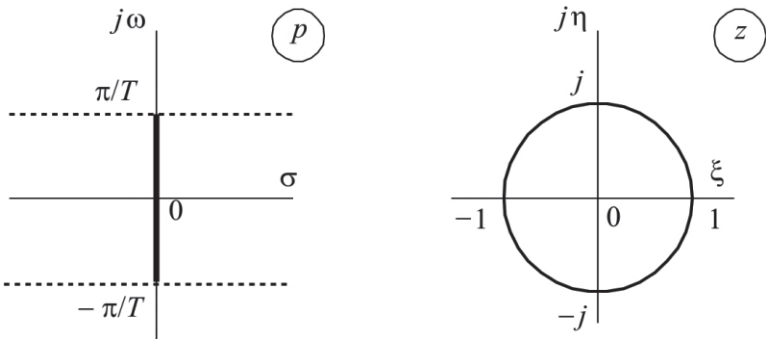


Рис. 5.6. Соответствие p - и z -плоскостей при их взаимно однозначном отображении.

в результате чего p -плоскость ограничивается «коридором» между двумя линиями, параллельными оси абсцисс σ и пересекающими ось ординат $j\omega$ в точках $\pm j\frac{\pi}{T}$ (рис. 5.6).

Коридор в левой p -полуплоскости

$$\sigma \leq 0; \quad -\frac{\pi}{T} < \omega \leq \frac{\pi}{T} \rightarrow \Delta\omega = \frac{2\pi}{T} = \omega_d$$

на z -плоскости отображается в *круг единичного радиуса (единичный круг)* (рис. 5.7).

$$z = e^{pT} = e^{\sigma T} e^{j\hat{\omega}};$$

$$r \leq 1; \quad -\pi < \hat{\omega} \leq \pi \rightarrow \Delta\hat{\omega} = 2\pi.$$

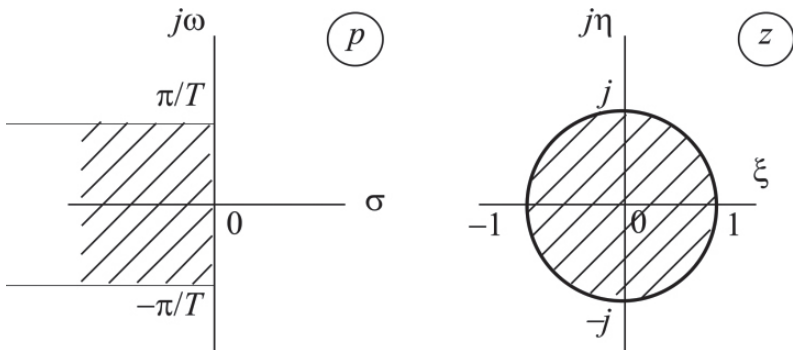


Рис. 5.7. Отображение «коридора» в левой p -полуплоскости на z -плоскость.

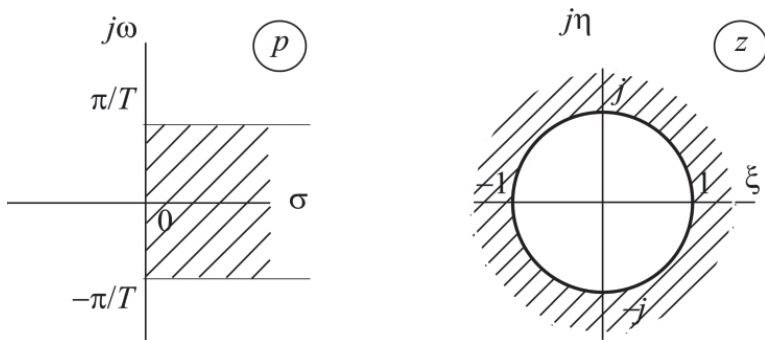


Рис. 5.8. Отображение «коридора» в правой p -полуплоскости на z -плоскость.

Коридор в правой p -полуплоскости

$$\sigma > 0; \quad -\frac{\pi}{T} < \omega \leq \frac{\pi}{T} \rightarrow \Delta\omega = \frac{2\pi}{T} = \omega_d$$

на z -плоскости отображается в область *вне единичного круга* (рис. 5.8):

$$z = e^{pT} = e^{\sigma T} e^{j\hat{\omega}};$$

$$r > 1; \quad -\pi < \hat{\omega} \leq \pi \rightarrow \Delta\hat{\omega} = 2\pi.$$

Обратное Z -преобразование определяется соотношением

$$Z^{-1}\{X(z)\} = x(nT) = \frac{1}{2\pi} \oint_C X(z) z^{n-1} dz,$$

где $Z^{-1}\{X(z)\}$ — символическое обозначение обратного Z -преобразования; C — любой замкнутый контур в области сходимости подынтегральной функции, охватывающий все ее особые точки и начало координат комплексной z -плоскости.

Основные свойства Z -преобразования

Линейность: z -изображение линейной комбинации последовательностей

$$x(nT) = a_1 x_1(nT) + a_2 x_2(nT) + \dots$$

равно линейной комбинации z -изображений данных последовательностей

$$Z\{x(nT)\} = X(z) = a_1 X_1(z) + a_2 X_2(z) + \dots$$

Теорема о задержке: z -изображение последовательности $x[(n-m)T]$, задержанной на m ($m > 0$) отсчетов, равно z -изображению незадержанной последовательности, умноженному на z^{-m} , т. е. если

$$Z\{x(nT)\} = X(z),$$

то

$$Z\{x[(n-m)T]\} = X(z)z^{-m}.$$

Теорема о свертке: z -изображение свертки последовательностей $x_1(nT)$ и $x_2(nT)$

$$x(nT) = \sum_{m=0}^{\infty} x_1(mT)x_2[(n-m)T].$$

равно произведению z -изображений свертываемых последовательностей

$$Z\{x(nT)\} = X(z) = X_1(z)X_2(z).$$

В приведенных выше свойствах z -изображение вычисляется по формуле прямого Z -преобразования (5.8).

Значения прямого и обратного z -преобразования можно найти с помощью компьютерных вычислительных пакетов, например, Матлаб.

Основной характеристикой системы ЦОС в z -области является z -изображение импульсной характеристики $h(n)$

$$H(z) = Z\{h(n)\},$$

которое определяется по формуле прямого Z -преобразования

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(n)z^{-n}. \quad (5.19)$$

При известном z -изображении $H(z)$ импульсная характеристика $h(n)$ находится с помощью *обратного* Z -преобразования

$$h(n) = Z^{-1}\{H(z)\}, \quad (5.20)$$

где $H(z)$ называют *передаточной функцией* (ПФ) системы ЦОС; это математическое определение ПФ.

Соотношение вход/выход системы ЦОС (рис. 5.9) во *временной* области можно описать либо с помощью формулы свертки,



Рис. 5.9. Иллюстрация входного и выходного сигнала системы ЦОС.

либо в виде разностного уравнения. Рассмотрим поочередно их отображение в z -области.

Формула свертки

$$y(n) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{\infty} h(n-m)x(m) \\ \sum_{m=0}^{\infty} x(n-m)h(m) \end{cases}, \quad (5.21)$$

в z -области соответствует уравнение

$$Y(z) = H(z)X(z), \quad (5.22)$$

где $X(z)$ и $Y(z)$ – z -изображения воздействия и реакции.

На основании (5.22) передаточную функцию можно представить как отношение

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)}, \quad (5.23)$$

которое позволяет ее определить подобно передаточной функции линейных аналоговых систем.

Таким образом, передаточной функцией $H(z)$ системы ЦОС называется отношение z -изображения реакции к z -изображению воздействия при нулевых начальных условиях.

Разностному уравнению (РУ)

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i) - \sum_{k=1}^{M-1} a_k y(n-k) \quad (5.24)$$

в z -области соответствует уравнение, которое можно получить, выполнив Z -преобразование правой и левой частей РУ:

$$Z\{y(n)\} = Z\left\{\sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i) - \sum_{k=1}^{M-1} a_k y(n-k)\right\}. \quad (5.25)$$

Используя свойства Z -преобразования (линейность и теорему о задержке), запишем

$$Y(z) = X(z) \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i} - Y(z) \sum_{k=1}^{M-1} a_k z^{-k},$$

откуда после приведения подобных имеем *алгебраическое* уравнение

$$Y(z) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i}}{1 + \sum_{k=1}^{M-1} a_k z^{-k}} X(z).$$

Разделив обе части этого уравнения на $X(z)$, получим передаточную функцию *общего вида*

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i}}{1 + \sum_{k=1}^{M-1} a_k z^{-k}}. \quad (5.26)$$

ПФ (5.26) представляет собой дробно-рациональную функцию, числитель и знаменатель которой являются многочленами относительно z^{-1} порядков $(N-1)$ и $(M-1)$ соответственно с *вещественными* коэффициентами b_i и a_k . Следовательно, ПФ зависит исключительно от внутренних параметров системы ЦОС и не зависит ни от воздействия, ни от реакции.

Порядком ПФ называют наибольшее из чисел $(N-1)$ и $(M-1)$. Здесь и далее полагаем, что *порядок многочлена числителя не превосходит порядка многочлена знаменателя*:

$$(N-1) \leq (M-1).$$

Передаточные функции 1-го и 2-го порядков описывают простейшие системы ЦОС, называемые *звеньями 1-го и 2-го порядков* соответственно.

Как любая дробно-рациональная функция, ПФ (5.26) характеризуется своими *особыми точками (полюсами)* и *нулями*.

Нулями ПФ называют значения z , при которых $H(z)$ оказывается равной нулю.

Особыми точками (полюсами) ПФ называют значения z , при которых знаменатель $H(z)$ оказывается равным нулю.

Картой нулей и полюсов называют изображение координат нулей (кружочками \circ) и полюсов (звездочками $*$) на комплексной z -плоскости.

Все особые точки также можно найти с помощью вычислительных пакетов.

Подводя итог, можно сказать, что преобразование Фурье является частным случаем преобразования Лапласа, а z -преобразование при анализе и синтезе дискретных и цифровых устройств играет такую же роль, как интегральное преобразование Фурье по отношению к непрерывным сигналам.

Вопросы к лекции 5

1. Чем обусловлена важность дельта-функции в ЦОС?
2. Что такое импульсная характеристика системы?
3. Чем похожи интеграл свертки и интеграл корреляции?
4. Посредством чего связаны между собой импульсная и частотная характеристики линейной стационарной системы?
5. Как можно рассматривать преобразование Лапласа?
6. Что называется прямым z -преобразованием?
7. Как связаны преобразование Лапласа и z -преобразование?
8. Как можно указать положение произвольной точки на комплексной z -плоскости?
9. Основные свойства z -преобразования
10. Что представляет собой ПФ системы ЦОС в терминах разностного уравнения и z -преобразования? Что такое порядок ПФ?
11. Что такое особые точки и нули ПФ системы ЦОС? Как можно их найти?
12. Как связаны между собой преобразования Лапласа, Фурье и z -преобразование?

Лекция 6.

Цифровая операция форматирования сигнала

Дискретная версия аналогового сигнала получается после выполнения операции дискретизации (sampling process). Рассмотрим способы дискретизации аналогового сигнала

1. Естественная дискретизация. Ее можно рассматривать как включение и выключение коммутатора в определенные моменты времени. В этом случае вершина каждого импульса в течение интервала его передачи имеет форму соответствующего аналогового сегмента (рис. 6.1).

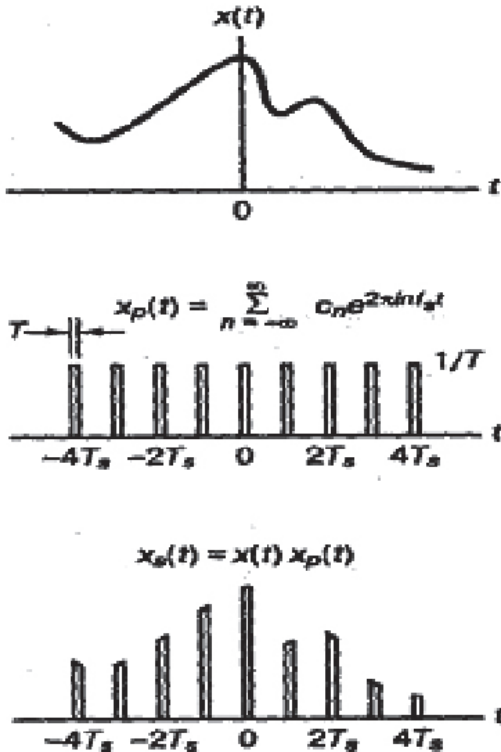


Рис. 6.1. Процесс естественной дискретизации аналогового сигнала.

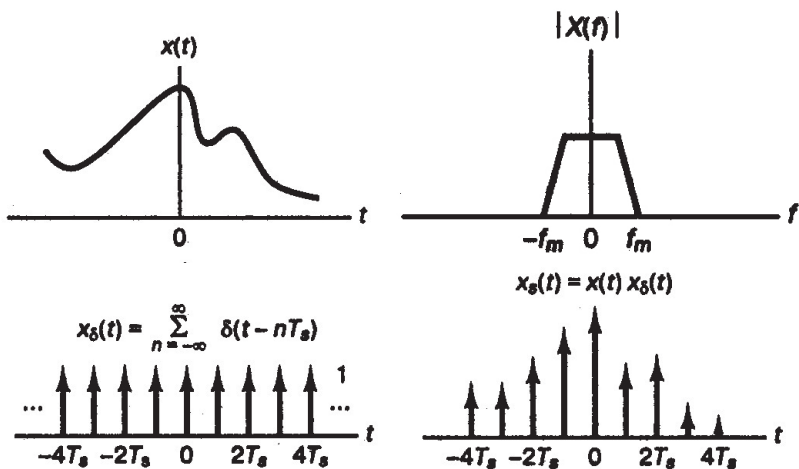


Рис. 6.2 Операция дискретизации «выборка-хранение».

2. «Выборка-хранение» (sample-and-hold). При выполнении этой операции исходный сигнал умножается на последовательность дельта-функций и затем выполняется операция свертки с прямоугольным импульсом $p(t)$, имеющим единичную амплитуду и ширину, равную длительности импульса дискретизации T_s (рис. 6.2).

Преимущества реализации процесса дискретизации методом «выборка-хранение»:

- Выборка-хранение дает дискретную последовательность импульсов с плоским верхом и затухание высокочастотных спектральных копий, что весьма желательно.

- После операции выборки-хранения требуется дополнительная фильтрация, позволяющая подавить остаточные спектральные компоненты, кратные частоте дискретизации.

- За счет выбора функции $p(t)$ можно получить неоднородное усиление (подавление) спектра нужной полосы частот, а после фильтрации это подавление можно компенсировать путем применения функции, обратной $p(t)$.

Результатом процесса дискретизации является сигнал в амплитудно-импульсной модуляции (pulse-amplitude modulation — PAM). Такое название возникло потому, что выходящий сигнал можно описать как последовательность импульсов с амплитудами, определяемыми выборками входящего сигнала.

Рассмотрим процесс квантования сигнала по амплитуде. На рисунке 6.3 изображено L -уровневое устройство квантования аналогового сигнала с полным диапазоном напряжений, равным $V_{pp} = V_p - (-V_p) = 2V_p$. Шаг между уровнями квантования, называемый интервалом квантования, составляет q вольт. Если уровни квантования равномерно распределены по всему диапазону, устройство квантования называется равномерным или линейным. Каждое дискретное значение аналогового сигнала аппроксимируется квантованным импульсом: аппроксимация дает ошибку, не превышающую абсолютного значения $q/2$.

Хорошим критерием качества равномерного устройства квантования является его дисперсия (среднеквадратическая ошибка при подразумеваемом нулевом среднем). Если считать, что ошибка квантования, e , равномерно распределена в пределах интервала квантования шириной q (т.е. аналоговый входящий сигнал принимает все возможные значения с равной вероятностью), то дисперсия ошибок для устройства квантования составляет:

$$\sigma^2 = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 p(e) de = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 \frac{1}{q} de = \frac{q^2}{12}, \quad (6.1)$$

где $p(e)$ — равномерно распределенная плотность вероятности возникновения ошибки квантования.

Дисперсия σ^2 соответствует средней мощности шума квантования. Пиковую мощность аналогового сигнала, нормированную на 1 Ом, можно выразить как:

$$V_p^2 = \left(\frac{V_{pp}}{2} \right)^2 = \left(\frac{Lq}{2} \right)^2 = \frac{L^2 q^2}{4}, \quad (6.2)$$

где L -число уровней квантования.

Объединение выражений (6.1) и (6.2) дает отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности квантованного шума:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_q = \frac{\frac{L^2 q^2}{4}}{\frac{q^2}{12}} = 3L^2, \quad (6.3)$$

Отношение $\left(\frac{S}{N} \right)_q$ квадратично растет с числом уровней квантования. При бесконечном росте числа уровней квантования

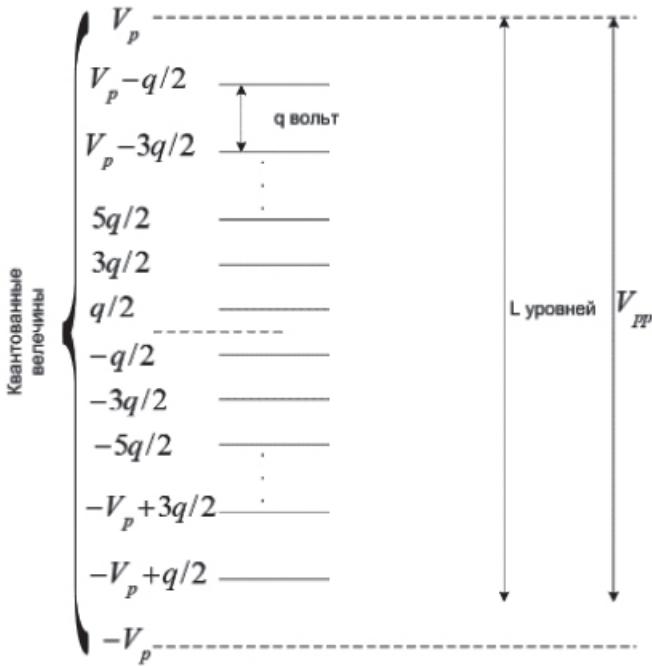


Рис. 6.3. Уровни квантования.

имеем нулевой шум квантования (фактически, аналоговый сигнал).

Число бит, выделяемое каждой аналоговой выборке, зависит от допустимого искажения, вызванного квантованием. Пусть величина ошибки квантования $|e|$ определяется как часть p удвоенной амплитуды напряжения аналогового сигнала:

$$|e| \approx pV_{pp}. \quad (6.4)$$

Поскольку ошибка квантования не может быть больше $q/2$, можно записать:

$$|e|_{\max} = \frac{q}{2} = \frac{V_{pp}}{2(L-1)} \approx \frac{V_{pp}}{2L}. \quad (6.5)$$

Если число уровней квантования L достаточно велико, то $(L-1)$ можно заменить на L . С учетом (6.4) и (6.5) можно записать:

$$\frac{V_{pp}}{2L} \approx pV_{pp}, \quad (6.6)$$

$$2^l = L \geq \frac{1}{2p} \text{ уровней.} \quad (6.7)$$

Количество бит, выделяемое аналоговой выборке

$$l \geq \log_2 \frac{1}{2p}. \quad (6.8)$$

Разрядность АЦП определяется количеством уровней квантования, поэтому для выбора АЦП задаемся значением квантового искажения p максимального напряжения сигнала, а затем по формуле (6.7) находим количество уровней квантования L и количество бит l , выделяемое аналоговой выборке.

Например, мы хотим, чтобы квантовое искажение не превышало $p \leq 0,1\%$ максимального напряжения сигнала. Тогда необходимое число бит на уровень квантования будет равно $l \geq \log_2 \frac{1}{2p} = \log_2 \frac{1}{0,002} = \log_2 500 \approx 9$, а разрядность АЦП $L = 2^l = 2^9 = 512$.

На практике сигналы не имеют равномерного распределения, поэтому среднеквадратическое напряжение сигнала зависит от типа передаваемого сигнала и распределения напряжения, соответствующего этому сигналу. Независимо от того, известно ли точное распределение напряжений для заданного сигнала, можно хотя бы оценить отношение сигнала к шуму квантования для наибольшей амплитуды. На входе устройства квантования максимальную амплитуду сигнала можно записать как

$$V_{\max} = \frac{L}{2} q. \quad (6.9)$$

Отношение максимального напряжения сигнала к среднеквадратическому значению напряжения шума:

$$\frac{V_{\max}}{\sigma} = \frac{\frac{L}{2} q}{\frac{q}{\sqrt{12}}} = \frac{L}{2} q \frac{\sqrt{3}\sqrt{4}}{q} = \sqrt{3}L. \quad (6.10)$$

Для определения отношения сигнала к погрешности квантования найдем отношение сигнал/шум в терминах мощности. Для этого возьмем квадраты напряжений сигнала и шума:

$$\left(\frac{S}{N}\right)q = 3L^2. \quad (6.11)$$

Количество уровней квантования

$$L = 2^l - 1. \quad (6.12)$$

Подставив (6.12) в (6.11) получим:

$$\left(\frac{S}{N}\right)q = 3L^2 = 3(2^l - 1)^2. \quad (6.13)$$

То же отношение в децибелах равно

$$\left(\frac{S}{N}\right)q = 10 \lg \left\{ 3(2^l - 1)^2 \right\} \approx 10 \lg 3 + 20 \lg 2^l = 4,8 + 6l. \quad (6.14)$$

Необходимо отметить, что при цифровой передаче сигналов требуется полоса пропускания (то есть ресурс связи) на порядок больше, чем при эквивалентной аналоговой передаче. Покажем это на примере системы цифровой связи с частотным разделением.

Пусть требуется передать сигнал, в котором верхняя частота спектра равна 4 кГц. При аналоговой передаче такого сигнала необходимая ширина полосы частот системы передачи будет равна 4 кГц. При использовании цифровой системы передачи с частотным разделением нужно преобразовать аналоговый сигнал в цифровую форму. Для этого нужно его дискретизировать по теореме Котельникова с частотой, не меньшей, чем $2 * 4 \text{ кГц} = 8 \text{ кГц}$. Зададимся процентом искажения максимального напряжения сигнала $p \leq 0,1\%$. Тогда, как было показано выше, число уровней квантования должно быть равно 9. Получаем, что необходимая полоса частот для передачи цифрового сигнала с частотным разделением $F = 8 * 9 = 72 \text{ кГц}$ в 18 раз больше, чем при передаче аналогового сигнала. Но, хотя цифровые системы очень требовательны к ресурсу связи, они позволяют сделать прием более качественным, чем аналоговые, поэтому цифровые системы в настоящее время вытеснили аналоговые [11].

В каждой передающей системе очень важен такой параметр, как интенсивность сигнала. При распространении сигнала по передающей среде может происходить потеря, или затухание, его интенсивности. Помимо этого, потери возникают на различных

отводах и разветвлениях в среде. Для компенсации таких потерь в различных точках среды могут вводиться усилители, сообщающие сигналу дополнительную интенсивность.

Усиление и снижение интенсивности сигнала, а также его относительные уровни обычно выражаются в децибелах. Ниже перечислены причины такого выбора.

– Интенсивность сигнала часто снижается по логарифмическому закону, по этому потери проще выражать в децибелах, являющихся логарифмическими единицами.

– Суммарное усиление или ослабление сигнала в каскадном канале передачи можно вычислить с помощью простых операций сложения и вычитания.

Итак, децибелом называется мера отношения между двумя уровнями сигнала:

$$N_{\text{дб}} = 10 \lg_{10} \frac{P_2}{P_1}, \quad (6.15)$$

где $N_{\text{дб}}$ — число децибел; P_1 — мощность на входе; P_2 — мощность на выходе; \lg_{10} — логарифм по основанию 10 (вместо записи \log_{10} часто используется форма \lg).

Децибелы также используются для измерения отношения напряжений, учитывая тот факт, что мощность пропорциональна квадрату напряжения:

$$P = \frac{V^2}{R}, \quad (6.16)$$

где P — мощность, рассеиваемая на сопротивлении R ; V — напряжение на сопротивлении R .

Следовательно,

$$N_{\text{дб}} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{V_2^2/R}{V_1^2/R} = 20 \lg \frac{V_2}{V_1}. \quad (6.17)$$

Поскольку децибелы являются относительными единицами, то если мощность P_1 измерена, например в мВт, то интенсивность сигнала в децибелах будет иметь единицы измерения дБмВт. Если, например, напряжение V_1 измерено в мкВ, то интенсивность сигнала в децибелах будет иметь единицы измерения дБмкВ. То есть приставка к наименованию децибел показывает, по отношению к какому уровню мощности или напряжения измеряется усиление или ослабление сигнала.

В цифровых системах критерием качества связи выступает нормированная к энергии бита версия отношения сигнал/шум $\frac{E_b}{N_0}$, где E_b — мощность сигнала, умноженная на время передачи

бита; $N_0 = \frac{N}{W}$ — нормированная односторонняя спектральная плотность мощности шума (мощность шума N на 1 Гц полосы W , измеряемая в Ватт/Гц).

Отношение мощности сигнала на приемном конце цифровой системы связи P_r к шуму можно выразить как

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} R \text{ (Гц)}, \quad (6.18)$$

где R — скорость передачи битов, Гц.

Отношение принятой мощности цифрового сигнала к шуму можно также выразить в производных единицах дБГц. Нулю дБГц соответствует 1 Гц.

$$\text{дБГц} = 10 \lg \frac{\frac{P_r}{N_0} \text{ Гц}}{1 \text{ Гц}}. \quad (6.19)$$

Вопросы к лекции 6

1. Опишите процесс дискретизации аналогового сигнала методом «выборка-хранение»
2. Назовите преимущества операции дискретизации аналогового сигнала с помощью метода «выборка-хранение»
3. Как определить разрядность АЦП, необходимую для операции квантования сигнала
4. Для передачи какого сигнала — цифрового или аналогового — требуется более широкая полоса пропускания системы связи и почему?
5. Что такое децибелы, что они определяют и почему были выбраны именно такие единицы?

Лекция 7.

Фильтрация сигналов

Что нужно для того, чтобы среда передачи вела себя как идеальный канал связи?

1. Сигнал на выходе может запаздывать по отношению к сигналу на входе системы.

2. Сигналы на выходе и входе системы могут отличаться по амплитуде.

3. Выходной сигнал системы передачи не должен быть искажен.

Приведенные три условия соответствуют *линейному каналу передачи*. Если канал передачи линеен, то отклик системы постоянен по модулю, а сдвиг фаз поступающих на выход спектральных составляющих сигнала должен быть линейным по частоте, т.е. все гармоники сигнала должны поступать на выход с одинаковым запаздыванием, чтобы их можно было просуммировать (групповая задержка должна быть постоянна). В реальных системах при передаче по каналу связи сигнал искажается, и для компенсации этих искажений в приемнике применяются эквалайзеры.

Создать идеальный канал связи нереально, т.к. для рационального использования ширины полосы бесконечный спектр сигнала усекается до конечной величины с помощью фильтра.

С помощью фильтрации решают многочисленные задачи, возникающие на практике, в том числе:

- 1) подавление шумов, маскирующих сигнал;
- 2) устранение искажения сигнала, вызванного несовершенством канала передачи или погрешностью измерения;
- 3) разделение двух или более различных сигналов, которые были преднамеренно смешены для того, чтобы в максимальной степени использовать канал;
- 4) разложение сигналов на частотные составляющие;
- 5) демодуляция сигналов;
- 6) преобразование дискретных сигналов в аналоговые;
- 7) ограничение полосы частот, занимаемой сигналами.

Полоса частот, в которой сигналы пропускаются (усиливаются) фильтром, называется полосой пропускания. Полоса частот, где сигналы подавляются (ослабляются) фильтром, называется

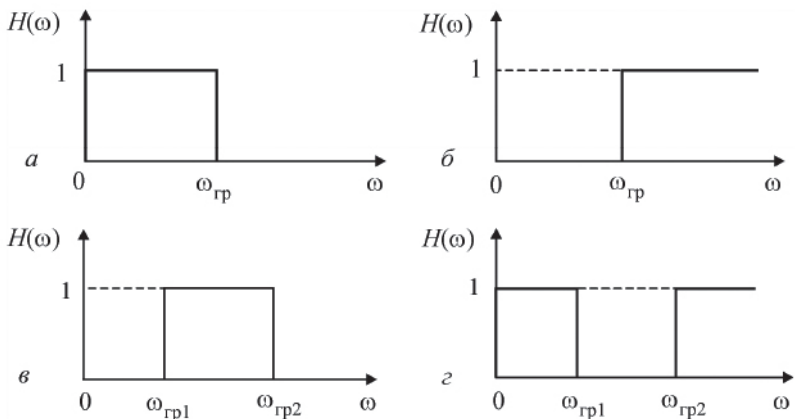


Рис. 7.1. Идеальные АЧХ базисных фильтров [12]: а) ФНЧ; б) ФВЧ; в) ПФ; г) ЗФ.

полосой задерживания. Частоты, лежащие на границе полос пропускания и задерживания, называются граничными частотами.

В зависимости от взаимного расположения полос пропускания и задерживания различают следующие типы фильтров:

- фильтры нижних частот (ФНЧ);
- фильтры верхних частот (ФВЧ);
- полосовые фильтры (ПФ);
- заграждающие (режекторные) фильтры (ЗФ).

Перечисленные выше типы фильтров широко применяются при обработке данных и сигналов. Поэтому их часто называют базисными фильтрами. В идеале базисные фильтры должны иметь амплитудно-частотные характеристики, представленные на рис. 7.1.

На рисунке 7.2 показаны АЧХ и импульсная характеристика идеального ФНЧ.

Задача проектирования фильтра по заданным требованиям к частотным характеристикам является достаточно сложной и многоэтапной. На первом этапе решается задача аппроксимации, которая заключается в определении передаточной функции $H(s)$ устойчивого и физически реализуемого фильтра, АЧХ которого наилучшим образом приближается к определенной идеальной характеристике.

Передаточная функция устойчивого и физически реализуемого фильтра должна удовлетворять следующим условиям:

– число нулей и полюсов передаточной функции должно быть конечным;

– число нулей не должно превышать число полюсов;

– полюсы должны располагаться в левой полуплоскости.

Максимальное количество нулей и полюсов передаточной функции фильтра называется порядком фильтра.

Получить идеальные характеристики у фильтров, удовлетворяющих приведенным выше условиям, на практике не удастся. Поэтому обычно при проектировании аналоговых фильтров задаются определенные требования к частотным характеристикам, которые определяют степень их отклонения от идеальных.

Во-первых, в полосе пропускания допускается отклонение значения коэффициента передачи фильтра от единицы на величину $\delta_{Нп}$, а в полосе задерживания — от нуля на величину $\delta_{Нз}$ (рис. 7.3). Величину $\delta_{Нп}$ называют неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, а величину $\delta_{Нз}$ — максимальным отклонением АЧХ в полосе задерживания.

Во-вторых, ввиду того, что реализовать резкое изменение коэффициента передачи фильтра от нуля до единицы и, наоборот, в соответствии с характеристиками, показанными на рис. 7.1, не удастся, вводится так называемая переходная полоса между полосой пропускания и полосой задерживания. В пределах этой полосы коэффициент передачи фильтра изменяется произвольным образом от значений, заданных для полосы пропускания, до значений, требуемых в полосе задерживания (рис. 7.3).

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| < \omega_{гр}, \\ 0, & |\omega| > \omega_{гр}. \end{cases}$$

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{гр}}^{\omega_{гр}} e^{j\omega t} d\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi j t} \left(e^{j\omega_{гр} t} - e^{-j\omega_{гр} t} \right) = \frac{\omega_{гр}}{\pi} \frac{\sin \omega_{гр} t}{\omega_{гр} t}.$$

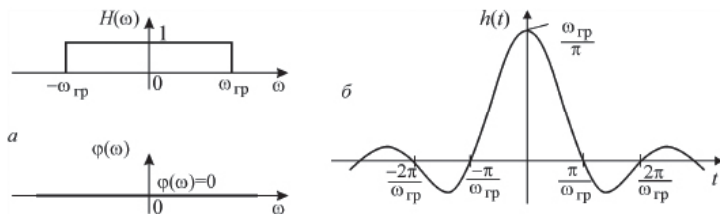


Рис. 7.2. Характеристики идеального ФНЧ:

а) амплитудно-частотная характеристика; б) импульсная переходная функция.

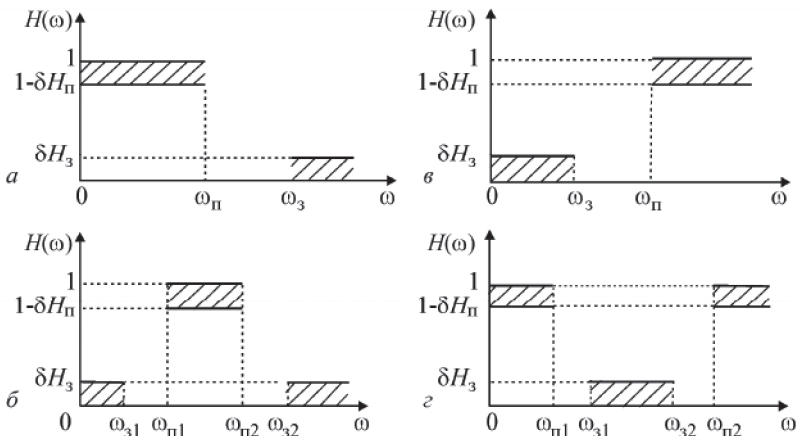


Рис. 7.3. Исходные требования к АЧХ базисных фильтров:

а) ФНЧ, б) ФВЧ, в) ПФ, з) ЗФ.

Большинство методов решения задачи аппроксимации не позволяют учесть требования к АЧХ и ФЧХ. Методы построения фильтров с заданными требованиями как к АЧХ, так и к ФЧХ достаточно сложны, базируются, как правило, на использовании дополнительного корректора ФЧХ.

Широкое распространение получили четыре вида фильтров, которые соответствуют различным способам аппроксимации идеальной прямоугольной АЧХ:

1) фильтры Баттерворта, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания (рис. 7.4 а);

2) фильтры Чебышева первого рода, имеющие заданную величину пульсаций АЧХ в полосе пропускания и монотонную характеристику в полосе задерживания (рис. 7.4 б);

3) фильтры Чебышева второго рода, имеющие максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и фиксированный уровень пульсаций в полосе задерживания (рис. 7.4 в);

4) эллиптические фильтры, имеющие равноволновые пульсации АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания (рис. 7.4 з).

Существует несколько полезных аппроксимаций характеристики идеального ФНЧ. Одну из них дает фильтр Баттерворта, аппроксимирующий идеальный ФНЧ функцией:

$$|H_n(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{вз}}}{f_u}\right)^{2n}}} \quad n \geq 1, \quad (7.1)$$

где f_u — верхняя частота среза (по уровню -3дБ); n — порядок фильтра.

На рисунке 7.5 показаны графики $|H(f)|$ для нескольких значений n . По мере роста n АЧХ приближается к характеристикам идеального фильтра.

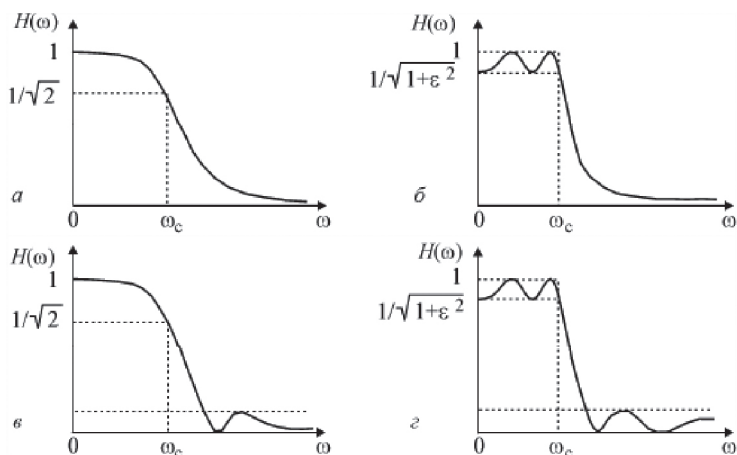


Рис. 7.4. Амплитудно-частотные характеристики типовых ФНЧ: а) фильтр Баттерворта; б) фильтр Чебышева первого рода; в) фильтр Чебышева второго рода; г) эллиптический фильтр.

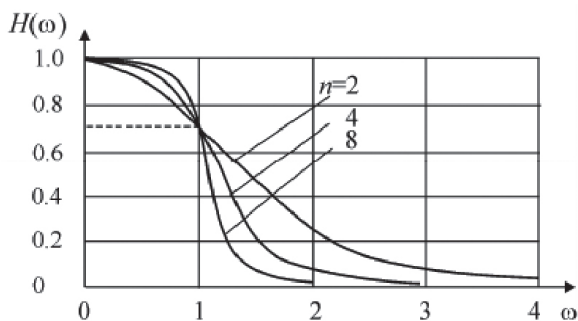


Рис. 7.5. АЧХ фильтров Баттерворта различных порядков.

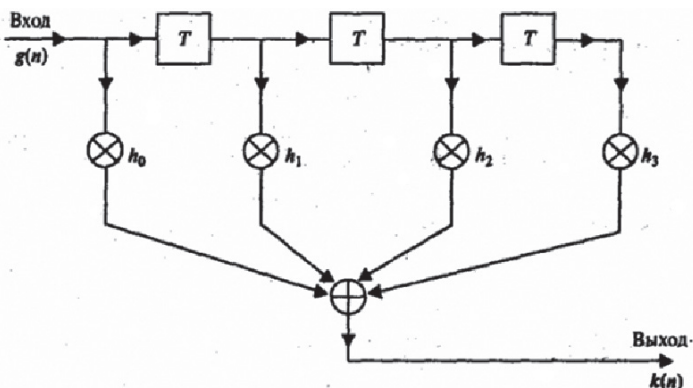


Рис. 7.6. Структурная схема цифрового фильтра КИХ.

Таким образом, порядок фильтра n является тем единственным параметром, выбор которого позволяет удовлетворить заданный набор требований к фильтру в полосе пропускания и полосе задерживания.

Фазовый сдвиг и крутизна спада амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) за пределами полосы пропускания фильтра определяются его порядком и составляют 90 градусов и 6 дБ/октава¹ на каждый порядок. То есть фильтр первого порядка обеспечивает затухание 6 дБ/октава при полном фазовом сдвиге 90 градусов, фильтр второго порядка — 180 градусов и 12 дБ/октава и так далее. На частоте среза затухание фильтра составляет 3 дБ, а фазовый сдвиг — половину от полного (т.е. 45 градусов для фильтра 1 порядка и 90 — для второго). От типа фильтра зависит только плавность изгиба частотной характеристики в области частоты среза и суммарная АЧХ системы, а также фазовые характеристики.

Чем выше порядок, тем выше сложность и стоимость реализации аналогового фильтра.

Цифровыми называются фильтры, реализованные на основе методов цифровой обработки сигналов.

Сначала рассмотрим фильтр с конечной импульсной характеристикой (*фильтр КИХ* — finite impulse response — FIR), схема работы которого представлена на рисунке 7.6. Первый отсчет (назовем его g_0) входной числовой последовательности умножается

¹ Октава — это область частотного диапазона, на которой значение частоты увеличивается в два раза. Иногда в литературе предпочитают измерять в декадах, которые обозначают область с увеличением частоты в десять раз.

на коэффициент h_0 и появляется на выходе фильтра в виде отсчета k_0 .

Плечи $h_0 - h_3$ называются ветвями (tap). В фильтре присутствует несколько линий задержки, каждая из которых задерживает сигнал на время T , что соответствует периоду цикла выборки сигнала в приемнике. Входной импульс g_0 достигает ветви h_1 после задержки на один период, в это время на входе фильтра появляется следующий импульс g_1 . Следовательно, в момент времени $t = 0$ выходной сигнал k_0 равен произведению $g_0 h_0$. В момент времени $t = T$ на выходе фильтра появляется новый сигнал k_1 , который равен произведению $g_0 h_1$ плюс новый входной импульс $g_1 h_0$. Функцию $k(n)$ можно найти с помощью свертки функций $g(n)$ и $h(n)$, она называется сверточной суммой.

Для определения частотной характеристики фильтра, нужно подать на его вход сигнал с постоянной амплитудой и бесконечным частотным диапазоном, т.е. дельта-функцию. Если предположить, что коэффициенты передачи h_1 и h_3 отрицательны (см. рисунок 7.7), тогда при поступлении на фильтр дельта-функции на его выходе появится сигнал, показанный на рисунке 7.8. По истечении интервала времени $6T$ с момента подачи на вход исходного импульса сигнал на выходе фильтра вернется в нулевое положение.

Фильтр КИХ получил свое название благодаря тому, что его выходной сигнал исчезает в течение N отсчетов после поступления исходного импульса на вход фильтра. Здесь N — количество элементов задержки, или ветвей фильтра. Для построения

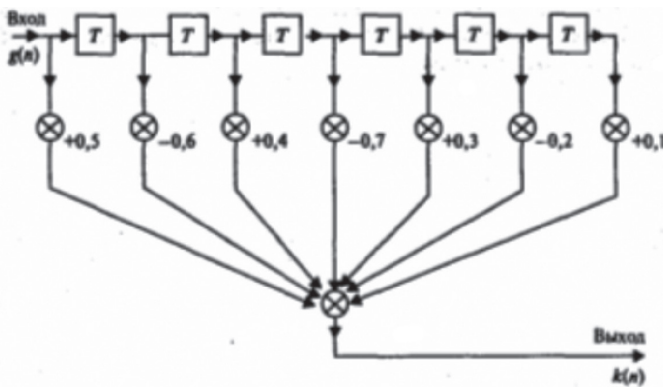


Рис. 7.7. Структура цифрового фильтра КИХ с заданными значениями коэффициентов ветвей.

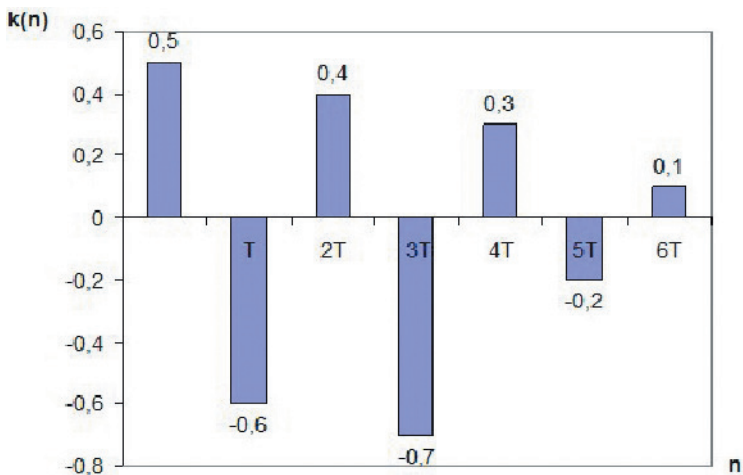


Рис. 7.8. Сигнал на выходе цифрового фильтра КИХ, структура которого показана на рис. 7.7 при подаче на его вход δ -функции [11].

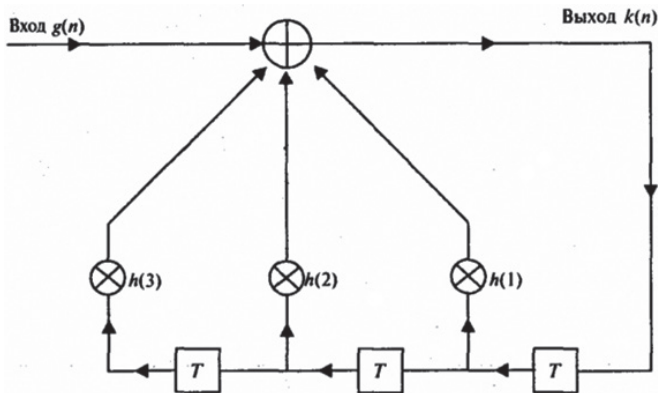


Рис. 7.9. Структурная схема цифрового фильтра БИХ.

фильтрующего устройства необходима система, которая может умножать (с разными весовыми коэффициентами для каждой ветви), складывать и последовательно сохранять входные импульсы. Это можно реализовать с помощью компьютерной программы и микропроцессора.

На рисунке 7.9 изображена схема работы второго типа цифрового фильтра — фильтра с бесконечной импульсной характеристикой или фильтра БИХ (finite impulse response — FIR),

содержащая три ветви. Ветви в фильтре БИХ являются ветвями обратной связи (feed back) с выхода. Фильтра БИХ — бесконечной импульсной характеристики — называется так потому, что сигнал на его выходе не исчезает в течение N отсчетов после поступления исходного импульса на вход фильтра, а продолжает появляться на выходе из-за существования обратной связи «выход-вход» в структуре фильтра.

Для фильтра, изображенного на рисунке 7.9, можно записать следующее выражение для выходного сигнала $k(n)$:

$$\begin{aligned}
 k(n) = & g(0) + [g(0)]h(1) + [g(0)h(1)]h(1) + g(0)h(2) + \\
 & + [g(0)h(1)h(1) + g(0)h(2)]h(1) + [g(0)h(1)]h(2) + [g(0)]h(3) + \\
 & + [g(0)h(1)h(1)h(1) + g(0)h(2)h(1) + g(0)h(2)h(1) + g(0)h(3)] \cdot \\
 & \cdot h(1) + [g(0)h(1)h(1) + g(0)h(2)]h(2) + \\
 & + [g(0)h(1)]h(3) \dots \text{ и т.д.} \tag{7.2}
 \end{aligned}$$

Этот сигнал приведен на рисунке 7.10, где

$$\begin{aligned}
 k(0) &= g(0); \\
 k(1) &= [g(0)h(1)]; \\
 k(2) &= [g(0)h(1)]h(1) + [g(0)]h(2); \\
 k(3) &= [g(0)h(1)h(1) + g(0)h(2)]h(1) + [g(0)h(1)]h(2) + \\
 & + [g(0)]h(3); \\
 k(4) &= [g(0)h(1)h(1)h(1) + g(0)h(2)h(1) + g(0)h(2)h(1) + \\
 & + g(0)h(3)]h(1) + [g(0)h(1)h(1) + g(0)h(2)]h(2) + \\
 & + [g(0)h(1)]h(3) \dots \text{ и т.д.} \tag{7.3}
 \end{aligned}$$

Для того, чтобы создать цифровой фильтр по заданным параметрам (частоте среза и крутизне АЧХ) можно взять аналоговую функцию с известными характеристиками, например, полином Чебышева n -порядка. Зная его функцию передачи, можно математически (используя, скажем, z -преобразование) определить функцию передачи эквивалентного цифрового фильтра, которая будет иметь вид числовой последовательности. Теперь несложно нарисовать схему фильтра, которую можно реализовать как

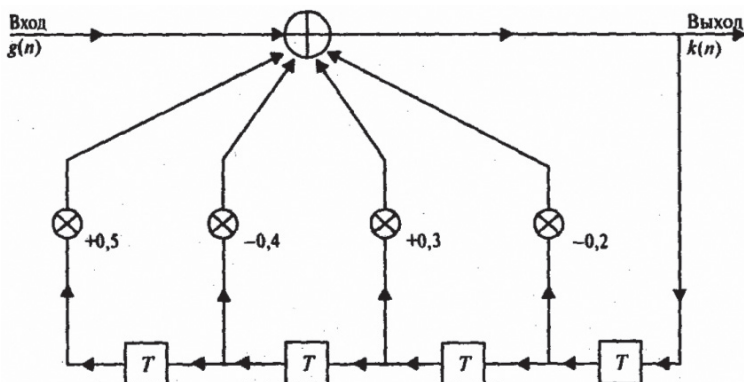


Рис. 7.10. Структура цифрового фильтра БИХ с заданными значениями коэффициентов ветвей.

на логических элементах, так и программно. Однако такой подход к моделированию электронных систем связан с утомительными математическими расчетами и подвержен ошибкам.

Поэтому на практике обычно применяют один из многочисленных пакетов по компьютерному моделированию систем цифровой обработки сигналов, которые сами определяют количество ветвей и их весовые характеристики по заданным техническим требованиям. При более детальном рассмотрении фильтров с БИХ можно сделать вывод, что при заданной частоте среза они имеют меньшее количество ветвей, чем фильтры с КИХ. Зато фильтры с КИХ превосходят фильтры с БИХ по качеству фазовой характеристики.

В качестве примера рассчитаем и построим с использованием выражений (7.3) импульсную характеристику фильтра БИХ, структура которого показана на рисунке 7.10 при подаче на вход фильтра δ -функции.

Многие пакеты вычислительных программ, в частности, Матлаб, предоставляют пользователю удобный графический интерфейс для расчета цифровых фильтров и визуализации результатов. Но проблема состоит в том, что изначально любой сигнал является аналоговым, имеющим спектр частот, уходящий в бесконечность. И для того, чтобы перевести сигнал в цифровую форму, сначала нужно отфильтровать его помощью аналогового фильтра, чтобы обрезать спектр сигнала до некоторого конечного значения.

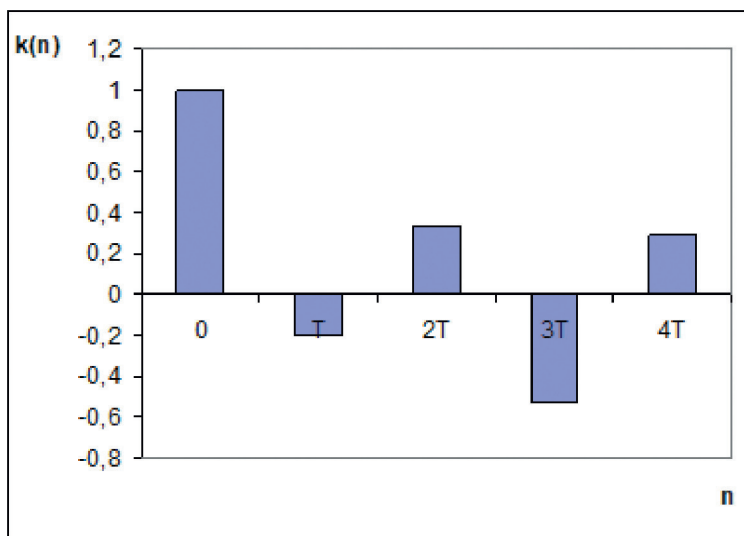


Рис. 7.11. Сигнал на выходе цифрового фильтра БИХ, структура которого показана на рис. 7.10 при подаче на его вход δ -функции.

Как было уже указано выше, чем больше порядок аналогового фильтра, тем он качественнее обрезает спектр сигнала, но тем он дороже, кроме этого может вносить значительные искажения в фазочастотную характеристику.

Чтобы достигнуть некоторого компромисса между порядком аналогового фильтра и качеством фильтрации, применяется операция «выборка с запасом».

Выборка с запасом позволяет решить задачу предварительной фильтрации на непроизводительном простом аналоговом оборудовании, а затем применить к дискретизованным и квантованным выборкам высокопроизводительную и недорогую цифровую фильтрацию.

Рассмотрим преобразование аналоговых сигналов в цифровые. Если это выполняется без выборки с запасом, то процесс дискретизации описывается тремя простыми этапами.

Выборка без запаса

1. Сигнал пропускается через высокопроизводительный аналоговый фильтр нижних частот для ограничения его полосы.

2. Отфильтрованный сигнал дискретизируется с частотой Найквиста с целью создания сигнала с (приблизительно)

ограниченной полосой, т.к. сигнал со строго ограниченной полосой относится к разряду нереализуемых.

3. Выборки квантуются устройством преобразования аналоговых сигналов в цифровые, отображающим выборки, которые могут принимать значения из непрерывного диапазона, в конечный набор дискретных уровней.

Если же выборку производить с запасом, то процесс будет состоять из пяти этапов.

Выборка с запасом

1. Сигнал пропускается через менее производительный (более дешевый) аналоговый фильтр нижних частот (предварительная фильтрация) для ограничения его полосы.

2. Предварительно отфильтрованный сигнал выбирается с частотой в несколько раз выше частоты Найквиста для создания сигнала с ограниченной полосой.

3. Выборки преобразовываются преобразователем аналоговых сигналов в цифровые, отображающим выборки, которые могут принимать значения из непрерывного диапазона, в конечный набор дискретных уровней.

4. Цифровые выборки обрабатываются высокопроизводительным цифровым фильтром для сужения полосы цифровых выборок.

5. Частота дискретизации на выходе цифрового фильтра уменьшается пропорционально сужению полосы, полученному при использовании этого цифрового фильтра.

Полоса пропускания аналогового фильтра, ограничивающая ширину полосы входящего сигнала, равна ширине полосы сигнала плюс область спада. Наличие области перехода приводит к увеличению ширины полосы сигнала на выходе на некоторую величину. Частоту Найквиста, для отфильтрованного выхода, обычно равную 2 (удвоенной максимальной частоте дискретного сигнала), теперь необходимо увеличить до $2 +$. Ширина полосы спада фильтра является служебными издержками процесса дискретизации. Этот дополнительный спектральный интервал не представляет полосы полезного сигнала, а нужен для защиты полосы сигнала путем резервирования спектральной области для накладываемого спектра, возникающего в процессе дискретизации. Наложение возникает вследствие того, что реальный сигнал не может быть строго ограниченным. Типичные полосы спада дают 10—20%-ное увеличение частоты дискретизации по сравнению

с частотой, определяемой критерием Найквиста. Примером таких служебных издержек может служить цифровая аудиосистема проигрывания компакт-дисков, где двусторонняя полоса равна 40 кГц, а частота дискретизаций — 44,1 кГц.

Естественным желанием является использование аналоговых фильтров с узкой полосой перехода и максимально низкой из возможных частот дискретизации. В то же время аналоговые фильтры имеют две нежелательные особенности. Во-первых они могут приводить к искажению (нелинейное изменение фазы с частотой), вызванному малыми областями перехода. Во-вторых, цена системы может оказаться высокой, поскольку узкие области перехода подразумевают применение фильтров высоких порядков, требующих большого числа высококачественных составляющих.

Проблема состоит в том, что для уменьшения стоимости хранения данных хотелось бы работать с устройством дискретизации с максимально низкой частотой. Для достижения этой цели можно создать изошренный аналоговый фильтр с узкой областью перехода. Однако такой фильтр не только дорог, но и искажает сам сигнал, хотя задачей фильтра как раз является защита сигнала (от нежелательного наложения).

В данном случае выборка с запасом наиболее приемлема — при наличии проблемы, решить которую мы не можем, мы превращаем ее в проблему, поддающуюся решению. Мы используем дешевый, менее сложный предварительный аналоговый фильтр для ограничения полосы входящего сигнала. Этот аналоговый фильтр можно упростить за счет выбора более широкой переходной области. При этом увеличивается ширина спектра, из-за чего нам нужно увеличить требуемую частоту дискретизации. Обычно начинают с выбора частоты дискретизации, в 4 раза превышающей исходную, после чего разрабатывают аналоговый фильтр, ширина полосы которого соответствует этой увеличенной частоте дискретизации. Например, вместо дискретизации сигнала компакт-диска на частоте 44,1 кГц при ширине области перехода 4,1 кГц, реализованной с использованием сложнейшего эллиптического фильтра 10-го порядка (подразумевается, что фильтр включает 10 избирательных элементов, таких как конденсаторы и индуктивности), мы выбираем выборку с запасом. В этом случае устройство дискретизации может работать на частоте 176,4 кГц с областью перехода 136,4 кГц, реализованное

простым эллиптическим фильтром 4-го порядка (имеющим всего 4 избирательных элемента).

Итак, у нас есть дискретные данные с большей, чем требуется, частотой дискретизации, и эти данные пропускаются через недорогой высокопроизводительный цифровой фильтр для выполнения фильтрации, необходимой для предотвращения наложения. Цифровой фильтр может реализовать узкую область перехода без искажения, свойственного аналоговым фильтрам, а его эксплуатация недорогая. После того как цифровая фильтрация уменьшила ширину полосы перехода, мы снижаем частоту дискретизации сигнала (повторная выборка). В результате в единую структуру объединяются качественные методы цифровой обработки, фильтрация и повторная выборка.

Рассмотрим теперь вопрос дальнейшего улучшения качества процесса сбора данных. Предварительный аналоговый фильтр приводит к некоторому искажению амплитуды и фазы. Поскольку заранее известно, каково это искажение, цифровой фильтр проектируется не только для защиты (совместно с аналоговым фильтром) от наложения, но и для компенсации усиления и искажения фазы, вносимых аналоговым фильтром. Суммарный результат может, по желанию, улучшаться до любого предела. Таким образом, получаем сигнал более высокого качества (менее искаженный) по более низкой цене. Аппаратура цифровой обработки сигналов, представляющая собой развитие компьютерной индустрии, характеризуется значительным ежегодным снижением цен, чего нельзя сказать об аналоговой аппаратуре.

Подобным образом выборка с запасом используется в процессе преобразования цифрового сигнала в аналоговый. Аналоговый фильтр, через который пропускается преобразованный сигнал, будет искажать сигнал, если последний будет иметь узкую полосу перехода. Но полоса перехода уже не будет узкой, если данные, полученные после цифро-аналогового преобразования были оцифрованы с помощью выборки с запасом.

Чем компактнее спектр передачи сигналов, тем выше разрешенная скорость передачи данных или больше число пользователей, которые могут обслуживаться одновременно. Было бы разумно сжать полосу информационных импульсов до некоторого разумного значения, которое больше минимума, определенно-го Найквистом. Это выполняется путем формирования импульсов с помощью фильтра Найквиста, называемого фильтром типа

приподнятого косинуса, передаточная функция которого изображена на рисунке 7.12, а импульсная характеристика — на рисунке 7.13. Передаточная функция такого фильтра описывается выражением:

$$H(f) = \begin{cases} 1; & \dots \text{для} \dots |f| < 2W_0 - W \\ \cos^2 \left(\frac{\pi|f| + W - 2W_0}{4(W - W_0)} \right); & \dots \text{для} \dots 2W_0 - W < |f| < W, \\ 0; & \dots \text{для} \dots |f| < W \end{cases} \quad (7.4)$$

где W — максимальная ширина полосы; $W_0 = \frac{1}{2T}$ — минимальная ширина полосы по Найквисту для прямоугольного спектра и ширина полосы по уровню -6дБ (или точка половинной амплитуды) для косинусоидального спектра.

Разность $W - W_0$ называется избытком полосы и обозначает дополнительную ширину полосы по сравнению с минимумом Найквиста (для прямоугольного спектра $W = W_0$).

Коэффициент сглаживания фильтра определяется как

$$r = \frac{W - W_0}{W_0}. \quad (7.5)$$

Общее соотношение между требуемой полосой и скоростью передачи символов:

$$W = \frac{1}{2}(1 + r)R_s. \quad (7.6)$$

Из рисунков 7.12 и 7.13 видно, что если край полосы пропускания фильтра крутой, то спектр сигнала можно сделать более компактным, но импульсный отклик в этом случае характеризуется длинными «хвостами», которые вносят нулевую межсимвольную интерференцию (ISI — InterSymbol Interference) только в том случае, если выборки сигнала производятся точно в соответствующий момент времени. При больших хвостах даже небольшие ошибки синхронизации приведут к ISI. При более пологой передаточной функции фильтра «хвосты» импульсной характеристики становятся короче и меньше по амплитуде, что позволяет снижать ISI, но в этом случае возрастает избыток полосы, что снижает эффективность использования ресурса связи. Поэтому при

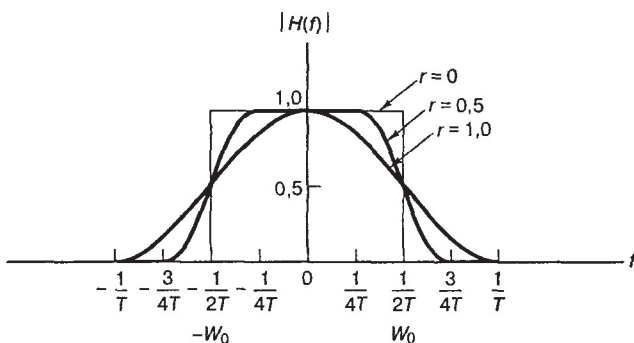


Рис. 7.12. Передаточная функция фильтра типа приподнятого косинуса [3].

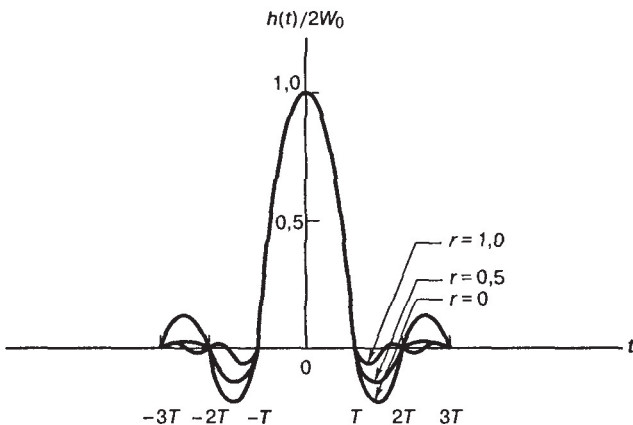


Рис. 7.13. Импульсная характеристика фильтра типа приподнятого косинуса.

выборе коэффициента сглаживания косинусоидального фильтра необходим разумный компромисс между величиной ISI и полосой пропускания канала передачи.

Вопросы к лекции 7

1. Что нужно для того, чтобы среда передачи вела себя как идеальный канал связи?
2. Какие задачи решаются с помощью фильтрации?
3. Назовите базисные типы фильтров.

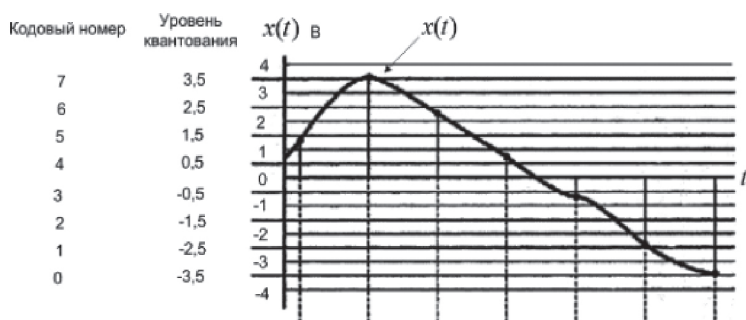
4. Нарисуйте АЧХ и импульсную характеристику идеального ФНЧ.
5. Что такое порядок фильтра? Как связан порядок фильтра и его стоимость?
6. Сто такое фильтры КИХ и фильтры БИХ?
7. Для чего нужна операция «выборка с запасом»? Как она осуществляется?
8. Как связаны коэффициент сглаживания фильтра типа приподнятого косинуса с величиной межсимвольной интерференции и эффективностью использования ресурса связи (полосой пропускания канала передачи)?

Лекция 8.

Импульсно-кодовая модуляция

Импульсно-кодовая модуляция (pulse-code modulation — PCM) — это название, данное классу узкополосных сигналов, полученных из сигналов амплитудно-импульсной модуляции (pulse-amplitude modulation — PAM) путем кодирования каждой квантованной выборки цифровым словом. Исходная информация дискретизируется и квантуется в один из L уровней; после этого каждая квантованная выборка проходит цифровое кодирование для превращения в l -битовое ($l = \log_2 L$) кодовое слово. Для узкополосной передачи биты кодового слова преобразовываются в импульсные сигналы.

Рассмотрим рисунок 8.1, на котором представлен алгоритм получения сигнала в бинарной импульсно-кодовой модуляции. Предположим, что амплитуды аналогового сигнала $x(t)$ ограничены диапазоном от -4 до $+4$ В. Шаг между уровнями квантования составляет 1 В. Следовательно, используется 8 квантовых уровней; они расположены на $-3,5$; $-2,5$; ...; $+3,5$ В. Уровню $-3,5$ В присвоим кодовый номер 0, уровню $-2,5$ В — 1 и так до уровня



Значения, полученные при естественной дискретизации	1.3	3.6	2.3	0.7	-0.7	-2.4	-3.4
Значения, полученные при квантовании	1.5	3.6	2.5	0.5	-0.5	-2.5	-3.5
Кодовый номер	5	7	6	4	3	1	0
Последовательность PCM	101	111	110	100	011	001	000

Рис. 8.1. Естественные выборки, квантованные выборки и PCM.

3,5 В, которому присвоим кодовый номер 7. Каждый кодовый номер имеет представление в двоичной арифметике — от 000 для кодового номера 0 до 111 для кодового номера 7. Почему уровни напряжения выбраны именно так, а не с использованием набора последовательных чисел 1, 2, 3, ...? На выбор уровней напряжения влияют два ограничения. Во-первых, интервалы квантования между уровнями должны быть одинаковыми; и, во-вторых, удобно, чтобы уровни были симметричны относительно нуля.

На оси ординат рисунка 8.1 отложены уровни квантования и их кодовые номера. Каждая выборка аналогового сигнала аппроксимируется ближайшим уровнем квантования. Под аналоговым сигналом $x(t)$ изображены четыре его представления: значения выборок в естественной дискретизации, значения квантованных выборок, кодовые номера и последовательность РСМ. Каждая выборка соотнесена с одним из восьми уровней или трехбитовой последовательностью РСМ.

Если передаваемый сигнал является двоичным (т.е. имеет два уровня напряжения), то скорость передачи данных, которая может поддерживаться при полосе канала передачи W Гц, равна $2W$ бит/с.

Для передачи могут использоваться сигналы с более чем двумя уровнями напряжения; т.е. каждый элемент сигнала может представлять несколько битов. Если, например, в качестве сигналов используются четыре возможных уровня напряжения, то каждый элемент сигнала может представлять два бита. Для многоуровневой передачи данных Найквист сформулировал теорему, связывающую пропускную способность канала связи с количеством уровней квантования сигнала:

$$c = 2W \log_2 M, \quad (8.1)$$

где M — количество дискретных уровней сигнала или напряжения.

Таким образом, по теореме Шеннона $C = F \log_2(1 + P_c/P_{\text{ш}})$ можно рассчитать значение безошибочной пропускной способности в канале связи, а по теореме Найквиста определить, при каком количестве дискретных уровней сигнала M эта пропускная способность может быть достигнута [11].

При заданной ширине полосы скорость передачи данных может быть увеличена за счет увеличения количества различных элементов сигнала. Впрочем, при таком подходе на приемник возлагается дополнительная нагрузка: вместо распознавания

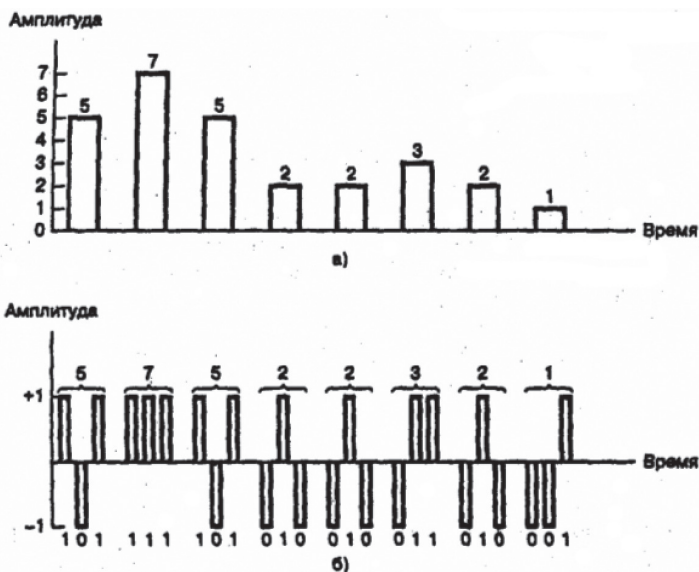


Рис. 8.2. Передача сигналов РСМ: а) восьмиуровневая, б) двухуровневая.

в каждый момент приема двух возможных элементов сигнала приемник должен распознать один из M возможных элементов. Кроме того, на практике величину M ограничивают помехи и прочие искажения сигнала, возникающие в линии передачи.

Рассмотрим задачу, которую должен выполнять приемник. Он должен различать все возможные уровни каждого импульса. Одинаково ли легко приемник различает восемь возможных уровней импульса, приведенного на рисунке 8.2 а, и два возможных уровня каждого двоичного импульса на рисунке 8.2 б?

Передача восьмиуровневого (по сравнению с двухуровневым) импульса требует большей энергии для эквивалентной эффективности обнаружения. При равной средней мощности двоичных и восьмеричных импульсов первые обнаружить проще, поскольку детектор приемника при принятии решения о принадлежности сигнала к одному из двух уровней располагает большей энергией сигнала на каждый уровень, чем при принятии решения относительно принадлежности сигнала к одному из 8 уровней.

Чем расплачивается разработчик системы, если решает использовать более удобную в обнаружении двоичную кодировку РСМ, а не восьмиуровневую кодировку РАМ? Плата состоит

в трёхкратном увеличении ширины полосы для данной скорости передачи данных, по сравнению с восьмеричными импульсами, поскольку каждый восьмеричный импульс должен заменяться тремя двоичными (ширина каждого из которых втрое меньше ширины восьмеричного импульса). Может возникнуть вопрос, почему бы ни использовать двоичные импульсы той же длительности, что и восьмеричные, и разрешить запаздывание информации? В некоторых случаях это приемлемо, но для систем связи реального времени такое увеличение задержки допустить нельзя.

Таким образом, можно сделать следующий вывод: Точность воспроизведения цифрового сигнала характеризуется количеством бит, приходящимся на описание одного уровня квантования (оцифровки), но при увеличении числа бит растёт время их передачи, т.е. задержка сообщения. Чтобы задержки не было, нужно увеличивать скорость передачи, т.е. увеличивать полосу пропускания системы передачи сигнала.

Чтобы передать двоичные цифры по узкополосному каналу, их представляют электрическими импульсами. Вместо того, чтобы описывать сигнал как последовательность импульсов и их отсутствий (униполярное представление), можно описать его как последовательность переходов между двумя ненулевыми уровнями (биполярное представление). Если сигнал находится на верхнем уровне напряжения, он представляет двоичную единицу, а если на нижнем — двоичный ноль.

Существует три способа модулирования информации в последовательность импульсов: можно варьировать амплитуду, положение или длительность импульсов, что даёт соответственно следующие схемы: амплитудно-импульсная модуляция (pulse-amplitude modulation — PAM), фазово-импульсная модуляция (pulse-position modulation — PPM) и широтно-импульсная модуляция (pulse-width modulation — PWM). Фазово-импульсная модуляция осуществляется через задержку появления импульса на время, соответствующее значению информационных символов. Широтно-импульсная модуляция осуществляется посредством изменения ширины импульса на величину, соответствующую значению импульса. Для кодировок PPM и PWM амплитуда импульса фиксируется.

При цифровом кодировании дискретной информации применяют потенциальные и импульсные коды. В потенциальных кодах для представления логических единиц и нулей используется

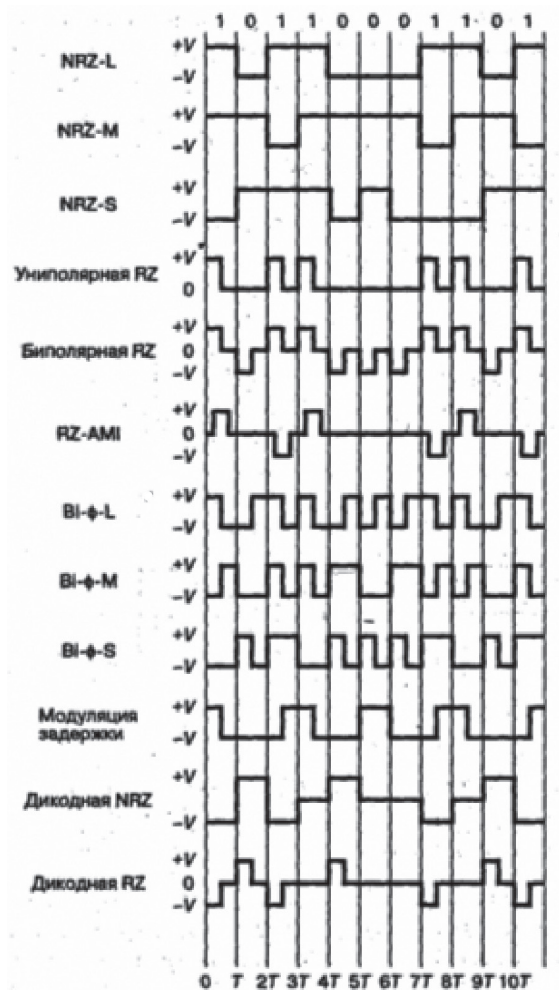


Рис. 8.3. Типы сигналов ИКМ.

только значение потенциала сигнала, а его перепады, формирующие закон, импульсы, во внимание не принимаются. Импульсные коды позволяют представить двоичные данные либо импульсами определенной полярности, либо импульса — перепадом потенциала определенного направления.

На рисунке 8.3 представлены различные виды ИКМ для представления одного и того же потока бит.

Сигналы в кодировке ИКМ делятся на четыре группы:

- Без возврата к нулю (nonreturn — to-zero — NRZ).
- С возвратом к нулю (return — to-zero — RZ).
- Фазовое кодирование.
- Многоуровневое бинарное кодирование.

Многообразие сигналов ИКМ объясняется тем, что к сигналу в кодировке ИКМ одновременно предъявляются несколько взаимоисключающих требований. Нужно, чтобы сигнал в кодировке ИКМ:

- имел при одной и той же битовой скорости наименьшую ширину спектра результирующего сигнала,
- обеспечивал синхронизацию между передатчиком и приемником,
- обладал способностью распознавать ошибки,
- обладал низкой стоимостью реализации.

Более узкий спектр сигналов позволяет на одной и той же линии (с одной и той же полосой пропускания) добиваться более высокой скорости передачи данных. Кроме того, часто к спектру сигнала предъявляется требование отсутствия постоянной составляющей, то есть наличия постоянного тока между передатчиком и приемником. Синхронизация передатчика и приемника нужна для того, чтобы приемник точно знал, в какой момент времени необходимо считать новую информацию с линии связи. Однако на больших расстояниях неоднородности характеристик канала связи приводит к неравномерности скорости распространения сигнала и, следовательно, нарушению синхронизирующих свойств тактирующих импульсов.

Таким образом, выбор того или иного сигнала ИКМ определяется требованиями решаемой задачи.

Спектральные характеристики некоторых распространенных кодировок РСМ показаны на рисунке 8.4. Здесь изображена зависимость спектральной плотности мощности (измеряется в Вт/Гц) от нормированной ширины полосы, WT где W — ширина полосы, а T — длительность импульса.

Произведение WT (произведение длительности импульса на ширину полосы пропускания) часто называют базой сигнала. Поскольку скорость передачи импульсов или сигналов R_s , обратна T , нормированную ширину полосы можно также выразить как W/R_s . Из последнего выражения видно, что нормированная ширина полосы измеряется в герц/(импульс/с) или

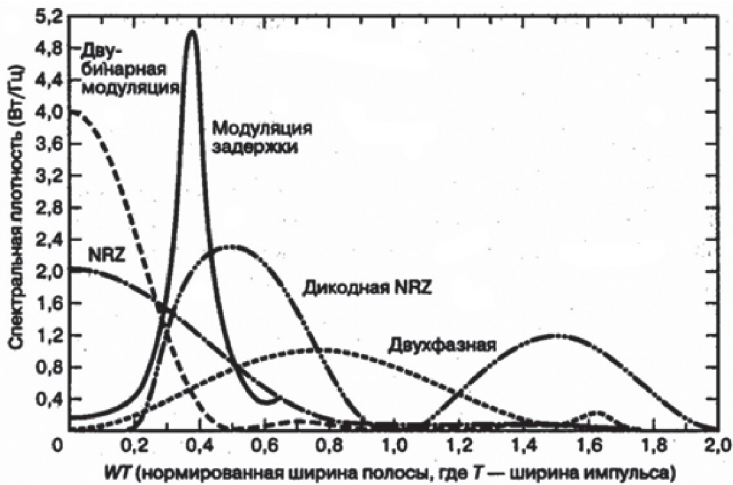


Рис. 8.4. Спектральные плотности различных кодировок PCM.

в герц/(символ/с). Это относительная мера ширины полосы; она описывает, насколько эффективно используется полоса пропускания при интересующей нас кодировке. Считается, что любой тип кодировки, требующий менее 1,0 Гц для передачи одного символа в секунду, эффективно использует полосу.

Важным параметром измерения эффективности использования полосы является отношение R/W (измеряется в бит/с/герц). Эта мера характеризует скорость передачи данных, а не скорость передачи сигналов. Для данной схемы передачи сигналов отношение R/W описывает, какой объем данных может быть передан из расчета на каждый герц доступной полосы.

При использовании кодированных сигналов необходимо различать скорость передачи данных (выражается в битах в секунду) и скорость модуляции (выражается в бодах). Скорость передачи данных, или скорость передачи битов, равна $R = \frac{1}{t_b}$, где t_b — длительность бита.

Скорость модуляции — это скорость генерации сигнальных посылок. Рассмотрим, например, манчестерскую кодировку. Сигнальная посылка минимального размера представляет собой импульс, продолжительность которого равна половине длительности бита. Для строки, состоящей только из двоичных нулей или только из двоичных единиц, генерируется постоянный

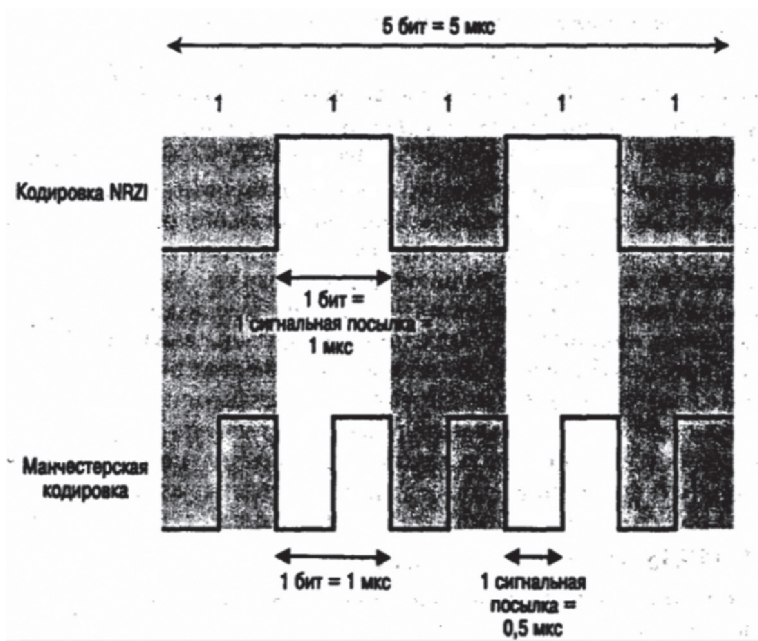


Рис. 8.5. Поток двоичных единиц при скорости 1 Мбит/с.

поток, состоящий из таких же импульсов. Следовательно, максимальная скорость модуляции при манчестерской кодировке равна $\frac{2}{t_b}$. Данная ситуация иллюстрируется на рисунке 8.5, на котором показана передача потока двоичных единиц при скорости передачи данных 1 Мбит/с с использованием кодировки NRZI и манчестерской кодировки.

Вообще

$$D = \frac{R}{b}, \quad (8.2)$$

где D — скорость модуляции (бод); R — скорость передачи данных, бит/с; b — число битов в сигнальной посылке.

Существенным недостатком потенциальных кодов является появление в сигнале ИКМ постоянной составляющей при длинной последовательности нулей и единиц. Это грозит потерей синхронизации между передатчиком и приемником в случае, если приемник отслеживает фронт импульса. Кроме того, наличие

реактивных элементов в аппаратуре обработки сигнала препятствует прохождению постоянной составляющей, так как емкость (конденсатор) для постоянной составляющей представляет собой разрыв, а индуктивность представляет собой короткое замыкание.

Однако простота в реализации и декодировании, а также надежность в условиях низкого уровня шума заставили заняться улучшением характеристик потенциальных кодов с целью ликвидировать в них длинные последовательности одинаковых битов (возникновение постоянной составляющей). Для улучшения характеристик потенциальных кодов используются два метода.

Первый метод — избыточные коды — основан на добавлении в исходный код избыточных бит противоположной полярности, внедряемых в длинную последовательность одинаковых бит. В этом случае длинные последовательности одинаковых прерываются и код становится самосинхронизирующимся для любых передаваемых данных. Исчезает также постоянная составляющая, а, значит, еще более сужается спектр сигнала. Однако этот метод снижает полезную пропускную способность канала передачи данных, так как избыточные биты полезной информации не несут.

Второй метод улучшения свойств потенциальных кодов — скремблирование.

Скремблирование — это обратимое преобразование цифрового потока без изменения скорости передачи с целью получения свойств, близких к свойствам случайной последовательности. Исходное сообщение можно восстановить, применив обратный алгоритм.

Например скремблер может реализовывать следующее соотношение:

$$B_i = A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5},$$

где B_i — двоичная цифра результирующего кода, полученная на i -м такте работы скремблера, A — двоичная цифра исходного кода, поступающая на i -м такте на вход скремблера, B_{i-3} и B_{i-5} — двоичные цифры результирующего кода, полученного на предыдущих тактах работы скремблера, соответственно на 3 и на 5 тактов ранее текущего такта, \oplus — операция исключающего ИЛИ (сложение по модулю 2).

Например, для исходной последовательности 110110000001 скремблер даст следующий результирующий код:

$B_1 = A_1 = 1$ (первые три цифры результирующего кода будут совпадать с исходным, так как еще нет нужных предыдущих цифр),

$$B_2 = A_2 = 1,$$

$$B_3 = A_3 = 0,$$

$$B_4 = A_4 \oplus B_1 = 1 \oplus 1 = 0,$$

$$B_5 = A_5 \oplus B_2 = 1 \oplus 1 = 0,$$

$$B_6 = A_6 \oplus B_3 \oplus B_1 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1,$$

$$B_7 = A_7 \oplus B_4 \oplus B_2 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1,$$

$$B_8 = A_8 \oplus B_5 \oplus B_3 = 0 \oplus 0 \oplus 0 = 0,$$

$$B_9 = A_9 \oplus B_6 \oplus B_4 = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1,$$

$$B_{10} = A_{10} \oplus B_7 \oplus B_5 = 0 \oplus 1 \oplus 0 = 1,$$

$$B_{11} = A_{11} \oplus B_8 \oplus B_6 = 0 \oplus 0 \oplus 1 = 1,$$

$$B_{12} = A_{12} \oplus B_9 \oplus B_7 = 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1.$$

Таким образом, на выходе скремблера появится последовательность 110001101111, в которой нет последовательности из шести нулей, присутствовавшей в исходном коде.

После получения результирующей последовательности приемник передает ее дескремблеру, который восстанавливает исходную последовательность на основании обратного соотношения:

$$C_i = B_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5} = (A_i \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5}) \oplus B_{i-3} \oplus B_{i-5} = A_i.$$

Различные алгоритмы скремблирования отличаются количеством слагаемых, дающих цифру результирующего кода и сдвигом между слагаемыми.

За последние десятилетия для подводной акустической связи было предложено множество схем модуляции и принципов обработки сигналов. В большинстве случаев невозможно достоверно сравнить характеристики этих схем, потому что производители гидроакустических систем и исследователи обычно проводят морские испытания в различных условиях. Даже в рамках одного эксперимента, разброс характеристик канала связи очень велик. В отличие от наземной радиочастотной связи, подводная акустическая связь — это область, лишенная стандартных тестовых каналов. По-прежнему остается неясным вопрос, какая схема

является лучшей, и, по всей вероятности, выбор зависит от типа канала и выбранных показателей производительности.

Однако во всех гидроакустических системах в настоящее время используется пакетная передача данных, и актуален вопрос поиска начала переданного пакета на приемной стороне. В системах с неустойчивыми передачами и необходимостью быстрого получения синхронизации рекомендуется использовать синхронизирующие кодовые слова. Обычно такие кодовые слова передаются как часть заголовка сообщения. Приемник должен знать кодовое слово и постоянно искать его в потоке данных с помощью корреляторов. Обнаружение кодового слова укажет известную позицию информационного пакета. Синхронизация в этом случае может достигаться практически мгновенно.

Хорошим синхронизирующим кодовым словом является то, которое имеет малое абсолютное значение «побочных максимумов корреляции» (значение корреляции кодового слова с собственной смещенной версией).

К дискретным сигналам с наилучшей структурой АКФ можно отнести сигналы (коды) Баркера. Кодовая последовательность сигнала Баркера состоит из N символов ± 1 и характеризуется нормированной АКФ вида:

$$R_u(n) = \begin{cases} 1, & \text{для } n = 0, \\ 0, & \text{для } n = 2l + 1, \\ \frac{\pm 1}{N}, & \text{для } n = 2l, \end{cases} \quad (8.3)$$

где $l = 0, 1, \dots, (N - 1)/2$.

Знак в последней строчке выражения (8.3) зависит от величины N . Т.е. уровень главного лепестка АКФ кода Баркера длины N в N раз больше уровня боковых лепестков.

Не существует известного конструктивного метода поиска слов Баркера и в настоящее время известно всего 10 уникальных слов, наибольшее из которых состоит из 13 символов (таблица 8.1).

На рисунке 8.6 показана структурная схема вычисления АКФ кода Баркера длиной 7 бит, а на рисунке 8.7 показаны временные диаграммы в различных точках схемы. Из диаграмм рис. 8.7 можно увидеть, что высота главного лепестка ненормированной

Таблица 8.1. Известные коды Баркера

Длина	Коды	Коэффициент уровня боковых лепестков
2	+1 -1 +1 +1	-6 дБ
3	+1 +1 -1	-9,5 дБ
4	+1 +1 -1 +1 +1 +1 +1 -1	-12 дБ
5	+1 +1 +1 -1 +1	-14 дБ
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1	-16,9 дБ
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1	-20,8 дБ
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1	-22,3 дБ

АКФ кода Баркера длиной 7 бит равна 7, а уровень боковых лепестков равен -1 . То есть для нормированной АКФ будет выполняться условие 8.3. Такое превышение главного лепестка АКФ

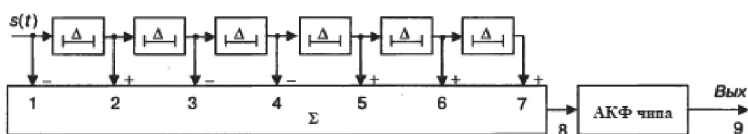


Рис. 8.6. Схема вычисления АКФ кода Баркера длиной 7 [13].

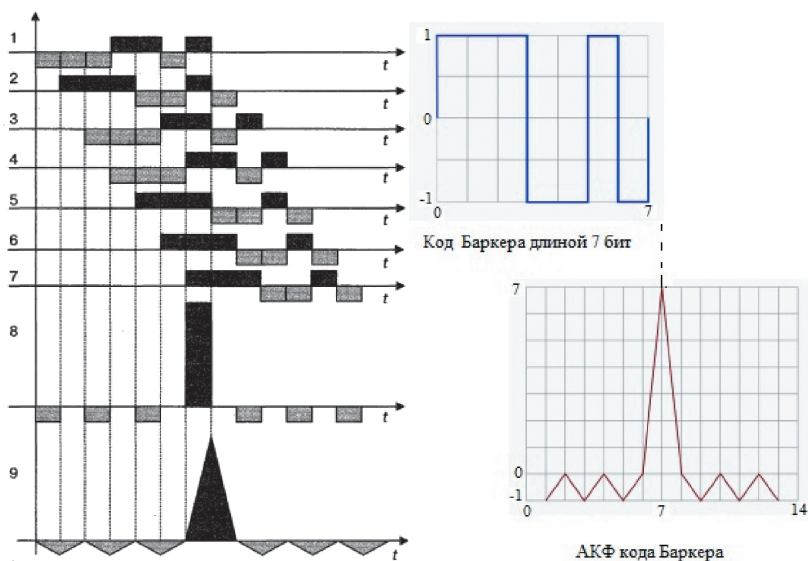


Рис. 8.7. Временные диаграммы в характерных точках схемы рис. 8.6.

над боковыми позволит приемнику синхронизироваться с преамбулой гидроакустического сигнала.

Также коды Баркера можно использовать в качестве сигналов ИКМ. Например, в протоколах стандартов беспроводной связи семейства 802.11 используется код Баркера длиной в 11 чипов¹ (11100010010). Для того чтобы передать сигнал логическая единица передается прямой последовательностью Баркера, а логический ноль — инверсной последовательностью.

Вопросы к лекции 8

1. Опишите процедуру импульсно-кодовой модуляции.
2. Какая скорость передачи данных может поддерживаться при полосе канала передачи W Гц, если передаваемый сигнал является двоичным?
3. Как связаны между собой теоремы Шеннона и Найквиста для пропускной способности канала связи?
4. Как связаны между собой точность воспроизведения цифрового сигнала, ширина полосы канала передачи и задержка сообщения?
5. Способы модулирования информации в последовательность импульсов.
6. Чем определяется многообразие сигналов ИКМ?
7. Что описывает база сигнала?
8. Как рассчитывается скорость модуляции?
9. Методы преодоления недостатка потенциальных кодов.
10. Преимущества применения кодов Баркера при цифровой передаче гидроакустического сигнала.

¹ Чипом называется элементарный сигнал последовательности

Лекция 9.

Полосовая модуляция гидроакустических сигналов

Цифровая модуляция — это процесс преобразования цифровых символов в сигналы, совместимые с характеристиками канала передачи. При узкополосной модуляции (baseband modulation) эти сигналы обычно имеют вид импульсов заданной формы. При полосовой модуляции (bandpass modulation) импульсы заданной формы модулируют синусоиду, называемую несущей волной (carrier frequency), затем следует передача на нужное расстояние с использованием радиочастот. Для этого несущая преобразовывается в электромагнитное поле. Модулирование несущей частоты, или полосовая модуляция — это этап, необходимый для всех систем, использующих радиопередачу (т.е. передачу в ненаправляемой среде), поскольку операция модуляция-демодуляция обеспечивает согласование дискретного канала передачи сообщений с непрерывным (физическим) каналом связи.

Поскольку радиоволны плохо проникают в водную среду, радиосигналы береговых радиостанций даже большой мощности могут быть приняты подводной лодкой только на небольшой глубине.

Следовательно, использовать радиоволны под водой нельзя, проводная связь тоже исключается. Для этой цели вместо электромагнитной используется акустическая энергия. Поглощение акустических волн растет с частотой, поэтому специалисты считают, что для связи более пригодны частоты ниже 100 кГц.

Но даже на этих частотах в оптимальных условиях дальность действия ограничивается всего лишь несколькими десятками километров. Энергия в звуковой волне убывает по сферическому закону с расстоянием — она поглощается средой. Коэффициент поглощения зависит от частоты акустических колебаний. Кроме того, на распространение звука в океане оказывают влияние и собственные шумы моря, вызванные в основном движением самих водных масс. При распространении звуковых сигналов в море поверхность его отражает звуковую энергию, а при наличии ветровых волн и рассеивает. К тому же дно тоже может поглощать звуковую энергию. Скорость передачи информации при использовании акустических волн во много раз меньше, чем при использовании электромагнитной энергии.

Звукоподводная связь осуществляется путем модуляции непрерывного или импульсного сигнала. При этом на частоте, не превышающей, как правило, 100 кГц, может осуществляться связь в телефонном режиме. В звукоподводной связи используются все известные методы модуляции непрерывного сигнала (амплитудная, частотная, фазовая), а также способы уплотнения с временным и частотным разделением каналов.

Полосовая модуляция — это процесс преобразования информационного сигнала в синусоидальную волну. При цифровой модуляции синусоида на интервале T называется цифровым символом, а сам процесс модуляции называется манипуляцией (shift keying). Синусоиды могут отличаться по амплитуде, частоте и фазе. Таким образом, полосовую модуляцию можно определить как процесс варьирования амплитуды, частоты или фазы (или их комбинаций) гидроакустической несущей согласно передаваемой информации (рис. 9.1). Из рис. 9.1 видно, что несущая частота

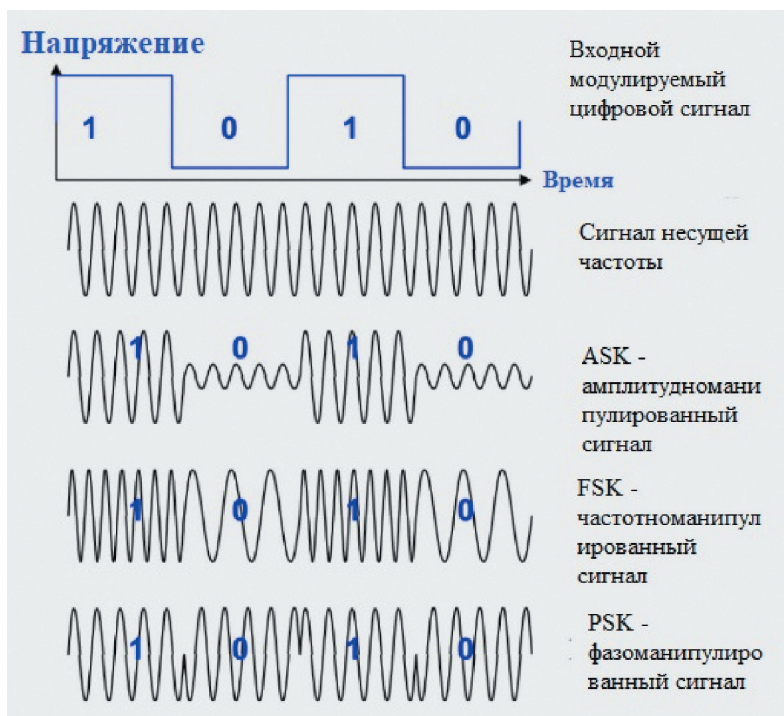


Рис. 9.1. Виды цифровой модуляции сигнала.

является своеобразным «транспортom» для переноса информационного сигнала.

В таблице 9.1 приведен сравнительный анализ гидроакустических модемов [14].

Таблица 9.1.

Название	Страна	Модуляция	Параметры	Скорость передачи информации
AQUAmodem (Aquatec)	США	MFSK	Глубина 3000 м дальность 3 км	300 бит/с
UCOM Dir LMF (Sonardyne)	Англия	QPSK	Глубина 3000 м дальность 3 км	10 кбит/с
Evologics S2C M Mini	Германия	S2C	Глубина 1000—2000 м дальность 1000—3500 м	13,9—31,2 кбит/с
Modems S2C R 12/24		S2C	Глубина 6000 м дальность 6000 м	до 9,2 кбит/с
Develogic Modular Hydro Acoustic Modem	Германия	OFDM-MDPSK	Глубина 1950 м 6000 м дальность 30000 м	7000 бит/с 3400 бит/с 145 бит/с
Модем концерна «ОкеанПрибор» НИИ «Штиль»	Россия	OFDM	дальность 6000 м величина битовой ошибки (BER) — 10 ⁻³ —10 ⁻⁹	13,95 кбит/с

Расчетная средняя дальность действия модема представлена на рисунке 9.1.

Предварительные оценки зависимости дальности действия от центральной частоты излучения сигналов показали, что для излучения акустических сигналов целесообразно использовать центральную частоту около $f_{o.} = f_{opt.} \sim 9\text{—}11$ кГц. На основании этих оценок можно показать, что ожидаемая в среднем дальность действия подводной связи (без учёта зон тени) при акустической мощности излучателя 16,8 Вт составляет:

- около 150 км в подводном звуковом канале (ПЗК).
- от 4 км до 8 км — приповерхностный звуковой канал и мелководье (ППЗК).

Рассмотрим основные типы полосовой модуляции, приведенные в таблице 9.1, подробно.

MFSK (Multi-Frequency Shift Keying — многочастотная манипуляция) — это способ передачи цифровой информации с помощью нескольких частот, причём обычно в каждый момент времени передаётся одна частота. Структура MFSK показана на рисунке 9.3.

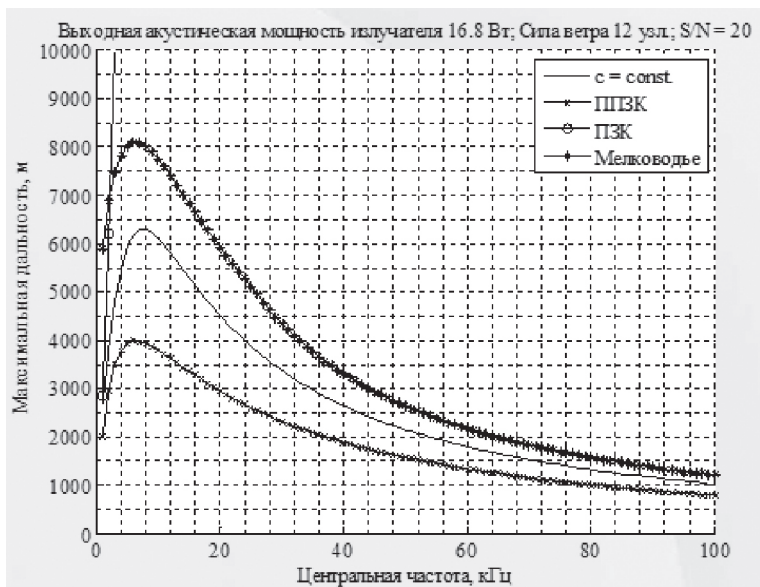


Рис. 9.2. Зависимость дальности действия ГА модемов от центральной частоты сигнала [14].

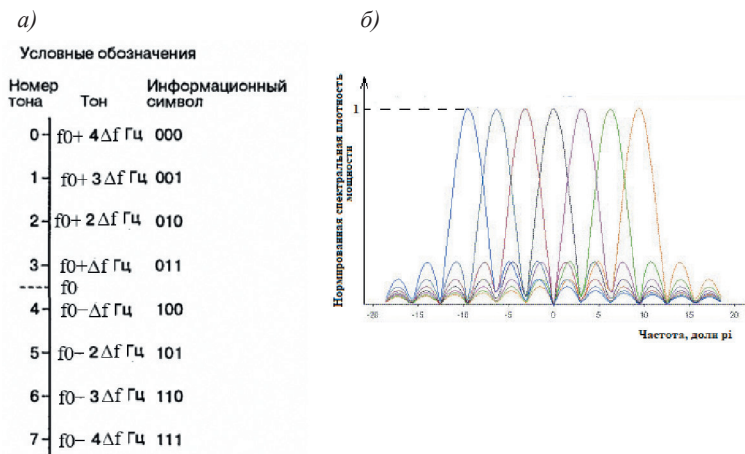


Рис. 9.3. а) Условная схема многочастотной манипуляции MFSK, f_0 — несущая частота; б) результат численного моделирования спектра MFSK, при котором расстояние между несущими равнялось π радиан, что соответствует передаче семи тонов последовательно переключаемых с частотой, равной разнице частот между соседними несущими.

В приемнике хорошо различаются те сигналы, которые являются ортогональными. Чтобы сигналы были ортогональными, они не должны коррелировать в течение времени передачи символа, т.е. должно выполняться условие:

$$\int_0^T S_1(t) S_2(t) dt = 0.$$

В векторном представлении сигналов угол между сигнальными векторами должен быть равен 90° . Предполагается, что сигналы MFSK являются ортогональными. Как можно судить об ортогональности сигналов в частотной модуляции? По скорости передачи сигналов. Если при данной скорости передачи на каждой из выбранных частот передается целое число бит, то сигналы являются ортогональными. Если при данной скорости на каждой из выбранных частот передается не целое число бит, то сигналы ортогональными не являются. Таким образом, во время передачи сигнала на одной частоте все другие частоты должны молчать. Однако как видно из рис. 9.3 б, в спектре сигнала MFSK на каждой из частот кроме главного лепестка спектральной плотности мощности появляются также боковые, которые могут мешать приему следующего частотного сигнала, если в момент приема их амплитуда отличается от нуля.

MPSK (Multiple Phase-Shift Keying) — это многопозиционная фазовая манипуляция. Она позволяет регулировать фазу несущей для достижения более высокой эффективности модуляции и полного использования характеристик фазы сигнала. Фазовая манипуляция (англ. Phase-shift keying (PSK)) предполагает изменение фазы несущего сигнала в зависимости от передаваемого символа. Для передачи «0», например, может быть использована начальная фаза 0 градусов, а для «1» — 180 градусов. Этот вид манипуляции более сложен в реализации, но вместе с тем и наиболее помехоустойчив из трех. Одним из основных недостатков фазовой манипуляции является эффект «обратной работы» в фазовом детекторе (устройстве, выделяющем из манипулированного сигнала информационный), когда ошибка в одном символе может привести к ошибочному детектированию всех последующих символов. От этого нежелательного эффекта свободна относительная (дифференциальная) фазовая манипуляция (ОФМ, MDPSK). Ее принцип заключается в том, что фаза символа определяется не только текущим значением информационного сигнала, но и значением предшествующих символов.

Рассмотрим процесс дифференциальной фазовой манипуляции для случая бинарных сигналов — BPSK (binary phase shift keying). Дифференциальное кодирование начинается с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности. Затем последовательность закодированных битов $c(k)$ может, в общем случае, кодироваться одним из двух способов:

$$c(k) = c(k-1) \oplus m(k) \quad (9.1)$$

или

$$c(k) = \overline{c(k-1) \oplus m(k)}. \quad (9.2)$$

Здесь символ \oplus представляет сложение по модулю 2, а черта над выражением означает его дополнение. На рисунке 9.4 дифференциальное кодирование выполнено с помощью уравнения 9.2. Текущий бит кода $c(k)$ равен единице, если бит сообщения $m(k)$ совпадает с предыдущим закодированным битом $c(k-1)$, в противном случае $c(k) = 0$. Кодированная последовательность битов $c(k)$ затем преобразовывается в последовательность сдвигов фаз $\theta(k)$, где единица представляется сдвигом фазы на 180° , а ноль — нулевым сдвигом фазы.

Рассмотрим теперь векторное представление неортогональных сигналов — сигналов многофазной манипуляции (multiple phase shift keying — MPSK). На рисунке 9.5 показаны наборы сигналов MPSK для $M = 2, 4, 8$ и 16 .

Индекс дискретизации, k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Информационное сообщение, $m(k)$		1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
Сообщение в дифференциальной кодировке (первый бит произвольный), $c(k)$	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1
Соответствующий сдвиг фаз, $\theta(k)$	π	π	π	0	0	π	π	π	0	π	π

Рис. 9.4. Принцип дифференциальной (относительной) фазовой манипуляции ОФМ — DPSK.

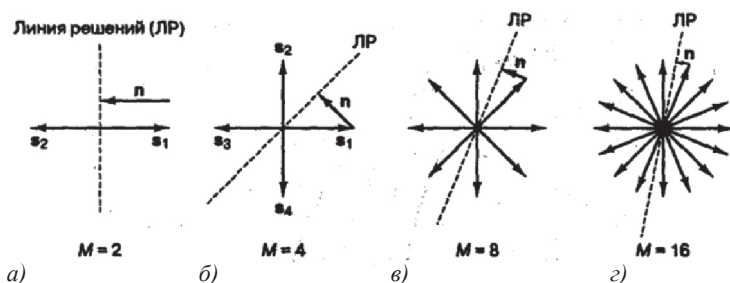


Рис. 9.5. Наборы сигналов MPSK для $M = 2, 4, 8$ и 16 .

На рисунке 9.5 *а* показаны бинарные ($k = 1$; $M = 2$) антиподные векторы s_1 и s_2 , угол между которыми равен 180° . Граница областей решений разделяет сигнальное пространство на две области. На рисунке также показан вектор шума n , равный по амплитуде сигналу s_1 . При указанных направлении и амплитуде энергия вектора шума является минимальной для того, чтобы допустить ошибку в символе при приеме. На рисунке 9.5 *б* показаны 4-арные ($k = 2$; $M = 4$) ортогональные векторы, расположенные друг к другу под углом 90° . Границы областей решений (на рисунке изображена только одна) делят сигнальное пространство на четыре области. Здесь также изображен вектор шума n (начало — в вершине вектора сигнала, направление перпендикулярно ближайшей границе областей решений), являющийся вектором минимальной энергии, достаточной для того, чтобы допустить символьную ошибку при приеме. Вектор шума минимальной энергии на рисунке 9.5 *б* меньше вектора шума на рисунке 9.5 *а*, что свидетельствует о большей уязвимости 4-арной системы по сравнению с бинарной (энергии сигналов в обоих случаях взяты равными). Изучая рисунки 9.5 *в*, *г* можно заметить следующую закономерность. При многофазной передаче сигналов по мере роста величины M на сигнальную плоскость помещается все больше сигнальных векторов. По мере того, как векторы располагаются плотнее, для появления ошибки вследствие шума требуется все меньше энергии.

Размещение большего числа векторов сигналов в сигнальном пространстве эквивалентно повышению скорости передачи данных без увеличения системной ширины полосы (все векторы ограничиваются одной и той же плоскостью), т.е. повышению использования полосы за счет вероятности ошибки. Чем можно

поступиться, чтобы «выкупить» возросшую вероятность ошибки? Иными словами, чем мы можем поступиться, чтобы расстояние между соседними векторами сигналов на рисунке 9.5 *z* стало таким же, как на рисунке 9.5 *a*? Можно увеличивать интенсивность сигнала (сделать векторы сигналов длиннее), пока минимальное расстояние от вершины вектора сигнала до линии решений не станет равным размеру вектора шума на рисунке 9.5 *a*. Таким образом, для неортогонального набора сигналов MPSK по мере роста M можно увеличивать производительность полосы либо за счет повышения вероятности ошибки, либо за счет увеличения отношения $\frac{E_b}{N_0}$ — битового отношения сигнал/шум.

Битовое отношение сигнал/шум используется при цифровой обработке сигнала вместо отношения средней мощности сигнала к средней мощности шума (S/N или SNR), используемого при аналоговой обработке сигналов потому, что цифровой символ может состоять из разного количества бит в соответствии с его оцифровкой.

E_b — это энергия бита, и ее можно описать как мощность сигнала S , умноженную на время передачи бита T_b . N_0 — это спектральная плотность мощности шума, и ее можно выразить как мощность шума N , деленную на ширину полосы W . Поскольку время передачи бита и скорость передачи битов R_b , взаимно обратны, T_b можно заменить на $\frac{1}{R_b}$.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N} = \frac{S}{N} \frac{R_b}{W}. \quad (9.3)$$

В связи с вышесказанным, несмотря на высокую эффективность использования полосы пропускания канала передачи, сигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией весьма заметно подвержены влиянию фазоманипулированной помехи. По мере увеличения позиционности сигналов это влияние усиливается.

Поэтому для того, чтобы увеличить эффективность использования полосы пропускания канала передачи, но не допустить роста вероятности битовой ошибки, используется квадратурная фазовая манипуляция (QPSK — quadrature phase shift keying).

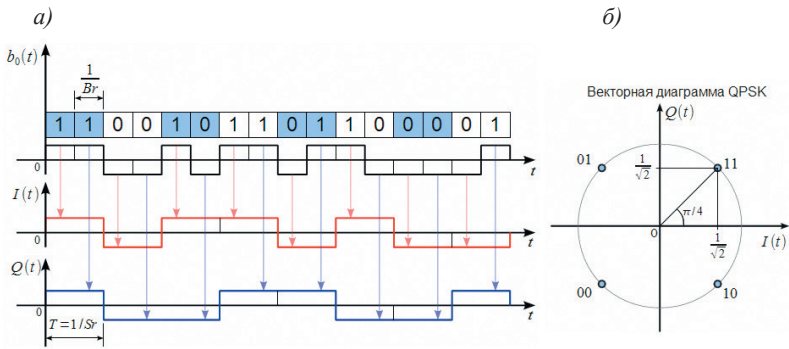


Рис. 9.6. а) Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала; б) сигнальное созвездие QPSK [15].

В схеме QPSK применяется разбиение исходного битового потока на четные и нечетные биты, тогда синфазный канал $I(t)$ будет кодировать четные биты, а квадратурный канал $Q(t)$ — нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным и квадратурным сигналами. Это наглядно показано на осциллограммах, приведенных на рисунке 9.6 для информационного потока «1100101101100001». Длительность одного символа $T = 1/Sr$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию QPSK условно показано на рисунке 9.7.

Синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие это ничто иное, как реальная и мнимая части комплексной огибающей QPSK сигнала $z(t) = I(t) + jQ(t)$, которые являются входными сигналами квадратурного модулятора. Тогда можно представить $S_{\text{QPSK}}(t)$ через его комплексную огибающую $z(t)$:

$$S_{\text{QPSK}}(t) = \Re[z(t) \exp(j\omega_0 t)]. \quad (9.4)$$

Сигнал $S_{\text{QPSK}}(t)$ имеет вид:

$$S_{\text{QPSK}}(t) = I(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (9.5)$$

Из комплексной огибающей можно выделить фазовую огибающую как:

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{\Im[z(t)]}{\Re[z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right). \quad (9.6)$$

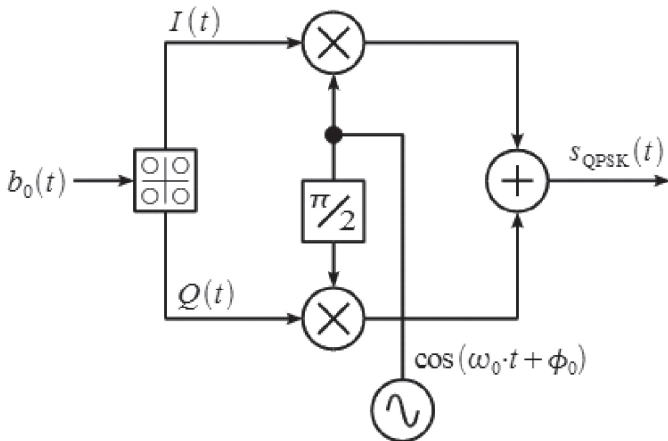


Рис. 9.7. Структурная схема QPSK модулятора.

Важно отметить, что арктангенс должен вычисляться с учетом четверти комплексной плоскости (функции арктангенс 2). Вид фазовой огибающей $\varphi(t)$ для информационного потока «1100101101100001» показан на рисунке 9.8.

Фазовая огибающая представляет собой ступенчатую функцию времени, претерпевающую разрывы в моменты смены символа QPSK (напомним, что один символ QPSK несет два бита информации). При этом в пределах одного символа векторная диаграмма QPSK находится всегда в одной точке созвездия, как это показано внизу, а при смене символа — скачкообразно переходит в точку соответствующую следующему символу. Поскольку у QPSK всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm 3\pi/4$.

Амплитудная огибающая QPSK сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}. \quad (9.7)$$

Отметим, что амплитудная огибающая QPSK сигнала равна единице всюду, за исключением моментов смены передаваемых символов, т. е. в моменты перескока фазы и перехода очередной точке созвездия.

Пример осциллограммы QPSK сигнала при входном битовом потоке «1100101101100001» при скорости передачи информации $B_r = 10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рисунке 9.9.

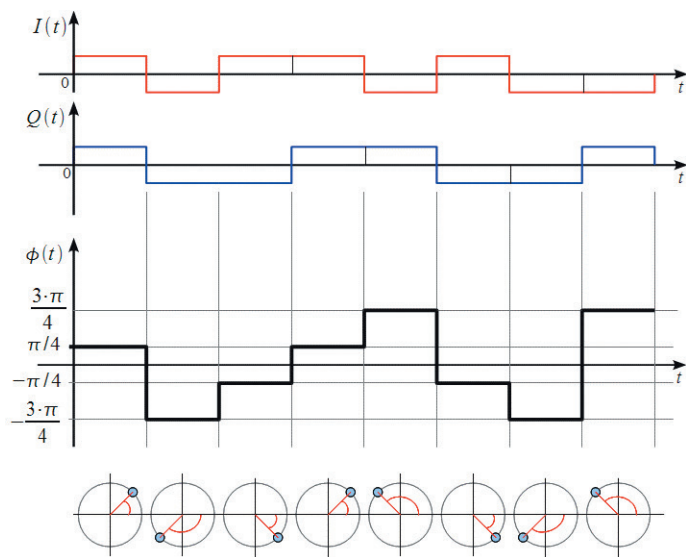


Рис. 9.8. Фазовая огибающая QPSK сигнала.

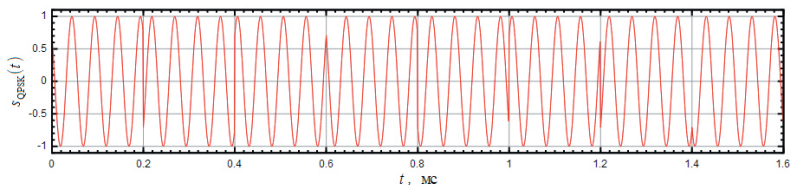


Рис. 9.9. Осциллограмма QPSK сигнала.

Обратим внимание, что фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm 3\pi/4$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться, или измениться на $\pm\pi/2$ или на $\pm\pi$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $Br = 10$ кбит/с мы имеем символьную скорость $Sr = Br/2 = 5$ кбит/с, и длительность одного символа $T = 1/Sr = 0.2$ мс, что отчетливо видно на осциллограмме (скачок фазы происходит через 0.2 мс).

На рисунке 9.10 показаны спектр BPSK $|S_{\text{BPSK}}(f)|^2$ и спектр QPSK $|S_{\text{QPSK}}(f)|^2$ сигналов при $Br = 10$ кбит/с и несущей частоте 100 кГц. Можно заметить, что ширина главного лепестка, а также

боковых лепестков QPSK сигнала вдвое меньше, чем у BPSK сигнала при одной скорости передачи информации. Это обусловлено тем, что символьная скорость S_r QPSK сигнала вдвое меньше скорости передачи информации B_r , в то время как символьная скорость BPSK равна скорости передачи информации. Уровни боковых лепестков QPSK и BPSK равны.

Ранее мы рассматривали вопрос сужения полосы сигнала при использовании формирующих фильтров Найквиста с частотной характеристикой вида приподнятого косинуса. Формирующие фильтры позволяют обеспечить передачу BPSK сигнала со скоростью 1 бит/с на 1 Гц полосы сигнала при исключении межсимвольной интерференции на приемной стороне. Однако такие фильтры нереализуемы, поэтому на практике применяют формирующие фильтры обеспечивающие 0.5 бит/с на 1 Гц полосы сигнала. В случае с QPSK скорость передачи B_r информации вдвое больше символьной скорости S_r , тогда использование формирующих фильтров дает нам возможность передавать 0.5 символа в секунду на 1 Гц полосы, или 1 бит/с цифровой информации на 1 Гц полосы при использовании фильтра с АЧХ вида приподнятого косинуса. Импульсная характеристика $h(t)$ формирующего фильтра Найквиста зависит от параметра $0 \leq \beta \leq 1$ имеет вид:

$$h(t) = \sin c \left(\pi \frac{t}{T} \right) w(t), \quad w(t) = \frac{\cos \left(\pi \beta \frac{t}{T} \right)}{1 - 4\beta^2 \frac{t^2}{T^2}}. \quad (9.8)$$

На рисунке 9.10 показаны спектры $|S_{\text{BPSK}}(f)|^2$ и $|S_{\text{QPSK}}(f)|^2$ при использовании формирующих фильтров Найквиста с параметром $\beta = 1$.

Манипуляция QPSK при применении фильтров Найквиста типа приподнятого косинуса называется манипуляцией с минимальным сдвигом (MSK).

На рисунке 9.11 черным цветом показан спектр QPSK сигнала без использования формирующего фильтра. Видно что применение фильтра Найквиста позволяет полностью подавить боковые лепестки как в спектре BPSK так и в спектре QPSK сигналов. Структурная схема QPSK модулятора при использовании формирующего фильтра показана на рисунке 9.12. Графики, поясняющие работу QPSK модулятора показаны на рисунке 9.13.

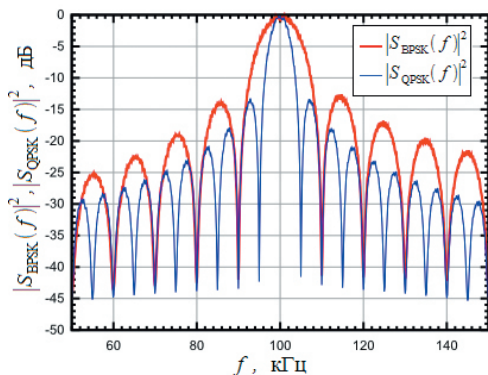


Рис. 9.10. Спектр QPSK сигнала.

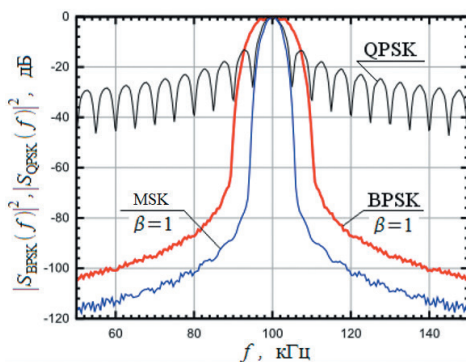


Рис. 9.11. Сравнение спектров различных типов квадратурной фазовой манипуляции.

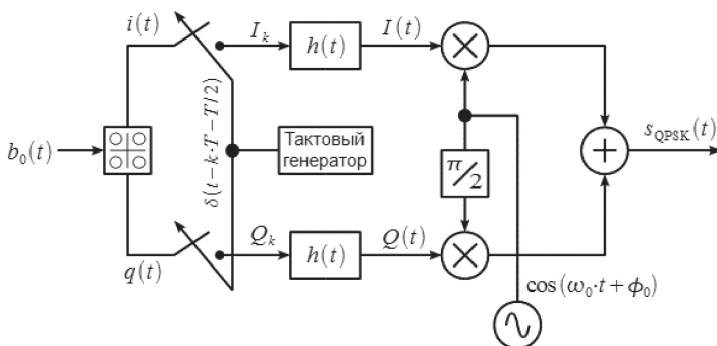


Рис. 9.12. Структурная схема QPSK модулятора с использованием формирующего фильтра.

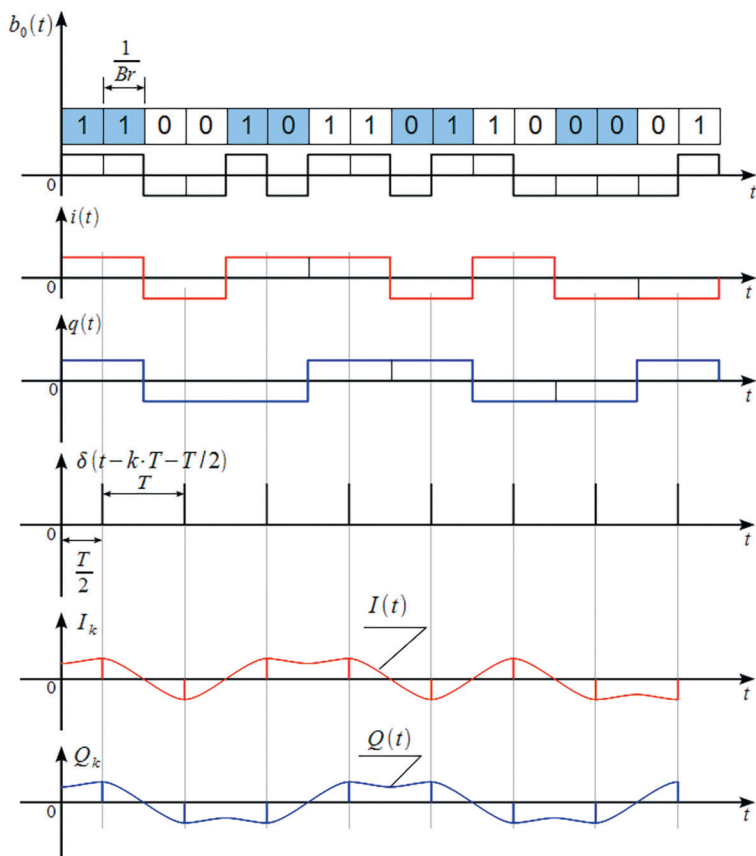


Рис. 9.13. Графики, поясняющие работу QPSK модулятора с использованием формирующего фильтра.

Цифровая информация поступает со скоростью Bv и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием QPSK, длительность одного передаваемого символа равна $T = 1/Sv = 2/Bv$. Тактовый генератор выдает последовательность дельта-импульсов с периодом T , но отнесенных к центру импульса $i(t)$ и $q(t)$, как это показано на четвертом графике. Импульсы тактового генератора стробируют $i(t)$ и $q(t)$ при помощи ключей и получаем отсчеты I_k и Q_k , показанные на двух нижних графиках, которые возбуждают формирующий фильтр интерполятор с импульсной характеристикой $h(t)$ и на выходе имеем синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, которые подаются на

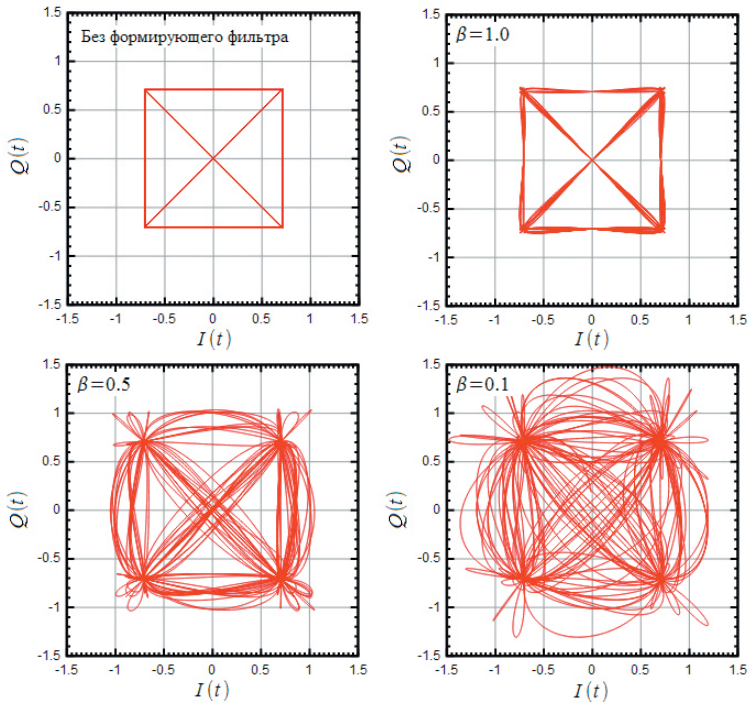


Рис. 9.14. Траектории движения вектора комплексной огибающей QPSK сигнала при различных параметрах формирующего фильтра Найквиста.

универсальный квадратурный модулятор. На выходе модулятора получаем QPSK сигнал с подавлением боковых лепестков спектра.

Обратим внимание, что синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие становятся непрерывными функциями времени, в результате вектор комплексной огибающей QPSK уже не находится в точках созвездия, перескакивая во время смены символа, а непрерывно движется комплексной плоскости как это показано на рисунке 9.14 при использовании фильтра приподнятого косинуса с различными параметрами β .¹

¹ Сигнальное созвездие — это графический метод представления модулированных сигналов в цифровой связи. Оно используется для визуализации символов, передаваемых в модулированном сигнале, и помогает анализировать качество передачи данных и обнаруживать искажения.

На диаграмме созвездия каждая точка (или символ) представляет комплексное значение модулированного сигнала, где ось обозначает реальную часть сигнала, а ось — мнимую часть. Точки располагаются в узлах сетки, которые соответствуют различным комбинациям фаз и амплитуд сигнала.

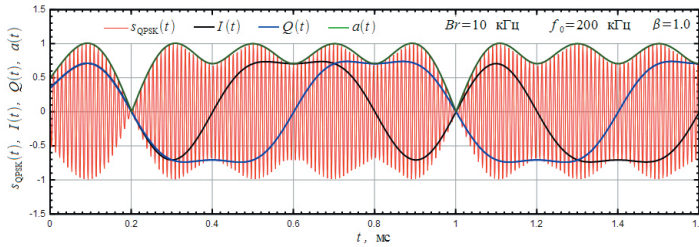


Рис. 9.15. Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста.

На верхнем левом графике показана векторная диаграмма при отсутствии формирующего фильтра при скачкообразном перемещении вектора комплексной огибающей. Если включить фильтр Найквиста, то при уменьшении β векторная диаграмма превращается в «клубок». При $\beta=1$ получаем наилучшее приближение к идеальной диаграмме.

При непрерывном движении вектора комплексной огибающей его амплитуда начинает меняться во времени, значит у QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра начинает меняться амплитудная огибающая $a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, что наглядно демонстрируется осциллограммой QPSK сигнала, показанной на рисунке 9.15.

Важно отметить, что в модуляции MSK при непрерывных $I(t)$ и $Q(t)$ фазовая огибающая (9.6) также становится непрерывной функцией времени и перестает меняться скачкообразно а плавно перетекает от символа к символу, что и приводит к сужению спектра QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра, что устраняет существенный недостаток фазовой манипуляции является необходимость широкой полосы пропускания для передачи фазоманипулированного сигнала, обусловленной расширением спектра из-за резких переходов между фазой предыдущего и последующего символа.

Из рисунка 9.16 видно, что фильтр Найквиста приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции. При этом в точках, когда и синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей равны нулю, амплитуда $a(t)$ QPSK сигнала также падает до нуля, и фаза поворачивается на π радиан. Глубокая амплитудная модуляция — это негативный эффект, который устраняется при применении QPSK со сдвигом (OQPSK) модуляции.

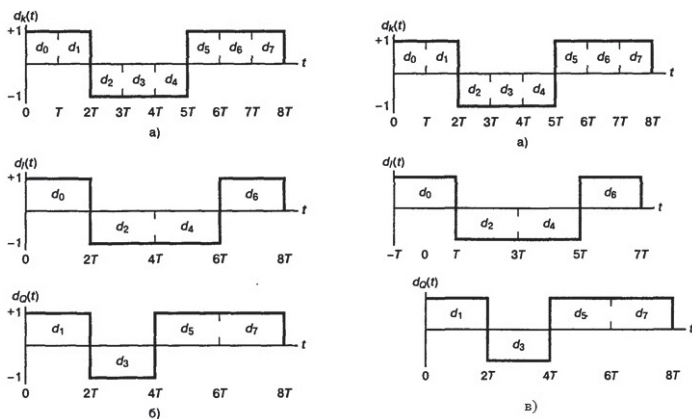


Рис. 9.16. а) Исходный поток битов; б) Поток битов в модуляции QPSK; в) Поток данных при модуляции OQPSK.

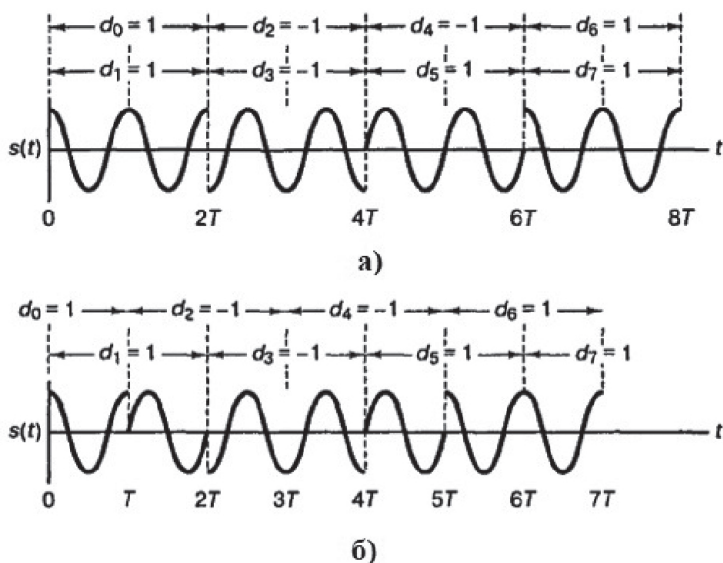


Рис. 9.17. а) сигнал в модуляции QPSK; б) сигнал в модуляции OQPSK.

В OQPSK, которую иногда называют QPSK с разнесением используется также разделение потока данных и ортогональная передача. Разница заключается в том, что потоки $d_l(t)$ и $d_q(t)$ синхронизированы со сдвигом T (рисунок 9.17).

Если сигнал, модулированный QPSK, подвергается фильтрации для уменьшения побочных максимумов спектра, результирующий сигнал может не иметь постоянной огибающей и, фактически, случайный фазовый сдвиг на 180° вызовет моментальное обращение огибающей в нуль (рисунок 9.17 а).

При модуляции OQPSK потоки импульсов $d_1(t)$ и $d_0(t)$ не могут одновременно изменить состояние, несущая не может изменить фазу на 180° , поскольку за один раз переход может сделать только один из компонентов. Поэтому огибающая не обращается в нуль, как это происходит при модуляции QPSK (рисунок 9.17 б).

Существуют схемы восстановления постоянной огибающей, но они нелинейны, поэтому при их применении будут восстанавливаться и все нежелательные частотные боковые максимумы в спектре модулированного сигнала, которые могут интерферировать с сигналами соседних каналов и других систем связи.

Вопросы к лекции 9

1. Поясните процесс полосовой модуляции.
2. Какие параметры сигнала могут варьироваться при полосовой манипуляции?
3. Нарисуйте условную схему частотной модуляции и спектр сигнала MFSK.
4. Как можно судить об ортогональности сигналов MFSK?
5. Какой параметр сигнала изменяется в модуляции MPSK.
6. Какой недостаток фазовой манипуляции должна устранять модуляция DPSK?
7. Что происходит по мере увеличения числа сигнальных векторов в MPSK?
8. Причины использования в цифровой обработке битового отношения сигнал/шум вместо отношения средней мощности сигнала к средней мощности шума (S/N или SNR).
9. Причины применения модуляции QPSK.
10. Нарисуйте структурную схему модуляции QPSK, поясните ее процесс.
11. Почему применяется MSK? Нарисуйте схему MSK. Почему применяется OQPSK?

Лекция 10.

Специфические способы модуляции гидроакустических сигналов

Метод ортогонального мультиплексирования с частотным разделением

Несмотря на то, что метод OFDM дословно расшифровывается как мультиплексирование с ортогональным частотным разделением, его все-таки в первую очередь относят к методам цифровой модуляции. Дело в том, что метод OFDM использует одновременно и модуляцию и мультиплексирование, но мультиплексирование особенное. Обычное мультиплексирование подразумевает объединение различных сигналов от разных источников, здесь же происходит объединение составных частей одного и того же сигнала.

Сущность метода OFDM (ортогонального мультиплексирования с частотным разделением) заключается в разделении полного диапазона частот сигнала на некоторое число неперекрывающихся частотных подканалов (поднесущих) с меньшими скоростями.

При этом каждый подканал модулируется отдельным символом, затем эти каналы мультиплексируются по частоте и данные передаются параллельно на ортогональных поднесущих.

По сравнению с передачей, использующей одну несущую, этот подход обеспечивает повышенную устойчивость к узкополосным помехам и искажениям в канале связи. Также достигается более высокий уровень гибкости системы, так как параметры модуляции, такие как размер сигнального созвездия, скорость кодирования, могут быть выбраны независимо для каждой поднесущей.

Ортогональные сигналы обладают замечательным свойством — их взаимная энергия равна нулю. Ортогональность поднесущих позволяет на приеме выделить каждую из них из общего сигнала даже в случае частичного перекрытия их спектров. Поскольку поднесущие располагаются вплотную друг к другу и даже частично накладываются друг на друга (см. рис. 10.1)

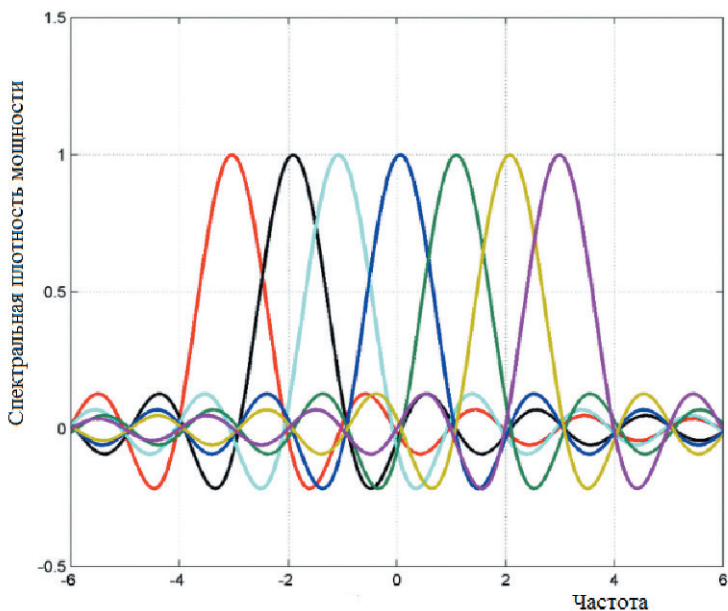


Рис. 10.1. Взаимное расположение поднесущих частот в сигнале OFDM.

спектральная эффективность¹ модулированного OFDM сигнала получается высокой.

На практике сигналы OFDM получаются путём использования БПФ (быстрое преобразование Фурье). При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем подканалам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой, что создает предпосылки для подавления межсимвольной интерференции. Подканалы имеют ортогональные несущие и защитные интервалы и в этом смысле снижают полезную (информационную) скорость передачи.

Как видно из рисунка 10.1, каждая поднесущая представлена отдельным пиком. Обратите внимание, что в точке пика каждой поднесущей значение остальных поднесущих равно нулю.

¹ $\frac{R}{W}$ (отношение скорости передачи к полосе пропускания канала передачи)

— это мера объема данных, которые можно передать через единицу полосы частот за данное время, следовательно, она отображает эффективность использования ресурса полосы пропускания.



Рис. 10.2. Передатчик OFDM сигнала.

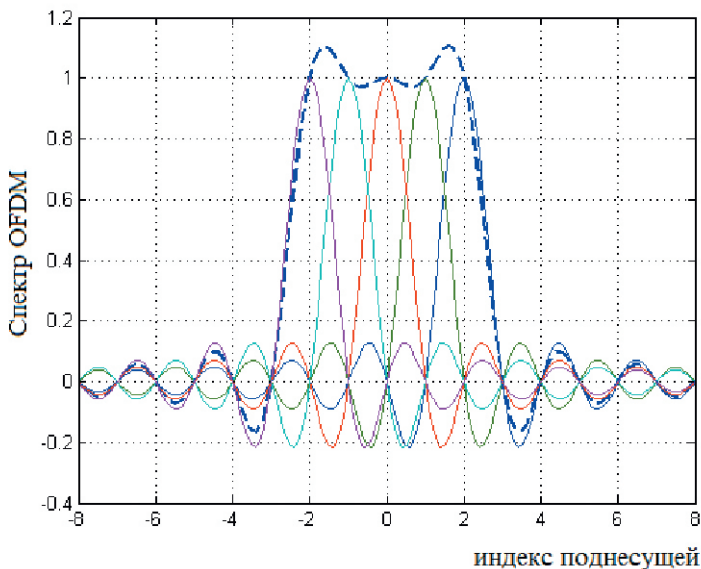


Рис. 10.3. спектр выходного сигнала передатчика OFDM сигнала, усредненный методом Уэлча.

На оси времени каждой кривой соответствует свой модулированный сигнал. Сумма всех этих сигналов дает сложный по форме OFDM-сигнал.

На рисунке 10.2. показана структурная схема передатчика OFDM сигнала. На рисунке 10.3 показан спектр выходного сигнала передатчика, усредненный методом Уэлча.

Сигнал OFDM представляет собой сумму нескольких ортогональных поднесущих, на каждой из которых передаваемые на основной частоте данные независимо модулируются с помощью

одного из типов модуляции (BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM и др.). Далее этим суммарным сигналом модулируется радиочастота.

$s[n]$ — это последовательный поток двоичных цифр. Перед обратным быстрым преобразованием Фурье (FFT^{-1}) этот поток преобразуется сначала в N параллельных потоков, после чего каждый из них отображается в поток символов с помощью процедуры фазовой (BPSK, QPSK, 8-PSK) или амплитудно-фазовой квадратурной модуляции (QAM). При использовании модуляции BPSK получается поток двоичных чисел (1 и -1), при QPSK, 8-PSK, QAM — поток комплексных чисел. Так как потоки независимы, то способ модуляции и, следовательно, количество бит на символ в каждом потоке могут быть разными. Следовательно, разные потоки могут иметь разную битовую скорость. Например, пропускная способность линии 2400 бод (символов в секунду), и первый поток работает с QPSK (2 бита на символ) и передает 4800 бит/с, а другой работает с QAM-16 (4 бита на символ) и передает 9600 бит/с.

Обратное преобразование Фурье FFT^{-1} считается для N одновременно поступающих символов, создавая такое же множество комплексных отсчетов во временной области (time-domain samples). Далее цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) преобразуют в аналоговый вид отдельно действительную и мнимую компоненты, после чего они модулируют, соответственно, радиочастотную косинусоиду и синусоиду. Эти сигналы далее суммируются и дают передаваемый сигнал $s(t)$.

На рисунке 10.4 показана структурная схема приемника OFDM сигналов.

Приемник принимает сигнал $r(t)$, выделяет из него косинусную (\cos) и синусную (\sin) квадратурные составляющие с помощью умножения $r(t)$ на $\cos(2\pi f_c t)$ и $\sin(2\pi f_c t)$ и фильтров нижних частот, которые отфильтровывают колебания в полосе вокруг $2f_c$.



Рис. 10.4. Приемник OFDM сигналов.

Получившиеся сигналы далее оцифровываются с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП), подвергаются прямому быстрому преобразованию Фурье (FFT). Получается сигнал в частотной области.

Теперь есть N параллельных потоков, каждый из которых преобразуется в двоичную последовательность с помощью заданного алгоритма фазовой модуляции (при использовании в передатчике BPSK, QPSK, 8-PSK) или амплитудно-фазовой квадратурной модуляции (при использовании в передатчике QAM). В идеале получается поток битов, равным потоку, который передал передатчик.

Существует три типа поднесущих OFDM: данные, пилот и пустой указатель. Поднесущие данных используются для передачи данных, в то время как экспериментальные поднесущие используются для оценки канала. На пустых поднесущих нет никакой передачи, которые обеспечивают пустой указатель DC (рисунок 10.5) и обеспечивают буферы между блоками ресурса OFDM. Эти буферы называются защитными полосами, цель которых состоит в том, чтобы предотвратить межсимвольную интерференцию. Следовательно, объект модулятора OFDM позволяет пользователю присваивать индексы поднесущей.

Согласно концепции защитных полос, они используются, чтобы обеспечить временное разделение между символами OFDM так, чтобы сигнал не терял ортогональность из-за дисперсии сигналов в канале связи. Если защитный интервал более длинен, чем передача сигнала, каждый символ не смешивается с другими символами. Защитные интервалы создаются при помощи циклических префиксов, в которые последняя часть символа OFDM копируется и вставляется как первая часть символа OFDM (рисунок 10.6). Преимущество циклической префиксной вставки сохраняется, пока промежуток дисперсии времени не превышает

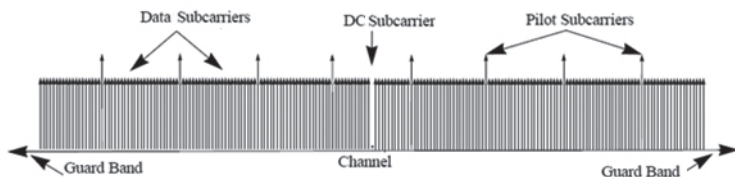


Рис. 10.5. Расположение поднесущих, пилот-сигнала и защитных полос в сигнале OFDM.

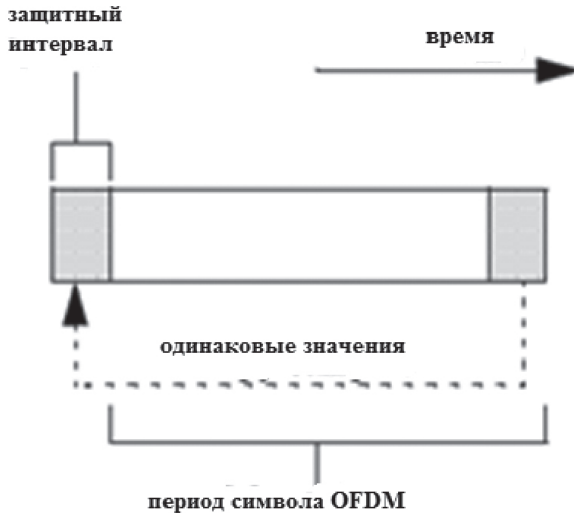


Рис. 10.6. Установка циклического префикса в сигнал OFDM.

длительность циклического префикса. Модулятор OFDM устанавливает циклическую длину префикса. Недостатком использования циклического префикса является увеличение задержек.

В виду того, что алгоритм FFT/IFFT работает эффективно с выборками размерности кратными степеням двойки, то количество поднесущих в OFDM используется аналогичной кратности.

Расстояние можно определить с помощью измерения задержки распространения импульсного сигнала. Как следует из рисунка 11.2, погрешность такого измерения Δt прямо пропорциональная времени нарастания сигнала, которое, в свою очередь, обратно пропорционально ширине полосы сигнала

$$\Delta t \approx \frac{1}{W}. \quad (10.1)$$

Таким образом, точность измерения расстояния до объекта может быть повышена за счет увеличения ширины полосы зондирующего сигнала.

Исходя из принципа неопределенности Габора¹ простым называется сигнал, для которого база сигнала $FT \ll 1$, а значит,

¹ Компромисс между временным и спектральным разрешением (принцип Габора) ограничивает минимальную продолжительность, необходимую для точной идентификации или различения высоты тона.

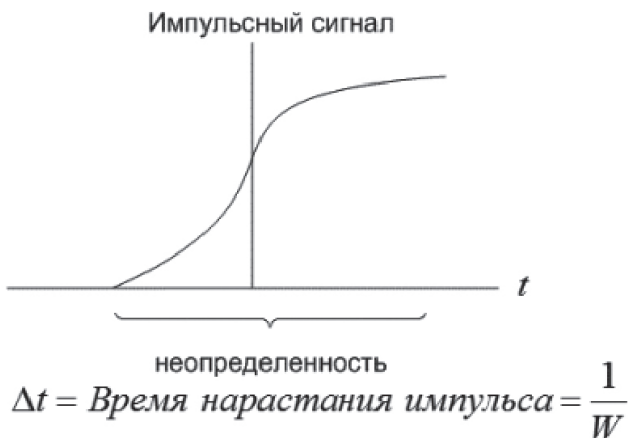


Рис. 10.7. Измерение времени задержки распространения.

длительность и полоса тесно связаны друг с другом. Единственным способом увеличения полосы, занимаемой простым сигналом, служит уменьшение его длительности, т.е. его укорачивание. Детерминированный сигнал, для которого база сигнала $FT \gg 1$ и полоса которого может изменяться независимо от длительности, называется сложным сигналом или сигналом с расширенным спектром. В русскоязычной литературе сложные сигналы принято отождествлять с шумоподобными сигналами (ШПС). Подобие с шумом в данном конкретном случае определяется схожестью закона распределения амплитудного спектра сложного сигнала с законом распределения амплитудного спектра белого гауссовского шума на ограниченной полосе частот.

Преимущество сложных сигналов над простыми объясняется их свойствами:

- обладают высокой помехозащищенностью при действии мощных помех;

- дают возможность совместить прием информации с высокой достоверностью и измерение параметров движения объекта с высокой точностью (преимущественно для сложных сигналов с линейной частотной модуляцией);

- позволяют обеспечить кодовую адресацию большого числа абонентов и их разделение при работе в общей полосе частот (для сложных сигналов модулированных псевдослучайными последовательностями).

Также величина базы сигнала определяет помехоустойчивость:

$$q^2 = 2B\rho^2, \quad (10.2)$$

где q^2 — отношение сигнал/шум (SNR) на выходе приемника; ρ^2 — SNR на входе приемника; B — база сигнала.

Поскольку для сложных сигналов $B \gg 1$, видно, что SNR на выходе приемного устройства будет много выше, чем на входе. Таким образом, использование сложных сигналов с большой базой делает возможным построение системы, работающей при значениях SNR на входе приемника ниже 0 дБ.

Однако использование сложных зондирующих сигналов в гидролокации имеет свои особенности, связанные с существенно большим влиянием среды распространения на параметры акустического сигнала по сравнению с влиянием атмосферы Земли на электромагнитные колебания. Это обстоятельство приводит к тому, что не все зондирующие сигналы, используемые в настоящее время в радиолокации, могут быть использованы в гидролокации.

Одно из главных отличий распространения акустических волн в водной среде от распространения электромагнитных волн в атмосфере состоит в сильной зависимости поглощения акустических волн от частоты — затухание акустических волн на трассе распространения резко возрастает с увеличением частоты сигнала.

Поскольку на стороне приема необходимо разделять сигналы от различных объектов (маяков, станций, аппаратов или обеспечивающего судна), для чего целесообразно использование системы ортогональных сигналов.

Чтобы сигналы были ортогональными, они не должны коррелировать в течение времени передачи символа, т.е. должно выполняться условие:

$$\int_0^T s_1(t)s_2(t)dt = 0.$$

Широкополосные сигналы сами по себе не подразумевают свойство ортогональности по умолчанию, поэтому важен выбор системы сигналов.

Наиболее часто применяемые среди них: сигналы с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ), дискретные частотные (ДЧ) сигналы и фазоманипулированные (ФМ) сигналы.

Сигналы с линейно-частотной модуляцией являются непрерывными сигналами, частота которых меняется по линейному закону:

$$f(t) = f_0 + \vartheta t, \quad (10.2)$$

где f_0 — начальная частота сигнала; ϑ — скорость изменения частоты.

База ЛЧМ сигнала равна

$$B = \Delta f T = \vartheta T^2. \quad (10.3)$$

ДЧ сигналы представляют последовательность символов, несущие которых изменяются по заданному закону. Пусть число символов в ДЧ сигнале равно N_s , длительность символа $\tau_s = T/N_s$, ширина спектра символа $W_s = N_s/T$.

База ДЧ сигнала равна $B = WT = N_s W_s \cdot N_s \tau_s = N_s^2 \cdot W_s \tau_s = N_s^2$, поскольку база импульса $W_s \tau_s = 1$.

ФМ сигналы представляют последовательность импульсов, фазы которых изменяются по заданному закону. Обычно фаза принимает два значения (0 или π). Если число символов N_s , то длительность одного импульса равна $\tau_s = T/N_s$, а ширина его спектра равна $W_s = 1/\tau_s = N_s/T$. База ФМ сигнала равна $B = WT = T/\tau_s$, т.е. равна количеству импульсов.

Эффективное разделение ЛЧМ сигналов невозможно без сокращения полосы частот сигналов, а значит, снижения помехоустойчивости. Использование сигналов ДЧ и ФМ позволяет использовать кодовое разделение, а значит работать сразу во всей полосе частот. Предпочтение при организации широкополосных систем следует отдавать сигналам с формой спектра наиболее близкой к равномерной. Такая форма спектра обеспечивает наибольшую помехоустойчивость. Из этого следует, что сигналы ФМ и ЛЧМ более перспективны для применения в гидроакустике.

Рассмотрим **принцип модуляции S2C** (Sweep Spread Carrier — Расширение спектра с помощью развертки), который используется в модемах гидроакустических систем, выпускаемых немецкой компанией Evologics.

В системах радиосвязи используется ненаправляемая среда передачи, поэтому сигнал может передаваться от передатчика к приемнику по множеству отражающих путей. Это явление, называемое многолучевым распространением, может вызывать

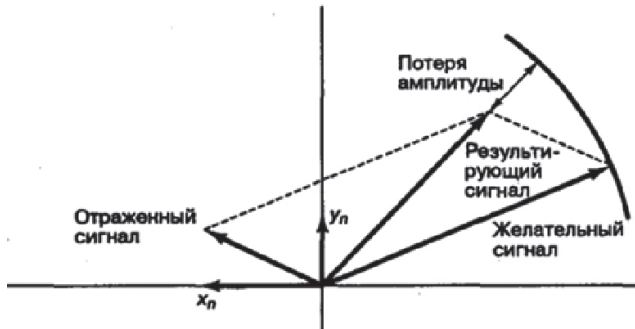


Рис. 10.8. Влияние многолучевого отражения сигнала на ожидаемый сигнал.

флуктуации амплитуды, фазы и угла прибытия полученного сигнала, что определило название «замирание вследствие многолучевого распространения».

На рисунке 10.8 показан один из механизмов, приводящих к замиранию сигнала в точке приема в каналах с многолучевым распространением. На рисунке отраженный сигнал запаздывает по фазе (из-за увеличения расстояния распространения) относительно ожидаемого сигнала. Отраженный сигнал также имеет меньшую амплитуду (функция коэффициента отражения препятствия).

Последствием интерференции лучей в точке приёма может быть неравномерность частотной характеристики канала связи, в результате которой некоторые частотные компоненты передаваемого сигнала в месте приёма имеют высокий уровень, а другие подавляются в результате вычитания сигналов, приходящих по разным лучам.

Разделение многолучевых компонентов сигнала, каждый из которых содержал бы только флуктуации, ассоциированные с одним единственным лучом распространения, могло бы стать «ключом» к существенному улучшению качества обработки принимаемого сигнала.

Особенностью способа модуляции S2C является то, что некий цифровой узкополосный сигнал (символ) модулирует такую несущую, частота которой непрерывно изменяется. Назовем ее частотно-модулированной несущей (ЧМ-несущей). В силу ограниченности доступной полосы частота несущей не может изменяться до бесконечности, и поэтому такая несущая будет состоять

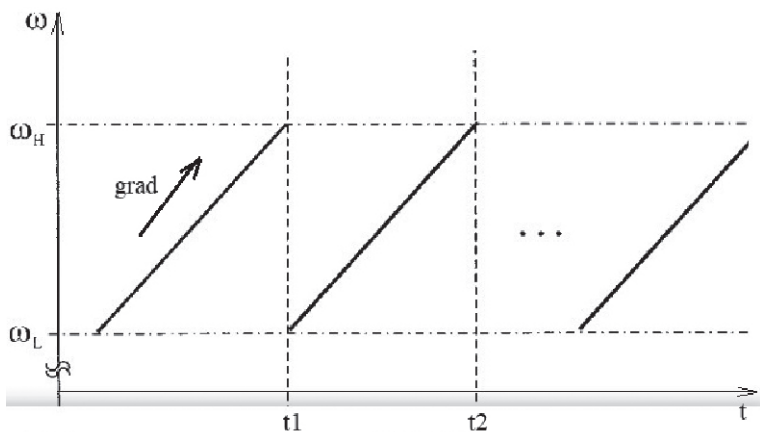


Рис. 10.9. Несущая частота модуляции S2C, состоящая из последовательности разверток с указанием изменения частотного градиента.

из последовательности частотно-модулированных фрагментов (ЧМ-фрагментов), ограниченных сверху и снизу пределами рабочей полосы частот (Рис. 10.9).

Преимущество данного решения для подводной акустической связи состоит в следующем. Обычно, когда сигнал постоянной частоты передается по каналу, характеризующемуся продолжительной и неустойчивой реверберацией, многолучевые компоненты складываются таким образом, что фаза и амплитуда принимаемого (суммарного) сигнала будут случайным образом изменяться. В таких неблагоприятных условиях передача информации посредством фазы и/или амплитуды сильно затрудняется, а при некоторых условиях становится невозможной. При применении же дополнительной частотной модуляции несущего сигнала эта проблема может быть успешно решена. Если частотный градиент имеет достаточно большую величину, тогда каждый многолучевой компонент, приходящий к приемнику со своей индивидуальной временной задержкой τ_i , будет иметь собственное мгновенное значение частоты в момент времени t_i , существенно отличающееся от мгновенных частот всех других многолучевых компонентов (это отличие выражается величиной $\Delta\omega_i$ на рисунке 10.10). В этих условиях маскирование, вызванное наличием интерферирующих лучей, может быть устранено с помощью низкочастотной фильтрации [17].

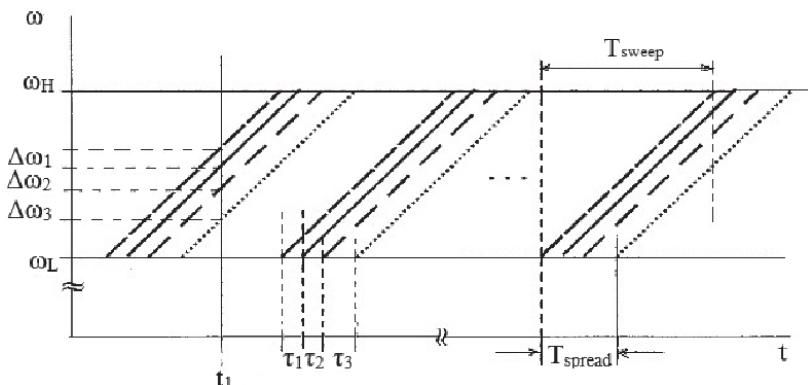


Рис. 10.10. Схематическое изображение сонограммы, зарегистрированной на приемной стороне.

Чем выше частотный градиент¹, тем более высокое разрешение многолучевых компонентов может быть достигнуто. Поскольку акустические сигналы распространяются под водой с относительно небольшой скоростью, частотные градиенты, позволяющие достичь достаточного разрешения лучей, лежат в пределах реализуемости.

Следует отметить, что гидроакустической технике использование ЛЧМ сигналов показывает больший уровень боковых лепестков корреляционной функции по сравнению с фазовой манипуляцией (ФМ).

Возможность применения ФМ в качестве сложных сигналов различной длины ограничена только используемой при обработке аппаратурой, и в настоящее время это ограничение все меньше играет критичную роль при реализации систем связи с применением сложных сигналов. Можно осуществлять реализацию таких сигналов с относительно большой длительностью. Так же, ФМ позволяют широко использовать цифровые методы и технику при их формировании и обработке. Следует отметить ФМ наиболее пригоден для многоабонентских систем, которыми в общем случае должны являться системы связи, навигации и телеуправления, так как увеличение длительности базовой последовательности позволяет получить практически неограниченное

¹ Градиент — это вектор, который показывает, в каком направлении и как быстро меняется значение некоторой функции, в данном случае функции зависимости частоты ЛЧМ сигнала от времени

количество ФМ, обладающих хорошими автокорреляционными свойствами и ортогональных между собой. Анализ гидроакустических телекоммуникационных систем показал, что подавляющее большинство современных производителей ориентирует свои системы на навигационное обеспечение только одного подводного аппарата. В настоящее время актуальной задачей является одновременное использование нескольких подводных роботов одного и/или различного типа и функционала на одной территории для решения общей задачи. Применение сложных ФМ позволит сформировать для каждого подводного аппарата свой набор ортогональных последовательностей. Таким образом становится возможным осуществление независимого адресного телекоммуникационного взаимодействия обеспечивающего судна и каждого аппарата, или аппаратов между собой.

В модемах LinkQuest используется запатентованная технология BASS (Broadband Acoustic Spread Spectrum). Информация о данном типе модуляции в открытой печати не приводится. Для возможности оценки деталей рассмотрим описание технологии Spread Spectrum как более общего класса методов, к которому относится BASS.

В частности, для придания ФМ сигналу свойств шумоподобности используется технология расширения спектра с помощью прямой последовательности (DSSS — direct sequence spread spectrum).

Система связи называется системой с расширенным спектром, если:

- Используемая полоса значительно шире минимальной, необходимой для передачи данных.

- Расширение спектра производится с помощью так называемого расширяющего или кодового) сигнала, который не зависит от передаваемой информации.

- Восстановление исходных данных приемником («сужение спектра») производится путем сопоставления полученного сигнала и синхронизированной копии расширяющего сигнала.

На рисунке 10.11 приводится пример процессов модуляции и демодуляции DS/BPSK. На рисунке 10.11 *а* показана двоичная информационная последовательность (1,0) и ее эквивалент в виде биполярного импульсного сигнала $x(t)$. Примеры двоичной расширяющей последовательности и ее биполярного эквивалента $g(t)$ приводятся на рисунке 10.11 *б*. Результат суммирования по модулю 2 информационной и кодовой последовательности, а также произведение $x(t)g(t)$ представлены на рисунке 10.11 *в*.



Рис. 10.11. Пример расширения спектра методом прямой последовательности: а) исходные двоичные данные; б) кодовая последовательность; в) переданная последовательность; г) фаза переданной несущей; д) фазовый сдвиг, выполненный кодом приемника; е) фаза принятой несущей после сужения; ж) демодулированный информационный сигнал.

Как показано на рисунке 10.11 г при модуляции BPSK фаза несущей $\theta_x(t) + \theta_g(t)$ равна π , если произведение $x(t)g(t)$ равно -1 (или сумма по модулю 2 данных и кода является двоичной единицей). Подобным образом фаза несущей равна нулю, если произведение $x(t)g(t)$ равно $+1$ (или сумма по модулю 2 данных и кода является двоичным нулем). При сравнении рисунков 10.11 б и в легко заметить, что важной особенностью сигналов расширенного спектра является их скрывающее свойство. График на рисунке 10.11 в содержит «скрытый» сигнал $x(t)$.

Если считать размерность сигнала с шириной полосы W и длительностью T приблизительно равной $2WT$, коэффициент расширения спектра можно записать:

$$G_p = \frac{2W_{ss} T}{2W_{\min} \frac{W_{ss} R_{ch}}{R} R}, \quad (10.4)$$

где W_{ss} — ширина полосы расширенного спектра, W_{\min} — минимальная ширина полосы данных (считается равной скорости передачи R). Для систем DS SS $W_{ss} \approx R_{ch}$; $W_{\min} \approx R$. R_{ch} — скорость

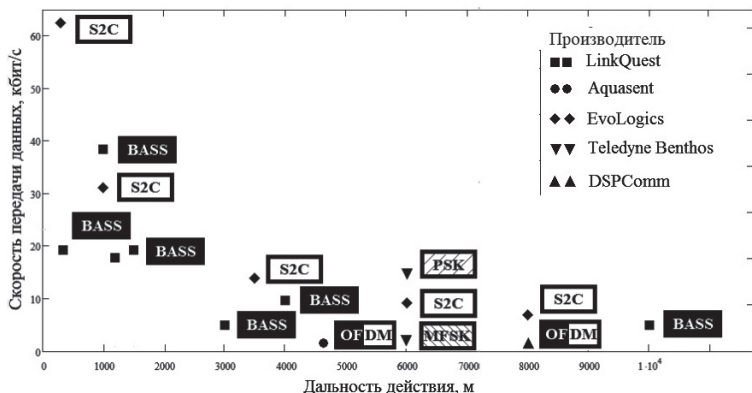


Рис. 10.12. Зависимость скорость — дальность для различных типов модуляции гидроакустических модемов различных производителей.

передачи элементарных сигналов (чипов) расширяющей кодовой последовательности

На рисунке 10.12 приведена зависимость скорость — дальность для различных типов модуляции гидроакустических модемов различных производителей [18].

В качестве сложных сигналов в гидроакустике используются M -последовательности и коды Голда.

M -последовательность — псевдослучайная двоичная последовательность, порождённая регистром сдвига с линейной обратной связью и имеющая максимальный период.

Существует три основных свойства любой периодической двоичной последовательности, которые могут быть использованы в качестве проверки на случайность.

1. Сбалансированность. Для каждого интервала последовательности количество двоичных единиц должно отличаться от количества двоичных нулей не больше чем на один элемент.

2. Цикличность. Циклом называют непрерывную последовательность одинаковых двоичных чисел. Появление иной двоичной цифры начинает новый цикл. Длина цикла равна количеству цифр в нем. Желательно, чтобы в каждом фрагменте последовательности приблизительно половину составляли циклы обоих типов длиной 1, приблизительно одну четверть — длиной 2, приблизительно одну восьмую — длиной 3 и т.д.

3. Корреляция. Если часть последовательности и ее циклично сдвинутая копия поэлементно сравниваются, желательно, чтобы

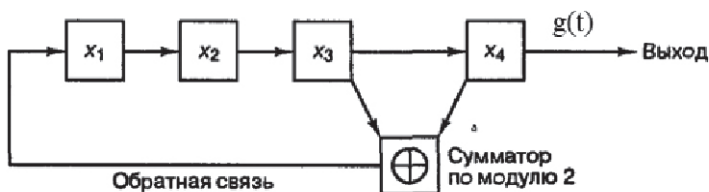


Рис. 10.13. Пример линейного регистра сдвига с обратной связью.

число совпадений отличалось от числа несовпадений не более чем на единицу.

Рассмотрим пример получения такой последовательности.

Рассмотрим линейный регистр сдвига с обратной связью (рисунок 10.13), который состоит из четырехразрядного регистра для хранения и сдвига, сумматора по модулю 2 и контура обратной связи со входом регистра. Работа регистра сдвига управляется последовательностью синхронизирующих импульсов, которые на рисунке не показаны. С каждым импульсом содержимое регистров сдвигается на одну позицию вправо, а содержимое регистров X_3 и X_4 суммируется по модулю 2. Результат суммирования подается на разряд X_1 . Последовательность, генерируемая регистром сдвига — это выход последнего регистра X_4 . Предположим, что разряд X_1 содержит единицу, а все остальные разряды — нули, т.е. начальным состоянием регистра является 1000. В соответствии с рисунком 4, последующие состояния регистра будут следующими:

```

1000 0100 0010 1001 1100 0110 1011 0101
1010 1101 1110 1111 0111 0011 0001 1000

```

Поскольку последнее состояние, 1000, идентичноначальному, видим, что приведенная последовательность повторяется регистром через каждые 15 тактов. Выходная последовательность определяется содержимым регистра X_4 на каждом такте. Эта последовательность имеет следующий вид: 000100110101111. Здесь крайний левый бит является самым ранним. Проверим полученную последовательность на предмет соответствия критериям, приведенным в предыдущем разделе. Поскольку последовательность содержит 7 нулей и 8 единиц, это соответствует условию сбалансированности. Рассмотрим циклы нулей — всего их четыре, причем половина их имеет длину 1, а одна четвертая — длину 2. То же получаем для циклов единиц. Последовательность

слишком коротка, чтобы продолжать проверку, но видно, что условие цикличности выполняется.

Последовательность, сгенерированная регистром сдвига, зависит от количества разрядов, места соединения отводов обратной связи и начальных условий. Последовательности на выходе генератора могут классифицироваться как имеющие максимальную и не максимальную длину. Период повторения (в тактах) последовательности максимальной длины, генерируемой n -каскадным линейным регистром сдвига с обратной связью равен

$$p = 2^n - 1. \quad (10.5)$$

Последовательность, сгенерированная регистром сдвига на рисунке 4, является примером последовательности с максимальной длиной. Если длина последовательности меньше $p = 2^n - 1$, говорят, что последовательность имеет не максимальную длину.

Если $g(t)$ является периодическим импульсным сигналом, представляющим псевдослучайный код, каждый из элементарных импульсов такого сигнала называют кодовым символом или элементарным сигналом (chip). Нормированную АКФ псевдослучайного сигнала с единичной длительностью чипа и периодом p элементарных сигналов можно вычислить как разницу между числом соответствий и несоответствий при сравнении одного полного периода последовательности с ее модификацией, полученной путем циклического сдвига на τ позиций. АКФ может быть записана как

$$R_x(\tau) = \frac{1}{p}. \quad (10.6)$$

График нормированной АКФ максимальной длины показан на рисунке 10.14.

Для $\tau = 0$, т.е. когда сигнал и его копия совпадают, $R_x(\tau) = 1$. Для любого циклического сдвига между $g(t)$ и $g(t + \tau)$ при $(1 \leq \tau < p)$ автокорреляционная функция равна $-\frac{1}{p}$ (для больших значений p последовательности практически декоррелируют между собой при сдвиге на один элементарный сигнал).

Теперь легко можно провести проверку свойства корреляции для псевдослучайной последовательности, сгенерированной регистром сдвига на рисунке 10.13. Запишем выходную последовательность и ее модификацию со сдвигом на один регистр вправо.

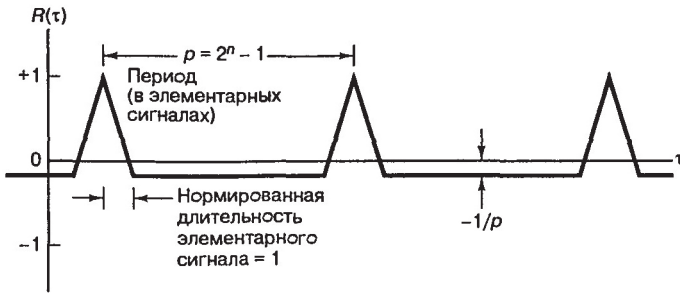


Рис. 10.14. Автокорреляционная функция псевдослучайной последовательности.

```

0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1
1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1
-----
н с с н н с н с н н н н с с с

```

Совпадение цифр отмечено символом «с», а несовпадение — символом «н». Согласно уравнению (3) автокорреляционная функция при подобном сдвиге на один элементарный сигнал равна

$$R(\tau = 1) = \frac{1}{15} ("A" - "=") = \frac{1}{15} (7 - 8) = -\frac{1}{15}.$$

То есть любой циклический сдвиг, который приводит к отклонению от идеальной синхронизации, дает значение автокорреляционной функции $R_x(\tau) = -\frac{1}{p}$. Следовательно, третье свойство псевдослучайной последовательности в данном случае выполняется.

Коды Голда отличаются от M -последовательностей тем, что формируются путём сложения (по модулю 2) M -последовательностей от двух генераторов одинаковой длины, но с разными начальными состояниями и разными номерами отводов обратной связи. Длина (период) кода Голда совпадает с длиной исходных M -последовательностей.

Вопросы к лекции 10

1. Сущность метода OFDM.
2. Преимущества метода OFDM.
3. Как реализуется метод OFDM на практике?

4. Зачем в методе OFDM используются защитные полосы и при помощи чего они создаются?
5. Как может быть повышена точность измерения расстояния до объекта с помощью зондирующего радиосигнала?
6. Каковы преимущества сложных сигналов над простыми?
7. Что является последствием интерференции лучей сигнала в точке приёма?
8. Поясните сущность метода модуляции гидроакустического сигнала S2C?
9. Какая система считается системой с расширенным спектром?
10. Что такое M-последовательность?
11. Каковы три основных свойства любой периодической двоичной последовательности, которые могут быть использованы в качестве проверки на случайность?
12. Чем Коды Голда отличаются от M-последовательностей?

Лекция 11.

Демодуляция и обнаружение

Анализ особенностей распространения акустических волн в морской воде при передаче информации показывает, что [18]:

- для увеличения дальности связи необходимо уменьшать среднюю частоту сигнала;

- относительно широкополосный сигнал претерпевает значительные частотные искажения при прохождении через морскую среду;

- акустический сигнал при отражении от границ моря существенно теряет свою интенсивность и подвергается частотным искажениям;

- акустическая волна в приповерхностном подводном звуковом канале (ППЗК) распространяется по цилиндрическому закону на десятки километров по нескольким лучам, причем интенсивность и начальная фаза волны в этих лучах довольно быстро изменяются (интервал корреляции этих процессов измеряется десятками миллисекунд), а частота может иметь доплеровское смещение, даже при неподвижном приемнике и передатчике. Временная задержка в приходе волны по различным лучам также не постоянна, но незначительна (не более нескольких миллисекунд), поэтому они интерферируют между собой, что приводит к нестационарным во времени, селективным частотным искажениям широкополосных сигналов;

- акустическая волна в условиях отрицательного градиента скорости звука распространяется на очень малые расстояния, не более нескольких километров, как правило, по одному лучу, причем ее интенсивность и начальная фаза стабильны;

- акустическая волна в зоне конвергенции и в подводном звуковом канале распространяется по цилиндрическому закону на сотни километров по нескольким лучам, причем интенсивность и начальная фаза волны в этих лучах довольно стабильны (интервал корреляции этих процессов превышает несколько секунд). Временная задержка в приходе волны изменяется довольно медленно, но может достигать сотен миллисекунд. Интерференция лучей между собой приводит к стабильным селективным частотным искажениям широкополосных сигналов;

- для повышения надежности передачи информации на малых дистанциях, когда потери поглощения и рассеяния еще невелики, необходимо повышать среднюю частоту сигналов;
- при разработке аппаратуры гидроакустической связи необходимо предусматривать меры для борьбы с мощными как импульсными, так и тональными помехами;
- при разработке аппаратуры гидроакустической связи необходимо учитывать, что мультипликативные помехи естественного и техногенного происхождения ограничивают интервал когерентности сигналов, принимаемых аппаратурой;
- ошибка вычислений доплеровского смещения частоты по приближенной формуле, в некоторых случаях, может оказаться существенной;
- при взаимном движении приемника и передатчика акустических сигналов, происходит существенное изменение не только несущего колебания, но и длительности сигналов на приемной стороне.

Все вышесказанное влияет на сложность процесса обнаружения гидроакустического сигнала в приемнике.

Типичные функции демодуляции и обнаружения цифрового приемника показаны на рисунке 11.1.

Принятый сигнал $r(t)$ искажается вследствие воздействия шума $n(t)$, который предполагается аддитивным гауссовским (additive white gaussian noise — AWGN) и неидеальной импульсной характеристикой канала $h_c(t)$. На рисунке 11.1 процесс

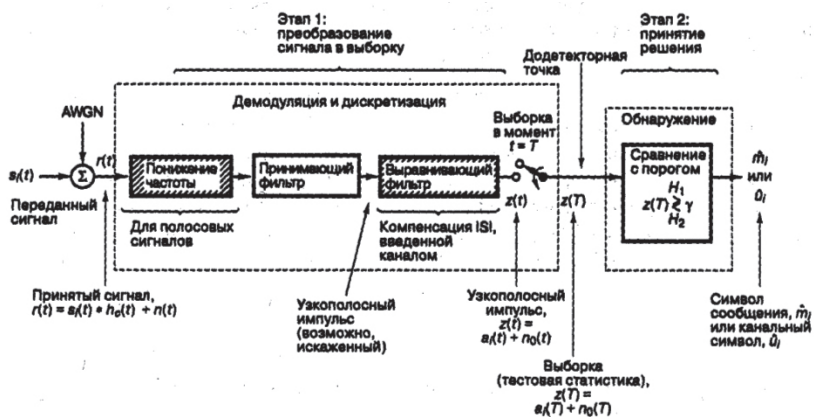


Рис. 11.1. Этапы процесса демодуляции/обнаружения цифровых сигналов.

демодуляции показан как восстановление сигнала в неискаженный узкополосный импульс, а обнаружение — как процесс принятия решения относительно цифрового значения этого сигнала, хотя в литературе часто под демодуляцией уже подразумевается обнаружение сигнала. В блоке демодуляции и дискретизации показан блок *преобразования частоты*, который не является обязательным, т.к. отвечает за трансляцию полосовых сигналов, работающих на определенных частотах. *Принимающий фильтр* является обязательным устройством для демодуляции, т.к. его задачей является восстановление узкополосного импульса с максимально возможным уровнем сигнал/шум (SNR) и без межсимвольной интерференции. Оптимальный принимающий фильтр, выполняющий такую задачу, называется согласованным (matched) или коррелятором (correlator).

Согласованный фильтр (matched filter) — это линейное устройство, спроектированное, чтобы давать на выходе максимально возможное для данного передаваемого сигнала отношение сигнал/шум. Импульсная характеристика такого фильтра $h(t)$ является зеркальным отображением сигнала сообщения $s(t)$, запаздывающим на время передачи символа T . Запаздывание на T секунд делает $h(t)$ функцией положительного времени (рисунок 11.2).

Важно понимать разницу между терминами «обычный фильтр» и «согласованный фильтр». Обычные фильтры отсекают ненужные компоненты спектра сигнала, а согласованные фильтры производят операцию свертки поступающего сигнала с шаблоном, хранящимся на приемнике и накапливающим энергию для передачи на решающие устройство, что бы оно могло принять решение какой сигнал был принят.

Выход $z(T)$ причинного фильтра во временной области можно описать как свертку принятого входного сигнала $r(t)$ с импульсной характеристикой фильтра.

Довольно часто термин «согласованный фильтр» используется как синоним термина «коррелятор». Дело в том, что свертка



Рис. 11.2. Импульсная характеристика согласованного фильтра.

в согласованном фильтре с обращенной во времени функцией дает еще одно обращение во времени, подавая на выход (в конце интервала передачи символа) то, что является корреляцией сигнала с собственной копией. Выходы коррелятора и согласованного фильтра одинаковы только в момент времени $t = T$.

Для примера опишем импульсную характеристику согласованного фильтра, используемого для обнаружения дискретного сигнала, изображенного на рисунке 11.3 и ответим на вопросы:

а) Какой сигнал на выходе с фильтра получается при подаче данного сигнала на вход? Чему равно значение энергии сигнала на выходе? Воздействием шума можно пренебречь.

б) Предположим, что при реализации согласованного фильтра каналы случайно соединены так, что фильтр дает корреляцию (а не свертку) сигнала и его обращенной во времени копии. Покажем выход как функцию времени. Чему равно максимальное значение на выходе? При данных условиях максимальное значение на выходе появляется в другой момент времени, чем в п. а).

в) С помощью значений на выходе неверного фильтра, описанного в п. б) по сравнению с корректными значениями из п. а), можно ли найти ключ, который поможет предсказать, появляется ли некоторая последовательность с выхода правильного или неправильного фильтра?

Импульсная характеристика согласованного фильтра (рисунок 11.4) представляет собой зеркальное отображение сигнала.

Рассчитаем значения сигнала на выходе согласованного фильтра (в додетекторной точке):

$$z(1) = s(1) \cdot h(3) = 10 \cdot 10 = 100; z(2) = s(2) \cdot h(2) = 20 \cdot 20 = 400;$$

$$z(3) = s(3) \cdot h(1) = 30 \cdot 30 = 900.$$

Максимальное значение на выходе «правильного» согласованного фильтра (рисунок 11.5) равно 900 (появляется в момент времени $k = 3$).

Максимальное значение на выходе «неправильного» согласованного фильтра (рисунок 11.6) равно 400 (появляется в момент времени $k = 2$).

«Ключом» предсказания появления последовательности с выхода «правильного» фильтра служит сумма значений энергии импульсов. Для «правильного» фильтра (рисунок 11.5) эта сумма равна $100 + 400 + 900 = 1400$, а для «неправильного» фильтра эта сумма равна $300 + 400 + 300 = 1000$.

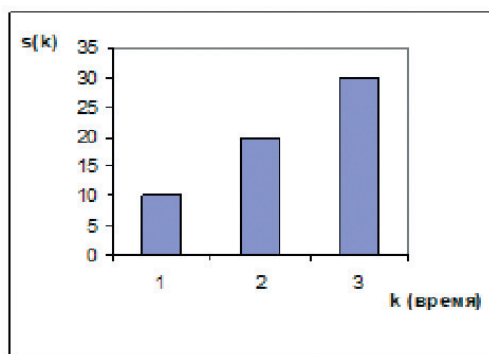


Рис. 11.3. Дискретный сигнал.

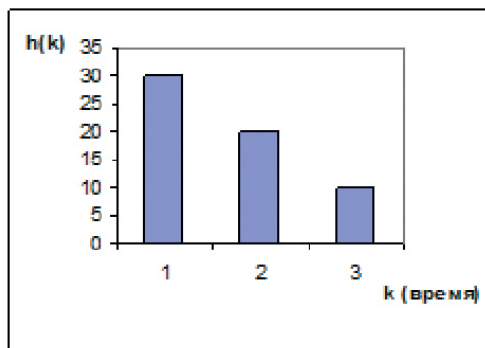


Рис. 11.4. Импульсная характеристика фильтра, согласованного с дискретным сигналом рисунка 11.3.

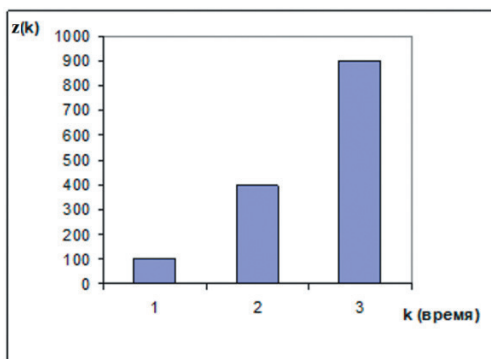


Рис. 11.5. Сигнал на выходе фильтра, согласованного с сигналом рисунка 11.3.

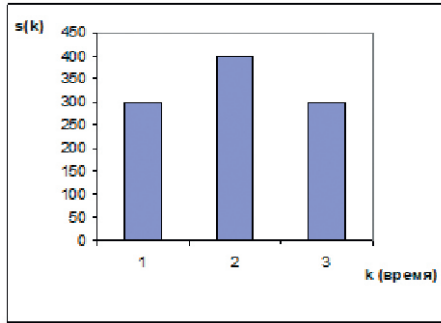


Рис. 11.6. Выходной сигнал «неправильного» фильтра (пункт б).

За принимающим фильтром может находиться выравнивающий фильтр (эквалайзер — equalizer). Он не является обязательным блоком в демодуляторе, т.к. необходим только в тех системах, в которых сигнал может искажаться вследствие межсимвольной интерференции (ISI — InterSymbol Interference), введенной каналом.

Импульсная характеристика идеальной прямоугольной передаточной функции $H(f)$, вычисляемая с помощью преобразования Фурье, имеет вид $h(t) = \text{sin} c \frac{t}{T}$. Она показана на рисунке 11.7 б.

Импульс, описываемый функцией $h(t) = \text{sin} c \frac{t}{T}$ имеет бесконечную длительность и состоит из множества лепестков: главного и боковых, называемых хвостами. На рисунке 11.1 б показано, как можно обойти ISI. Итак, имеем два последовательных импульса $h(t)$ и $h(t - T)$. Несмотря на то, что хвосты функции $h(t)$

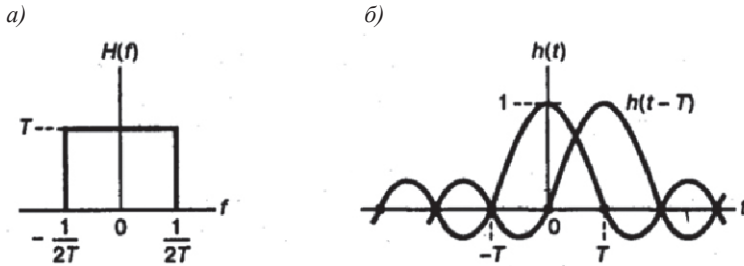


Рис. 11.7. Каналы Найквиста для нулевой ISI.
 а) передаточная функция системы; б) принятый импульс.

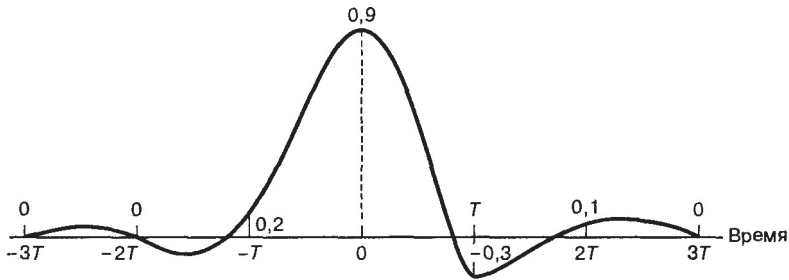


Рис. 11.8. Принятый искаженный импульс.

имеют бесконечную длительность, в момент времени $t = T$ взятия выборки функции $h(t - T)$ хвост функции $h(t)$ проходит через точку нулевой амплитуды и также он будет иметь нулевую амплитуду в моменты взятия выборки всех остальных импульсов последовательности $h(t - kT)$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$. Предполагая идеальную синхронизацию процесса взятия выборок, получаем, что межсимвольная интерференция не будет влиять на процесс обнаружения.

Рассмотрим трансверсальный эквалайзер¹ предполагая, что через систему был передан единственный импульс, а общая передаточная функция системы имеет вид приподнятого косинуса. Пусть канал вводит межсимвольную интерференцию, так что принятый импульс искажается, как показано на рисунке 11.8, поэтому боковые лепестки не проходят через нуль в моменты взятия выборок.

Трансверсальный фильтр, изображенный на рисунке 11.9, — наиболее популярная форма настраиваемого эквалайзера.

В подобном эквалайзере текущее и предыдущее значения принятого сигнала линейно взвешиваются коэффициентами эквалайзера (весовыми коэффициентами отводов $\{c_n\}$), а затем суммируются для формирования выхода. Если бы создать фильтр с бесконечным числом отводов, то можно было бы так подобрать весовые коэффициенты, чтобы импульсный отклик системы всегда был равен нулю за исключением моментов взятия выборок. Однако можно создать реальный фильтр, достаточно хорошо аппроксимирующий идеальный случай. Весовые коэффициенты

¹ Трансверсальный эквалайзер — это линейное устройство, содержащее только элементы с прямой связью. Это наиболее популярная форма настраиваемого выравнивающего фильтра, состоящего из канала задержки с отводами задержки на длительность символа

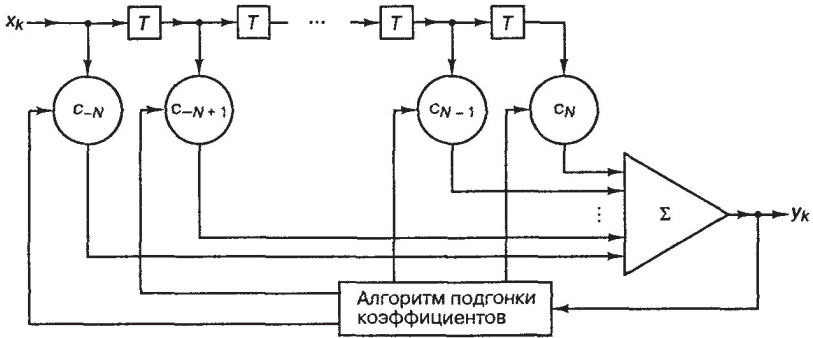


Рис. 11.9. Трансверсальный фильтр.

отводов должны выбираться так, чтобы вычитать эффекты интерференции из символов, соседствующих во времени с искомым символом.

Принимающий и выравнивающий фильтр показаны на рис. 11.1 как два отдельных блока для подчеркивания различия их функций. Конструктивно же они могут быть выполнены как один фильтр.

На первом этапе процесса обнаружения сигнала в конце каждого интервала передачи символа T на выход устройства дискретизации, додетекторную точку, поступает выборка

$$z(T) = a_i(T) + n_0(T), \quad i=1,2, \quad (11.1)$$

где $a_i(T)$ — желаемый компонент сигнала, $n_0(T)$ — шум.

Плотности условных вероятностей $p(z|s_1)$ и $p(z|s_2)$ определим как:

$$P(z|s_1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_1}{\sigma_0} \right)^2 \right], \quad (11.2)$$

$$P(z|s_2) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_2}{\sigma_0} \right)^2 \right]. \quad (11.3)$$

Эти плотности условных вероятностей показаны на рисунке 11.10. Плотность $p(z|s_1)$, изображенная справа, называется правдоподобием s_1 и показывает плотность вероятности случайной переменной $z(T)$ при условии передачи символа s_1 . Подобным

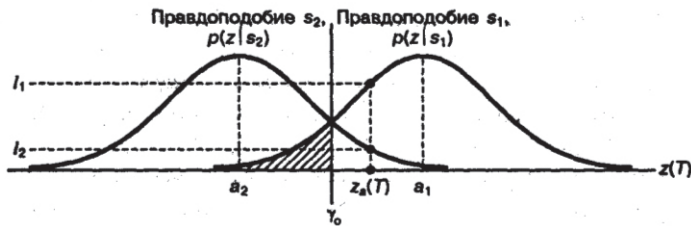


Рис. 11.10. Плотности условных вероятностей $p(z|s_1)$ и $p(z|s_2)$.

образом функция $p(z|s_2)$ (справа) называется правдоподобием s_2 и показывает плотность вероятности случайной переменной $z(T)$ при условии передачи символа s_2 . Ось абсцисс представляет полный диапазон возможных значений выборки, взятой в течении этапа 1.

Пример

Построим плотности условных вероятностей сигналов 0 и 1 на выходе принимающего фильтра. Количество переданных символов пусть равняется 1000. В таблице 11.1 приведены результаты измерений.

На рисунке 11.11 показаны построенные по данным таблицы 11.1 кривые условных плотностей вероятностей передачи сигнала «0» $p(z|s_1)$ и передачи сигнала «1» $p(z|s_2)$ при условии приема искаженного сигнала z .

Таблица 11.1. Результаты измерения энергии на выходе согласованного фильтра

При поступлении на вход сигнала «1»				При поступлении на вход сигнала «0»			
№ значения	Значение энергии на выходе фильтра	Зарегистрированное количество раз из 1000 (N)	Вероятность $p = \frac{N}{1000}$	№ значения	Значение энергии на выходе фильтра	Зарегистрированное количество раз из 1000 (N)	Вероятность $p = \frac{N}{1000}$
1	1	600	0,6	1	0	600	0,6
2	0,8	200	0,2	2	0,01	200	0,2
3	0,7	100	0,1	3	0,02	100	0,1
4	0,5	50	0,05	4	0,03	50	0,05
5	0,3	30	0,03	5	0,05	30	0,03
6	0,2	10	0,01	6	0,1	10	0,01
7	0,1	6	0,006	7	0,12	6	0,006
8	0,05	4	0,004	8	0,15	4	0,004

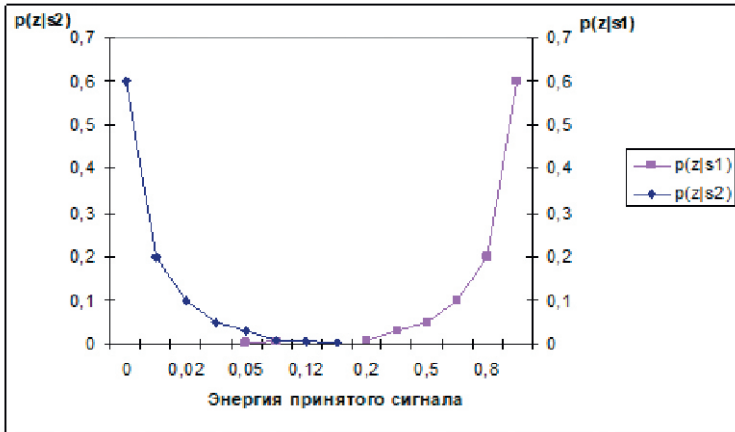


Рис. 11.11. Условные плотности вероятности, рассчитанные для примера.

Из приведенного примера видно, что оптимальный принимающий фильтр — согласованный фильтр отображает все сигналы с равными энергиями в одну и ту же точку $z(T)$, следовательно, для процесса обнаружения важна энергия сигнала. $z(T)$ является сигналом напряжения, пропорциональным энергии принятого символа.

На этапе 2 обнаружение выполняется посредством выбора гипотезы, являющейся следствием порогового измерения

$$\begin{array}{c}
 H_1 \\
 z(T) > \gamma, \\
 H_2
 \end{array}
 \quad (11.4)$$

где H_1 и H_2 — две возможные бинарные гипотезы о том, был ли передан сигнал $s_1(t)$ или $s_2(t)$, γ — порог.

При симметричных правдоподобиях (как это показано на рисунках 11.10 и 11.11) оптимальный порог выбирается из критерия минимальной ошибки как

$$\gamma_0 = \frac{a_1 + a_2}{2}, \quad (11.5)$$

где a_1 — сигнальный компонент при передаче $s_1(t)$, а a_2 — сигнальный компонент при передаче $s_2(t)$.

В приведенном выше примере можно выбрать порог

$$\gamma_0 = \frac{1+0}{2} = 0,5.$$

Для равновероятных сигналов оптимальный порог γ_0 проходит через пересечение функций правдоподобия, а этап принятия решения заключается в эффективном выборе гипотезы, соответствующей сигналу с максимальным правдоподобием.

В данном случае рассмотрен обнаружитель в виде *жесткой схемы принятия решений*, когда выход демодулятора квантуется на два уровня, нулевой и единичный. Если выход демодулятора имеет более двух ровней квантования, то это *мягкая схема принятия решения* (рисунок 11.12).

Поступление трехбитового символа вместо одного двоичного символа эквивалентно передаче обнаружителю меры достоверности вместе с решением относительно значения сигнала. Это приводит к улучшению на 2 дБ требуемого для обнаружения отношения сигнал/шум. В течение процесса обнаружения при использовании мягкой схемы принятия решений в данном случае нужно успеть обработать в три раза больше данных, поэтому за использование мягкой схемы принятия решений приходится платить увеличением объемов памяти и скоростью обработки.

Детектор, минимизирующий вероятность ошибки для классов равновероятных сигналов, называется детектором максимального правдоподобия. В процессе принятия бинарного решения, показанного на рисунках 11.10 и 11.11, существует две

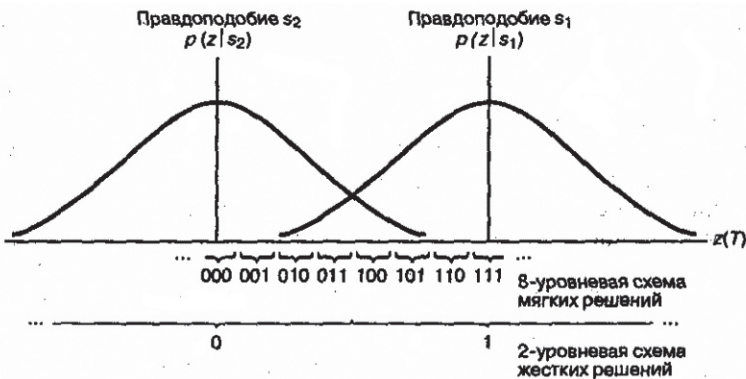


Рис. 11.12. Жесткая и мягкая схема принятия решений.

возможности возникновения ошибки. При передаче сигнала $s_1(t)$ ошибка происходит при выборе гипотезы H_2 (заштрихованная область слева от γ_0 на рисунке 11.10). При передаче сигнала $s_2(t)$ ошибка происходит при выборе гипотезы H_1 . Для равных априорных вероятностей (т.е. $P(s_1) = P(s_2) = \frac{1}{2}$) имеем следующую вероятность битовой ошибки:

$$P_B = \frac{1}{2}P(H_2 | s_1) + \frac{1}{2}P(H_1 | s_2). \quad (11.6)$$

Используя симметричность плотностей вероятности можно записать:

$$P_B = P(H_2 | s_1) = P(H_1 | s_2). \quad (11.7)$$

Вероятность появления ошибочного бита P_B численно равна площади «под хвостом» любой функции правдоподобия, $p(z|s_1)$ или $p(z|s_2)$, «заползающим» на «неправильную» сторону порога. Таким образом, для вычисления P_B можно проинтегрировать $p(z|s_1)$ от $-\infty$ до γ_0 или $p(z|s_2)$ от γ_0 до ∞ . Если выбрать второй вариант и заменить правдоподобие $p(z|s_2)$ его гауссовским эквивалентом, то вероятность битовой ошибки можно записать как:

$$P_B = \int_{\gamma_0 = \frac{a_1 + a_2}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{z - a_2}{\sigma_0} \right)^2 \right] dz, \quad (11.8)$$

где σ_0^2 — дисперсия шума вне коррелятора

Сделаем замену $u = \frac{(z - a_s)}{\sigma_0}$; $\sigma_0 du = dz$ получим

$$P_B = \int_{u = \frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0}}^{u = \infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{u^2}{2} \right] du = Q \left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0} \right), \quad (11.9)$$

где

$$Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp \left[-\frac{u^2}{2} \right] du, \quad (11.10)$$

называется гауссовским интегралом ошибок и часто используется при описании вероятности с гауссовской плотностью распределения (функция может быть найдена по таблице значений).

Аппроксимация функции $Q(x)$:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad (11.11)$$

справедлива для значений $x > 3$ и может быть вычислена программно, например, в пакете прикладных программ Матлаб.

При униполярной передаче сигналов (ортогональный случай), когда $s_1(t) = A$; $s_2(t) = 0$ вероятность появления ошибочного бита равна:

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (11.12)$$

Для биполярной передачи сигналов (антиподный случай), когда $s_1(t) = A$; $s_2(t) = -A$ вероятность битовой ошибки равна:

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (11.13)$$

При обнаружении сигналов большое значение имеет нахождение огибающей сигнала. Огибающая сигнала — это функция, построенная по характерным точкам данного сигнала, например, по экстремумам. Простейший пример выделения огибающей — амплитудный диодный детектор амплитудно-модулированных сигналов, показанный на рисунке 11.13. Результатом последующей низкочастотной фильтрации, которая убирает высокочастотную рябь, является демодулированный (восстановленный) сигнал.

Роль огибающей сигнала при обнаружении заключается в том, что она позволяет повысить вероятность обнаружения малоскоростных целей на фоне нестационарных по дальности

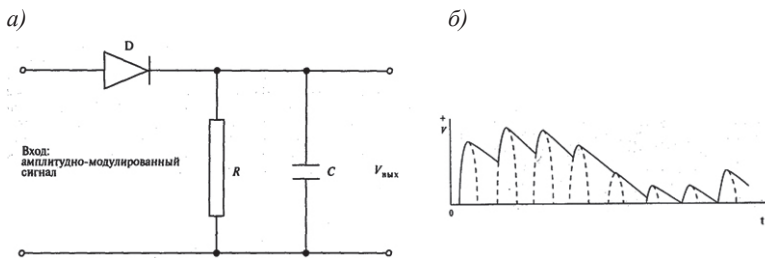


Рис. 11.13. а) схема диодного детектора амплитудно-модулированного сигнала; б) выделение огибающей (информационного сигнала) на выходе детектора.

помех. Оптимальная по критерию сигнал/шум обработка при обнаружении сигнала со случайной начальной фазой предполагает сравнение комплексной огибающей обрабатываемого колебания с комплексной огибающей опорного сигнала, с последующим пороговым анализом значения модуля коэффициента корреляции.

Огибающая сигнала связана с преобразованием Гильберта через понятие аналитического сигнала. Аналитический сигнал (аналитическое представление сигнала) — используемое в теории обработки сигналов математическое представление аналогового сигнала в виде комплекснозначной аналитической функции времени. Преобразование Гильберта в обработке сигналов представляет собой линейный оператор, сопоставляющий каждой функции от действительной переменной функцию в той же области с помощью свёртки исходной функции с функцией $1/(\pi t)$. Преобразование Гильберта позволяет разложить исходный процесс на две составляющие — амплитудную и фазовую. Некоторыми свойствами преобразования Гильберта являются следующие:

Результат двукратного применения преобразования Гильберта — исходная функция с обратным знаком.

Преобразование Гильберта даёт функцию, ортогональную исходной.

Преобразование Гильберта является множителем в спектральной области.

Огибающая вещественного сигнала $g(t)$ определяется как:

$$g_+(t) = g(t) + j\bar{g}(t). \quad (11.14)$$

Действительная часть огибающей $g_+(t)$ — это сигнал $g(t)$, а мнимая часть — это преобразование Гильберта $\bar{g}(t)$ сигнала.

Например, пусть $x(t) = \cos(\omega_0 t)$ для некоторой частоты $\omega_0 > 0$. Тогда преобразование Гильберта можно записать как

$$\hat{x}(t) = \cos\left(\frac{\omega_0 t - \pi}{2}\right) = \sin(\omega_0 t). \quad (11.15)$$

Из формулы (11.15) видно, что преобразование Гильберта может выполнить идеальный фильтр — фазовращатель.

Аналитический сигнал:

$$\begin{aligned} x_0(t) &= \cos(\omega_0 t) + j \sin(\omega_0 t) = \exp(j\omega_0 t), \\ x(t) &= \cos \alpha(\omega_0 t). \end{aligned} \quad (11.16)$$

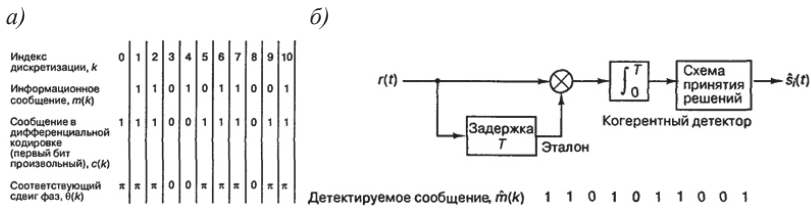


Рис. 11.14. а) таблица кодирования фазы сигнала DPSK;
 б) схема дифференциального детектора сигналов DPSK.

Это комплексная функция с возрастающим по времени аргументом.

Из формулы (11.16) видно, что аналитический сигнал представляет собой комплексный сигнал, и имеет нулевые спектральные составляющие в отрицательной области частот.

Рассмотрим схему детектора сигналов DPSK (рис. 11.14), алгоритм кодирования которого был рассмотрен в лекции 9.

При отсутствии шума принятый сигнал поступает в коррелятор, изображенный на рисунке 11.14 б. Фаза $\theta(k = 1)$ совпадает с $\theta(k = 0)$, обе имеют одинаковое значение π (рис. 11.14 а). Следовательно, первый бит детектируемого выхода $\hat{m}(k = 1) = 1$. Далее $\theta(k = 2)$ совпадает с $\theta(k = 1)$, следовательно $\hat{m}(k = 2) = 1$. Затем $\theta(k = 3)$ отличается от $\theta(k = 2)$, так что $\hat{m}(k = 3) = 0$ и т.д.

Дифференциальный детектор требует согласования опорной несущей с принятой несущей по частоте, но не по фазе.

Детектор, выполняющий некогерентное детектирование частотномодулированных сигналов, является детектором энергии без измерения фазы¹. Поэтому он требует вдвое большего числа ветвей-каналов, чем когерентный (то есть обнаружитель, в котором фаза принимаемого сигнала точно известна). Рассмотрим бинарную модуляцию FSK (BFSK — binary frequency shift keying — бинарная частотная манипуляция), детектор сигналов которой изображен на рисунке 11.15.

Две верхние ветви приемника настроены на детектирование сигнала с частотой ω_1 , а две нижние — на детектирование сигнала с частотой ω_2 . Если принятый сигнал имеет, например, вид $r(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi)$, то принятый сигнал будет частично коррелировать с опорным сигналом $\cos \omega_1 t$ и частично — с сигналом $\sin \omega_1 t$.

¹ «Без измерения фазы» иначе называется «некогерентный».

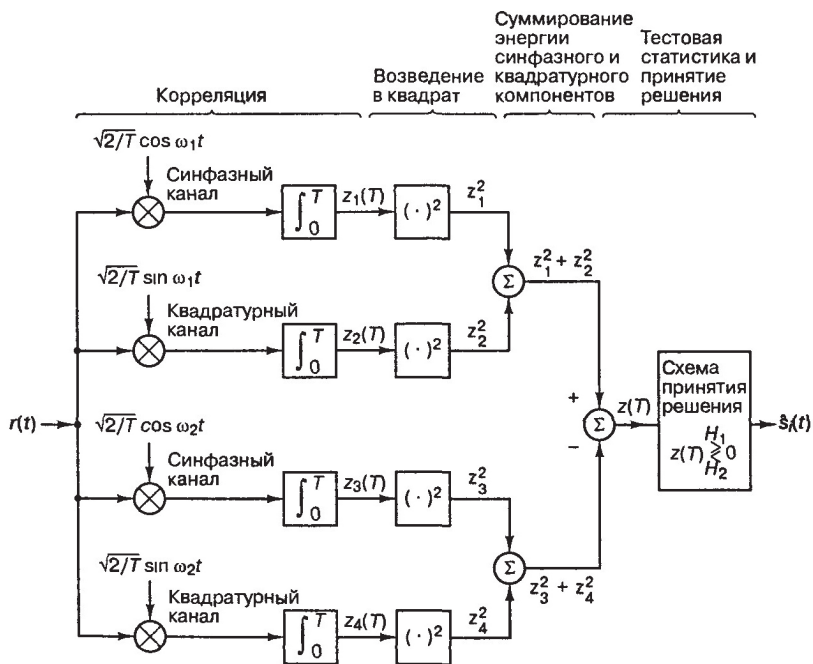


Рис. 11.15. Детектор (обнаружитель) сигналов BFSK (квадратурный приемник).

Поэтому некогерентный квадратурный приемник ортогональных сигналов требует синфазной и квадратурной ветви для каждого возможного сигнала из набора. Блоки возведения в квадрат предотвращают появление отрицательных значений.

Еще одна возможная реализация некогерентного детектирования сигналов FSK показана на рисунке 11.16.

В этом случае используются полосовые фильтры, центрированные на частоте $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ с полосой $W_f = \frac{1}{T}$, за которыми следуют детекторы огибающей, состоящие из выпрямителя и фильтра нижних частот. При определении огибающей фаза не имеет значения. При бинарной FSK решение относительно переданного символа принимается путем определения, какой из детекторов огибающей дает большую амплитуду на момент измерения.

Детектор огибающей, изображенный на рисунке 11.16, кажется проще квадратурного приемника, показанного на рисунке 11.15, но использование аналоговых фильтров приводит

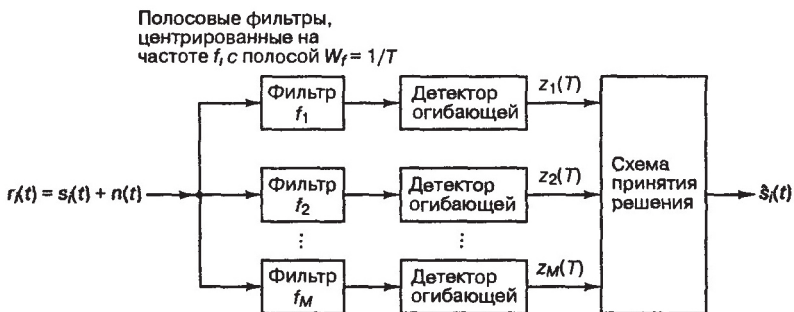


Рис. 11.16. Некогерентное детектирование сигналов FSK с использованием детекторов огибающей.

к большей массе и стоимости детекторов огибающей по сравнению с квадратурным приемником, который может реализоваться цифровым образом. Реализация же цифрового детектора огибающей требует замены аналоговых фильтров выполнением дискретного преобразования Фурье, что требует структуры, более сложной, чем квадратурный приемник.

Вопросы к лекции 11

1. Каковы особенности распространения акустических волн в морской воде при передаче информации?
2. Что такое согласованный фильтр и какова его импульсная характеристика?
3. Чем отличается согласованный фильтр от обычного фильтра?
4. Нарисуйте импульсную характеристику фильтра, согласованного с сигналом, изображенным на рис. 3.1, а также сигнал на выходе согласованного фильтра и рассчитайте значение энергии в додетекторной точке.
5. Для чего нужен эквалайзер на приемной стороне?
6. Нарисуйте схему трансверсального эквалайзера и искаженный импульс на его входе. Поясните работу эквалайзера.
7. Какие схемы принятия решений при обнаружении сигналов Вы знаете, чем они отличаются?
8. Как называется детектор, минимизирующий вероятность ошибки для классов равновероятных сигналов?
9. Что такое огибающая сигнала и как она связана с преобразованием Гильберта?

10. Нарисуйте схему детектора сигналов DPSK. Какое согласование несущей требуется для его работы?
11. Нарисуйте схему квадратурного приемника сигналов BPSK, поясните принцип ее работы.
12. Нарисуйте схему некогерентного детектирования сигналов FSK с использованием детекторов огибающей, поясните принцип ее работы и недостатки.

Лекция 12.

Синхронизация передатчика и приемника

В системах передачи сигналов используются следующие виды синхронизации передатчика и приемника:

1. Фазовая синхронизация

При когерентном детектировании приемник должен быть синхронизирован с принимаемой несущей. Это означает, что фаза поступающей несущей и ее копии в приемнике должны согласовываться. Этот процесс называется Фазовой АвтоПодстройкой Частоты (ФАПЧ — phase-locked loop — PLL).

2. Символьная синхронизация

Предполагается, что приемник точно знает, где начинается поступающий символ и где он заканчивается. Эта информация нужна для накопления энергии символа в процессе интегрирования перед принятием решения относительно значения символа.

Так как на один период передачи символа приходится много периодов несущей, то символьная синхронизация грубее фазовой. Символьную и фазовую синхронизации объединяет то, что обе включают создание в приемнике части переданного сигнала. Для фазовой синхронизации это точная копия несущей, а для символьной синхронизации — это меандр с переходом через нуль.

3. Кадровая синхронизация

Требуется, когда информация поставляется блоками (сообщениями, содержащими фиксированное число символов). Это происходит, например, при использовании блочного кода защиты от ошибок или когда канал связи используется несколькими пользователями при временном разделении. Декодер в этом случае должен знать границы кодовых слов.

При когерентном детектировании нужны все три вида синхронизации. Если в системе используется некогерентное детектирование, то фазовая синхронизация заменяется частотной синхронизацией (формирование копии несущей в приемнике с произвольным сдвигом фазы относительно переданной несущей).

4. Сетевая синхронизация

Если в синхронизации более активную роль играет передатчик (изменяет отсчет времени и частоту своих передач, чтобы соответствовать ожиданиям приемника), что происходит, например, когда передатчик-спутник связан со многими приемниками, то

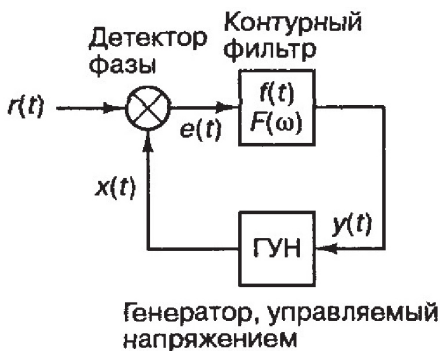


Рис. 12.1. Схема контура ФАПЧ.

передатчику нужна обратная связь с приемником. В этом случае необходима сетевая синхронизация.

Практически во всех схемах синхронизации имеется определенная разновидность контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Схематическая диаграмма основы контура ФАПЧ показана на рисунке 12.1. Контур ФАПЧ самоуправляемый. Управляющим параметром является фаза локально генерируемой копии несущей. Детектор фазы измеряет различие фаз поступающего сигнала и локальной копии. Сигнал рассогласования $e(t)$ поступает на контурный фильтр, который регулирует отклик контура ФАПЧ. Генератор, управляемый напряжением (ГУН) создает копию несущей.

Запишем выражение для входного сигнала контура ФАПЧ:

$$r(t) = \cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (12.1)$$

где ω_0 — номинальная несущая; $\theta(t)$ — медленно меняющаяся фаза.

Нормированный выходной сигнал ГУН запишем в виде:

$$x(t) = -2 \sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)], \quad (12.2)$$

где $\hat{\theta}(t)$ — оценка фазы

Сигнал рассогласования:

$$\begin{aligned} e(t) &= x(t)r(t) = -2 \sin[\omega_0 t + \hat{\theta}(t)] \cos[\omega_0 t + \theta(t)] = \\ &= \sin[\theta(t) - \hat{\theta}(t)] + \sin[2\omega_0 t + \theta(t) - \hat{\theta}(t)]. \end{aligned} \quad (12.3)$$

Пусть контурный фильтр является фильтром нижних частот и отфильтровывает второй член в выражении (12.3), тогда

$$e(t) = \sin \left[\theta(t) - \hat{\theta}(t) \right] \approx \theta(t) - \hat{\theta}(t) \quad (12.4)$$

(Используется известное тригонометрическое приближение малых углов, т.к. считаем, что рассогласование по фазе мало).

Если предположить, что ω_0 — это неуправляемая частота ГУН (частота при нулевом входном напряжении), то отличие выходной частоты ГУН от ω_0 можно выразить как производную по времени от оценки фазы поступающего сигнала $\hat{\theta}(t)$. Выходная частота ГУН является линейной функцией входного напряжения. Таким образом, можно назвать контур ФАПЧ линейной дискретной системой. Отличие выходной частоты от ω_0 пропорционально значению выходного напряжения $y(t)$.

$$\begin{aligned} \Delta\omega(t) &= \frac{d}{dt} \left[\hat{\theta}(t) \right] = K_0 y(t) = K_0 e(t) * f(t) \approx \\ &\approx K_0 \left[\theta(t) - \hat{\theta}(t) \right] * f(t), \end{aligned} \quad (12.5)$$

где K_0 — коэффициент усиления ГУН; $f(t)$ — импульсная характеристика контурного фильтра; * — обозначение операции свертки.

Выражение (12.5) представляет собой линеаризованное уравнение контура ФАПЧ и при надлежащем выборе значений K_0 и $f(t)$ имеет тенденцию к синхронизации фазы, т.е. вне зависимости от начальных условий разность фаз между входным сигналом и выходом ГУН будет снижаться.

Передаточная функция замкнутого контура ФАПЧ.

Рассмотрим преобразование Фурье от выражения (12.5).

$$i\omega \hat{\Theta}(\omega) = K_0 \left[\Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega) \right] F(\omega),$$

где $\hat{\Theta}(\omega) \leftrightarrow \hat{\theta}(t)$; $\Theta(\omega) \leftrightarrow \theta(t)$; $F(\omega) \leftrightarrow f(t)$; $i\omega \leftrightarrow \frac{d}{dt}$ — дуальные Фурье-образы

$$\frac{\hat{\Theta}(\omega)}{\Theta(\omega)} = \frac{K_0 F(\omega)}{i\omega + K_0 F(\omega)} = H(\omega). \quad (12.6)$$

Порядок контура ФАПЧ определяется старшим порядком $i\omega$ в знаменателе $H(\omega)$. Этот порядок всегда на единицу больше порядка контурного фильтра $F(\omega)$.

Для Фурье-образа рассогласования по фазе из выражения (12.6) получаем:

$$E(\omega) = \Im\{e(t)\} = \Theta(\omega) - \hat{\Theta}(\omega) = [1 - H(\omega)]\Theta(\omega) = \frac{i\omega\Theta(\omega)}{i\omega + K_0F(\omega)}. \quad (12.7)$$

Из выражения (12.7) можно сделать вывод о том, что чем уже эффективная полоса $H(\omega)$, тем хуже способность контура к отслеживанию фазы поступающего сигнала $\Theta(\omega)$. Однако чем шире эффективная полоса $H(\omega)$, тем больше уровень шума, поступающего на вход контура. Следовательно, при проектировании контура должен достигаться определенный баланс между параметрами, связанными с шумом и желаемой реакцией на изменение входной фазы.

Установившаяся ошибка — это остаточная ошибка после завершения всех переходных процессов, поэтому данная ошибка определяет, насколько контур способен справиться с различными типами изменений на входе.

Используя результаты теоремы об окончательном значении получим:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} E(\omega) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{(i\omega)^2 \Theta(\omega)}{i\omega + K_0F(\omega)}. \quad (12.8)$$

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии, на скачок фазы на входе контура. Предположим, что изначально контур ФАПЧ синхронизирован по фазе с входным сигналом, а скачок фазы вывел его из этого состояния. Фурье-образ скачка фазы равен

$$\Theta(\omega) = \Im\{\Delta\varphi u(t)\} = \frac{\Delta\varphi}{i\omega}, \quad (12.9)$$

где $\Delta\varphi$ — величина скачка,

$$u(t) = \begin{cases} 1; \dots \text{для} \dots > 0 \\ 0; \dots \text{для} \dots < 0 \end{cases} = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau \quad \text{— единичная ступенчатая}$$

функция.

Из формул (12.8) и (12.9) получаем:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{i\omega\Delta\varphi}{i\omega + K_0F(\omega)} = 0 \quad \text{в предположении, что}$$

$F(0) \neq 0$.

Таким образом, при любом скачке фазы, произошедшем на входе, контур со временем синхронизируется, если характеристика контурного фильтра имеет ненулевую постоянную составляющую.

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии, на скачок частоты на входе. Посредством скачка частоты можно аппроксимировать последствия доплеровского смещения частоты входного сигнала вследствие относительного движения передатчика и приемника. Поскольку фаза является интегралом частоты, при постоянном сдвиге входной частоты входная фаза (как функция времени) будет меняться линейно. Фурье-образ фазовой характеристики — это Фурье-образ интеграла частотной характеристики. Поскольку частотная характеристика — это ступенчатая функция, а образ интеграла — это образ подинтегрального выражения, деленного на параметр $i\omega$, можно записать

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega}{(i\omega)^2}. \quad (12.10)$$

Подстановка уравнения (12.10) в уравнение (12.8) дает:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{i\omega + K_0 F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{K_0 F(0)}. \quad (12.11)$$

В данном случае стационарный результат зависит не только от ненулевой постоянной составляющей, но и от других свойств контурного фильтра. Если фильтр является «всепропускающим» (широкополосным с полосой, равной бесконечности), то

$$F_{ap}(\omega) = 1. \quad (12.12)$$

Если фильтр является фильтром нижних частот, то

$$F_{lp}(\omega) = \frac{\omega_1}{i\omega + \omega_1}. \quad (12.13)$$

Если фильтр является стабилизирующим, то

$$F_u(\omega) = \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{i\omega + \omega_2}{i\omega + \omega_1}. \quad (12.14)$$

Подстановка любого из значений (12.12), (12.13) или (12.14) в (12.11) дает результат, что контур отследит изменение входной

фазы с установившейся ошибкой, величина которой зависит от члена K_0 и величины скачка частоты:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{\Delta\omega}{K_0}. \quad (12.15)$$

Стационарная ошибка, называемая ошибкой по скорости, будет существовать вне зависимости от порядка фильтра, если только знаменатель передаточной функции фильтра $F(\omega)$ не будет содержать $i\omega$ в виде множителя, что равносильно наличию идеального интегратора в контурном фильтре (его можно достаточно хорошо аппроксимировать цифровым образом). Следовательно, если структура системы требует отслеживания доплеровского смещения при нулевой стационарной ошибке, контурный фильтр должен быть близок к идеальному интегратору. Следует отметить, что даже при ненулевой ошибке по скорости частота по-прежнему отслеживается: существуют системы, где стремление к нулевой фазовой ошибке не важно (некогерентные схемы).

Рассмотрим отклик контура, находящегося в стационарном состоянии на линейное (по времени) изменение частоты на входе. Данная ситуация соответствует ступенчатому изменению производной по времени от входной частоты. Это может, например, аппроксимировать изменение скорости доплеровского смещения, что позволило бы смоделировать ускорение относительного движения передатчика и приемника. Фурье-образ фазовой характеристики при этом:

$$\Theta(\omega) = \frac{\Delta\omega'}{(i\omega)^3}. \quad (12.16)$$

Здесь ω' — скорость изменения частоты.

В данном случае использование уравнения (12.8) дает следующий результат:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{i\omega \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta\omega'}{i\omega}}{i\omega + K_0 F(\omega)} = \frac{\Delta\omega}{i\omega K_0 F(\omega)}. \quad (12.17)$$

Если контур имеет ненулевую ошибку по скорости (т.е. правая часть уравнения (12.11) не равна нулю), стационарная фазовая ошибка становится неограниченной вследствие линейного изменения частоты. Это означает, что контур ФАПЧ с контурными фильтрами, характеристики которых описываются уравнениями

(12.12)—(12.14) не сможет отследить линейное изменение частоты. Чтобы все-таки отследить это изменение, знаменатель передаточной функции контурного фильтра должен в качестве множителя иметь $i\omega$. Контурный фильтр с передаточной функцией вида

$$F(\omega) = \frac{N(\omega)}{i\omega D(\omega)}$$

позволит контуру ФАПЧ отследить линейное изменение частоты с постоянным рассогласованием по фазе. Для отслеживания сигнала с линейно меняющимся доплеровским сдвигом (постоянным относительным ускорением) приемник должен содержать контур ФАПЧ второго или более высокого порядка. Для отслеживания линейного изменения частоты с нулевым рассогласованием по фазе потребуется контурный фильтр с передаточной функцией, имеющей в знаменателе множитель

$$(i\omega)^2: F(\omega) = \frac{N(\omega)}{(i\omega)^2 D(\omega)}$$

Из этого следует, что контур ФАПЧ

должен быть третьего или более высокого порядка. Во всех случаях синхронизация частоты получается с помощью контура на один порядок ниже, чем необходимо для синхронизации фазы. На практике подавляющее большинство контуров ФАПЧ имеет второй порядок. Это объясняется тем, что контур второго порядка можно спроектировать безусловно устойчивым. Никакие входные условия не приведут к тому, что контур будет реагировать на изменения входа в ненадлежащем направлении. Контуры третьего порядка можно спроектировать только условно устойчивыми. Если вследствие динамики сигнала потребуются контуры третьего или более высоких порядков, то вместо этого используется некогерентная демодуляция.

Разомкнутые символьные синхронизаторы иногда также называются нелинейными синхронизаторами на фильтрах. Синхронизаторы этого класса генерируют частотный компонент со скоростью передачи символов, пропуская поступающий узкополосный сигнал через последовательность фильтра и нелинейного устройства (рисунок 12.2).

Поступающий сигнал фильтруется с использованием согласованного фильтра. Выход этого фильтра — автокорреляционная функция исходного сигнала. Затем полученная последовательность спрямляется с помощью нелинейности четного порядка. Полученный сигнал будет содержать пики положительной амплитуды, которые с точностью до временной задержки, соответствуют



Рис. 12.2. Схема разомкнутого символьного синхронизатора.



Рис. 12.3. Иллюстрация процессов, происходящих в разомкнутом символьном синхронизаторе.

переходам входных символов через нуль. Последовательность описанных процессов изображена на рисунке 12.3.

Таким образом, сигнал с выхода четного устройства будет содержать Фурье-компонент на собственной частоте тактового генератора. Эта частотная составляющая изолируется от остальных гармоник с помощью полосового фильтра и ей придается форма посредством насыщающего усилителя с передаточной функцией вида

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1; & \text{для... } x > 0 \\ -1; & \text{для... других... } x \end{cases}. \quad (12.18)$$

С этапами обработки сигналов, изображенными на рисунке 12.2, связана аппаратная задержка, однако если для данного полосового фильтра принято отношение сигнал-шум велико, этот метод приведет к точной побитовой синхронизации. Основным недостатком разомкнутых символьных синхронизаторов является наличие неустраняемой ошибки сопровождения с ненулевым средним.

Среди наиболее популярных замкнутых символьных синхронизаторов можно выделить синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием, схема которого приведена на рисунке 12.4.

Его работа заключается в выполнении двух отдельных интегрирований энергии входного сигнала по двум различным промежуткам символьного интервала длительностью от нуля до $(T - d)$ секунд и от d до T секунд (рисунок 12.5).

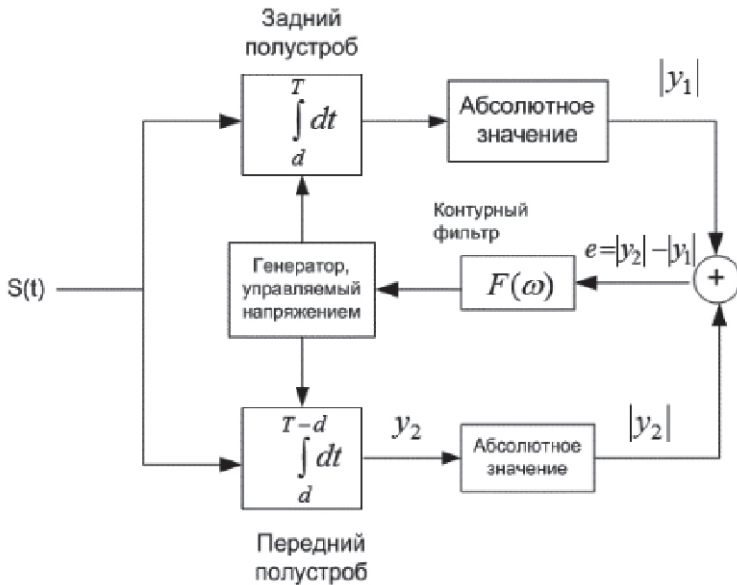


Рис. 12.4. Синхронизатор с опережающим и запаздывающим стробированием.

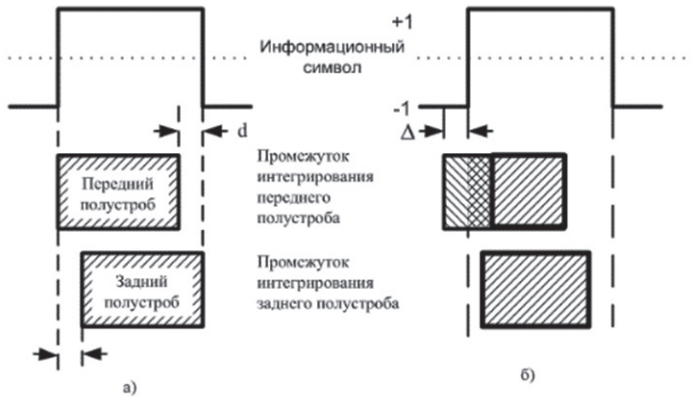


Рис. 12.5. Символьная синхронизация:
 а) точная синхронизация приемника; б) синхронизация с опережением.

При запаздывающем интегрировании энергия накапливается за интервал времени $(T - d)$, опережающее интегрирование накапливает энергию за время $[(T - d) - 2\Delta]$, где Δ — часть интервала опережающего интегрирования, приходящаяся на предыдущий

интервал передачи бита. Следовательно, для этого случая сигнал рассогласования будет равен $e = -2\Delta$, что приведет к снижению входного напряжения ГУН на рисунке 12.4 и снижению выходной частоты ГУН.

В приведенном примере на рисунке 12.5 интегрирование охватывает примерно $3/4$ периода передачи символа. В действительности эта величина может быть от половины до практически всего периода передачи символа, но не меньше половины. Компромисс достигается между объемом проинтегрированного шума и интерференцией в стробе, с одной стороны, и длительностью сигнала, с другой.

Недостатки замкнутого символьного синхронизатора:

1. Предполагается, что до и после рассматриваемого символа происходит изменение состояния. Если переходов через нуль нет, то опережающее и запаздывающее интегрирование приведет к одинаковым результатам. То есть, если нет изменения информационного состояния, сигнал рассогласования не генерируется.

2. Создать два абсолютно идентичных интегратора невозможно, поэтому возможен уход синхронизации при наличии продолжительных последовательностей одинаковых информационных символов

Синхронизация в системах с расширенным спектром сигнала.

Процесс синхронизации в системах, использующих сигналы с расширенным спектром, происходит в два этапа: грубая (первоначальная) синхронизация и сопровождение.

Рассмотрим процесс первоначальной синхронизации в системах расширенного спектра сигнала с использованием метода параллельного поиска (рисунки 12.6 и 12.7). В схеме рис. 12.6 сгенерированный приемником код $g(t)$ передается с задержками, которые вводятся через половину периода передачи элементарно-

го сигнала $\frac{T_c}{2}$. Если неопределенность во времени между полу-

ченным сигналом и локальным кодом равна времени передачи N_c элементарных сигналов, а полный параллельный поиск в области временной неопределенности должен быть произведен в течение одного непрерывного временного интервала, то используется $2N_c$ корреляторов. Все корреляторы одновременно изучают последовательность из λ элементарных сигналов, после чего сравниваются выходы всех корреляторов. Выбирается код, соответствующий коррелятору с максимальным выходом.

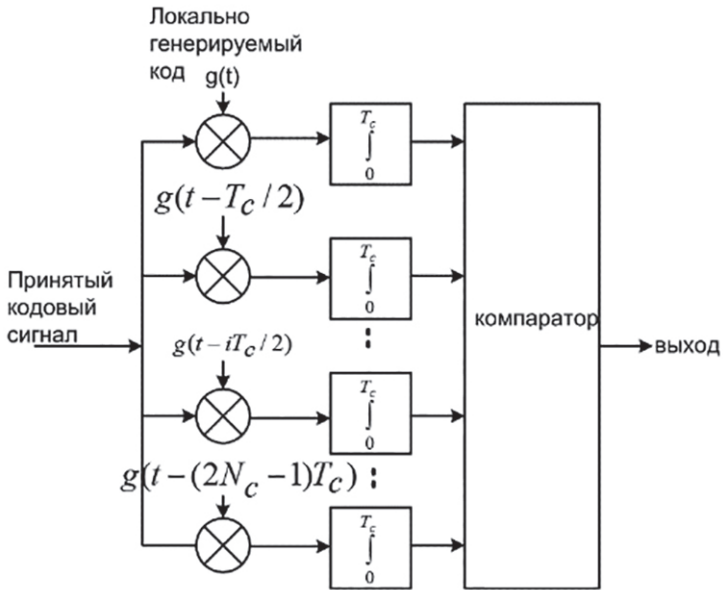


Рис. 12.6. Первоначальная синхронизация в системе DSSS методом параллельного поиска.

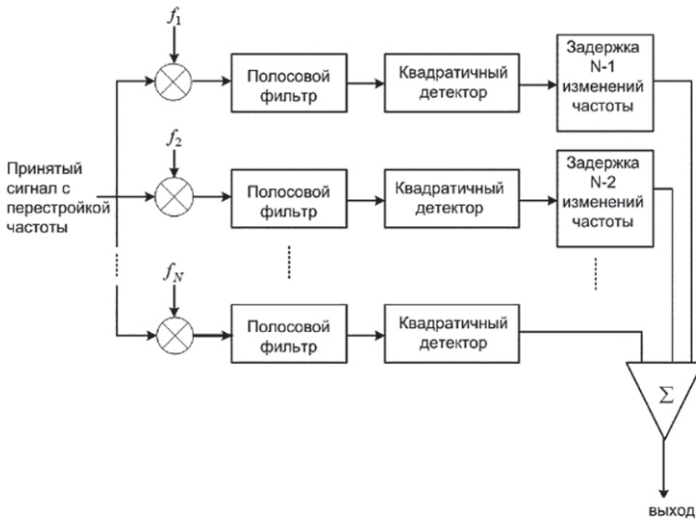


Рис. 12.7. Получение синхронизации для системы с перестройкой частоты методом параллельного поиска.

На рис. 12.7 приводится схема синхронизации системы связи с перестройкой частоты. Предположим, что в качестве шаблона синхронизации (без модуляции данных) используется последовательность из N частот, являющаяся частью последовательности перестройки частоты. Для первичной обработки полученного сигнала применяется N некогерентных согласованных фильтров, каждый из которых состоит из смесителя частот, полосового фильтра и квадратичного детектора огибающей (последовательно соединенного детектора огибающей и квадратичного устройства). Если процесс перестройки частоты можно описать последовательностью f_1, f_2, \dots, f_N , времена задержки фильтров подбираются таким образом, что при появлении искомой серии частот система дает выходной сигнал значительной мощности, который и указывает на обнаружение нужной последовательности. Процесс синхронизации может выполняться довольно быстро, поскольку все возможные отклонения кода анализируются одновременно. Следует отметить, что наличие на рис. 12.7 полосовых фильтров указывает, что частоты локального генератора f_1, f_2, \dots, f_N выбраны таким образом, чтобы их отклонение от ожидаемой частоты сигнала было равно определенной промежуточной частоте (intermediate frequency — IF). Та же система может быть реализована так, что частоты, полученные генератором приемника, будут выбираться без сдвига. Тогда на выходе смесителей будут образовываться узкополосные сигналы. В этом случае фильтры должны быть фильтрами нижних частот (low-pass filter — LPF). В процессе смешивания обычно получается комплексный сигнал, состоящий из синфазного и квадратурного компонентов.

Поскольку число корреляторов или согласованных фильтров, необходимых для полного выполнения процесса параллельного обнаружения может быть чрезвычайно большим, указанный метод на практике не применяется. Вместо схем, изображенных на рисунках 12.6 и 12.7 может быть использован единичный коррелятор или согласованный фильтр, производящий последовательный поиск до достижения синхронизации. Компромисс между методами параллельного и последовательного поиска — это компромисс между сложной технической реализацией с быстрой синхронизацией и простой технической реализацией с большим временем синхронизации.

Схема использования еще одного метода поиска, быстрой синхронизации путем последовательной оценки приводится

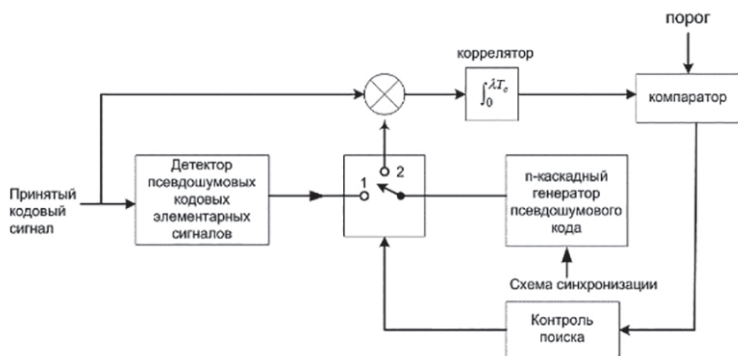


Рис. 12.8. Быстрая синхронизация путем последовательной оценки.

на рисунке 12.8. Система вводит свою лучшую оценку первых n элементов полученного сигнала в n разрядов генератора псевдослучайной последовательности [19].

Заполненный регистр определяет начальное состояние генератора. Одним из свойств случайной последовательности является то, что каждое последующее состояние разрядов зависит только от предыдущего. Следовательно, если оценка первых n элементарных сигналов выполнена верно, все последующие сигналы генератора псевдослучайной последовательности будут правильными. Когда анализ первой последовательности элементарных сигналов закончен, переключатель устанавливается в положение «2». Если начальное состояние регистра было определено верно, генератор приемника создает сигналы, идентичные принятым. Если выходной сигнал коррелятора после λT_c превышает заданный пороговый уровень, считается, что синхронизация выполнена успешно. В противном случае переключатель возвращается в положение «1», данные регистра обновляются и вся последовательность операций повторяется. Если скорость синхронизации является главным преимуществом описанной системы, то ее основной недостаток — высокая чувствительность к помехам и интерферирующим сигналам, т.к. процесс оценки состоит в поэлементной демодуляции по принципу жесткой оценки, что не позволяет воспользоваться помехоустойчивыми свойствами псевдослучайного кода.

По окончании этапа грубой синхронизации начинается этап сопровождения. Когда известны частота и фаза несущей, то

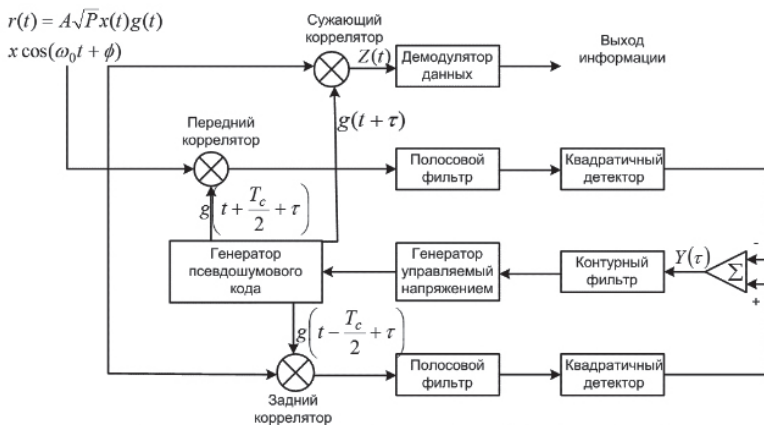


Рис. 12.9. Использование контура DLL для сопровождения сигнала в системе DSSS.

используется когерентный контур сопровождения. Если из-за доплеровского эффекта нельзя определить точно частоту и фазу несущей, используется некогерентный контур сопровождения.

Кроме того, различают контуры постоянного сопровождения с задержкой и опережением, часто называемые контурами автоподстройки по задержке (delay-locked loop — DLL) и контуры сопровождения с задержкой и опережением с разделением времени, часто именуемые контурами внесения искусственных флуктуаций (tau-dither loop — TDL).

На рисунке 12.9 изображен контур DLL.

Сгенерированный контуром сопровождения кодовый сигнал сдвинут по отношению к полученному сигналу $g(t)$ на время $\tau < \frac{T_c}{2}$. Сигнал обратной связи $Y(\tau)$ указывает ГУН увеличить или

уменьшить частоту. Недостатком схемы DLL является то, что цепи опережения и запаздывания должны быть точно синхронизированы, иначе $Y(\tau)$ будет сдвинут по фазе и его значение будет ненулевым при нулевой ошибке. Данная проблема решается с помощью контура с разделением по времени, очевидным преимуществом которого является наличие одного коррелятора. В таком контуре опережающий и запаздывающий корреляторы используются в разное время. При нормальной работе многих управляющих контуров контрольный сигнал практически равен нулю.

С этим связан один из недостатков таких систем — нулевой сигнал часто приводит к неуправляемости контура, особенно в сложных контурах сопровождения, которые изменяют коэффициент усиления в зависимости от внешних условий.

Для решения проблемы нулевого сигнала в контур вводится небольшая намеренная погрешность. Такие контуры называются контурами сопровождения с задержкой и опережением с разделением времени, часто именуемые контурами внесения искусственных флуктуаций (tau-dither loop — TDL). В результате выходной сигнал контура как бы «вибрирует» вокруг точного сигнала. Обычное отклонение от нормы невелико, поэтому потери в производительности минимальны.

Вопросы к лекции 12

1. Какие виды синхронизации используются в системах связи?
2. Нарисуйте схему контура ФАПЧ и поясните ее работу.
3. Как связана эффективная полоса контура ФАПЧ со способностью контура отслеживать фазу поступившего сигнала? Каков должен быть компромисс при проектировании контура ФАПЧ?
4. Опишите возможные реакции контура ФАПЧ на скачок фазы, частоты и линейного изменения частоты поступающего сигнала.
5. Какой порядок контура ФАПЧ требуется для синхронизации с сигналом по частоте по сравнению с синхронизацией по фазе?
6. Во всех случаях синхронизация частоты получается с помощью контура на один порядок ниже, чем необходимо для синхронизации фазы.
7. Почему на практике используются контуры ФАПЧ второго порядка и что предпринимается, если вследствие динамики сигнала для синхронизации передатчика и приемника нужны контуры ФАПЧ более высоких порядков?
8. Нарисуйте схему разомкнутого символьного синхронизатора и опишите принцип его работы и недостаток схемы.
9. Нарисуйте схему замкнутого символьного синхронизатора и опишите принцип его работы.
10. Назовите недостатки замкнутых символьных синхронизаторов.

11. Нарисуйте схемы первоначальной синхронизации методом параллельного поиска в системах, использующих сигнал с расширенным спектром, и поясните принцип синхронизации в них.
12. Нарисуйте схему быстрой синхронизации путем последовательной оценки и поясните ее работу.
13. Нарисуйте схему синхронизации сопровождения DLL и поясните ее работу. Как решается при сопровождении проблема нулевого сигнала.

Лекция 13.

Канальное кодирование

Канальное кодирование представляет собой класс преобразований сигнала, выполняемых для повышения качества связи. Тему канального кодирования можно условно разделить на две части: кодирование сигнала и структурированные последовательности. Кодирование сигнала означает преобразование сигнала в некий «улучшенный» сигнал, позволяющий сделать процесс обнаружения менее подверженным ошибкам. Метод структурированных последовательностей — это преобразование последовательности данных в новую, обладающую структурной избыточностью. Избыточные биты служат для определения и исправления ошибок.

Кодирование сигнала. Процедура кодирования состоит в преобразовании набора сигналов в усовершенствованный набор. Наиболее популярными из таких кодов являются ортогональные и биортогональные коды. Взаимная корреляция между двумя сигналами является мерой расстояния между двумя векторами сигналов в сигнальном пространстве. Набор сигналов $\{S_i(t)\}$ последовательности битов состоит из ортогональных сигналов тогда и только тогда, когда для коэффициента взаимной корреляции двух последовательностей бит выполняется равенство:

$$z_{ij} = \frac{(\text{количество совпавших цифр}) - (\text{количество несовпавших цифр})}{\text{общее количество цифр в последовательности}} = \begin{cases} 1; & i = j \\ 0; & i \neq j \end{cases} \quad (13.1)$$

Набор однобитовых данных можно преобразовать с помощью ортогональных кодовых слов, состоящих из двух разрядов каждое, которые описываются строками показанной ниже матрицы H_1 .

Набор данных	Набор ортогональных кодовых слов
0	$H_1 = \begin{bmatrix} 0; & 0 \\ 0; & 1 \end{bmatrix}$
1	

Проверка ортогональности набора производится с помощью уравнения (13.1). Для кодирования двухбитовых данных

вышеупомянутый набор нужно расширить по горизонтали и вертикали, что дает матрицу H_2 .

Набор данных	Набор ортогональных кодовых слов
0; 0	$H_2 = \begin{bmatrix} 0; & 0 & \vdots & 0; & 0 \\ 0; & 1 & \vdots & 0; & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0; & 0 & \vdots & 1; & 1 \\ 0; & 1 & \vdots & 1; & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1; & H_1 \\ H_1; & \overline{H_1} \end{bmatrix}.$
0; 1	
...	
1; 0	
1; 1	

Вообще для набора k -битовых данных из матрицы H_{k-1} можно построить набор кодовых слов H_k размерностью $2^k \times 2^k$, который называется матрицей Адамара.

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1}; & H_{k-1} \\ H_{k-1}; & \overline{H_{k-1}} \end{bmatrix}. \quad (13.2)$$

Каждая пара слов в каждом наборе кодовых слов $H_1; H_2; H_3; \dots; H_k$ содержит одинаковое количество совпадающих и несовпадающих разрядов, поэтому в соответствии с уравнением (13.1), каждый из этих наборов ортогонален.

Биортогональный набор сигналов, состоящий из M кодовых слов, получается из ортогонального набора, состоящего из $M/2$ сигналов путем дополнения последнего сопряженными значениями каждого сигнала.

$$B_k = \begin{bmatrix} B_{k-1} \\ \overline{B_{k-1}} \end{bmatrix}. \quad (13.3)$$

Например, набор двухбитовых данных можно преобразовать в биортогональный набор кодовых слов следующим образом:

Набор данных	Набор ортогональных кодовых слов
0; 0	$B_2 = \begin{bmatrix} 0; & 0 \\ 0; & 1 \\ \dots & \dots \\ 1; & 1 \\ 1; & 0 \end{bmatrix}.$
0; 1	
...	
1; 0	
1; 1	

В действительности биортогональный набор состоит из двух ортогональных кодов, таких, что для каждого кодового слова в одном наборе имеется антиподное ему слово в другом. Биортогональный набор состоит из комбинации ортогональных и антиподных сигналов. Если использовать коэффициенты взаимной корреляции, то биортогональные коды можно представить следующим образом:

$$z_{ij} = \begin{cases} 1; & i = j \\ -1; & i \neq j, |i - j| = \frac{M}{2} \\ 0; & i \neq j, |i - j| \neq \frac{M}{2} \end{cases} \quad (13.4)$$

Преимуществом биортогональных кодов перед ортогональными является то, что при передаче аналогичной информации размер кодового слова биортогональных кодов вдвое меньше кодового слова ортогональных кодов. Следовательно, при использовании биортогональных кодов требуется вдвое меньшая полоса пропускания. Кроме того, поскольку антиподные векторы имеют лучшие пространственные характеристики, чем ортогональные, биортогональные коды снижают вероятность битовой ошибки по сравнению с ортогональными кодами.

Код, получаемый из ортогонального путем удаления первого разряда каждого кодового слова, называется трансортогональным или симплексным кодом. Такой код описывается коэффициентом взаимной корреляции:

$$z_{ij} = \begin{cases} 1; & i = j \\ \frac{-1}{M-1}; & i \neq j \end{cases} \quad (13.5)$$

Сравнивая достоверность передачи ортогонального, биортогонального и симплексного кодов, можно сказать, что симплексный код имеет наименьшее требуемое битовое отношение сигнал/шум E_b/N_0 для получения требуемой вероятности символьной ошибки. При больших значениях M все три схемы очень похожи между собой в смысле достоверности передачи. При этом биортогональное кодирование по сравнению с другими методами требует лишь половины полосы пропускания. В то же время

для каждого из этих методов требования к полосе пропускания и сложность системы экспоненциально растут с увеличением M , поэтому подобные схемы кодирования годятся лишь тогда, когда доступна значительная полоса пропускания. При наборе ортогональных кодов, включающем $M = 2^k$ сигналов, требуемая ширина полосы пропускания в M/k раз больше необходимой для передачи некодированного сигнала.

Структурированные последовательности представляют собой методы введения в исходные данные избыточности таким образом, что это позволяет обнаруживать и исправлять ошибки. Структурированные последовательности делятся на три подкатегории: блочные, сверточные и турбокоды.

При образовании блочных кодов исходные данные делятся на блоки из k бит. В процессе кодирования каждый k -битовый блок данных преобразуется в больший блок из n бит, который называется канальным символом. К каждому блоку данных таким образом кодирующее устройство добавляет $(n - k)$ бит, которые называют избыточными битами, битами четности или контрольными битами. Отношение числа избыточных бит к числу информационных бит $\frac{n - k}{k}$ называется избыточностью кода, отношение числа бит данных к общему числу бит k/n называется степенью кодирования.

Коды с контролем четности для обнаружения и исправления ошибок используют линейные суммы информационных битов. Код с одним контрольным битом — одномерный — это прибавление к блоку информационных битов одного контрольного бита. Этот бит (бит четности) может быть равен нулю или единице, причем его значение выбирается так, чтобы сумма всех битов в кодовом слове была четной или нечетной. В операции суммирования используется арифметика по модулю 2 (операция исключающего ИЛИ). Если бит четности выбирается так, что результат четный, то говорят, что схема имеет положительную четность. Если при добавлении бита четности результирующий блок данных является нечетным, то говорят, что он имеет отрицательную четность.

На рисунке 13.1 показана последовательная передача данных (первым является крайний справа бит). К каждому блоку добавляется один бит четности (крайний слева бит в каждом блоке) дающий положительную четность.

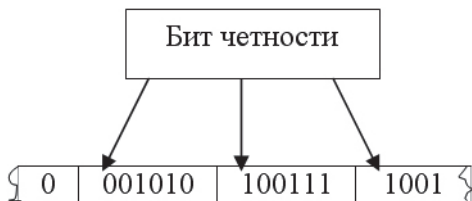


Рис. 13.1. Проверка четности для последовательной структуры кода.

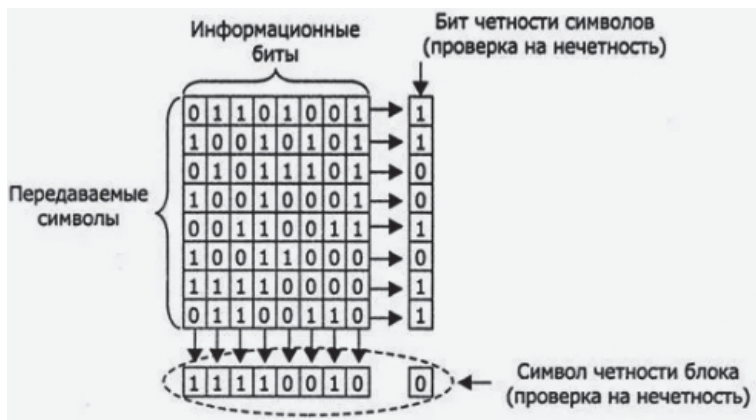


Рис. 13.2. Проверка отрицательной четности для параллельной структуры кода.

В приемном устройстве производится декодирование, заключающееся в проверке, дают ли нуль суммы принятых битов кодового слова по модулю 2 (положительная четность). Если полученный результат равен 1, то кодовое слово содержит ошибки. *Декодер не может исправить эту ошибку, он может ее только обнаружить.*

Прямоугольный код — двумерный, называемый также композиционным, можно представить в виде параллельной структуры кода, изображенной на рисунке 13.2. При образовании двумерного кода с контролем четности вначале из битов сообщения строятся прямоугольники, состоящие из M строк и N столбцов. Затем к каждой строке и каждому столбцу прибавляется бит четности, что в результате дает матрицу размером $(M + 1) \times (N + 1)$. Степень кодирования прямоугольного кода можно записать как

$$\frac{k}{n} = \frac{MN}{(M+1)(N+1)}. \quad (13.6)$$

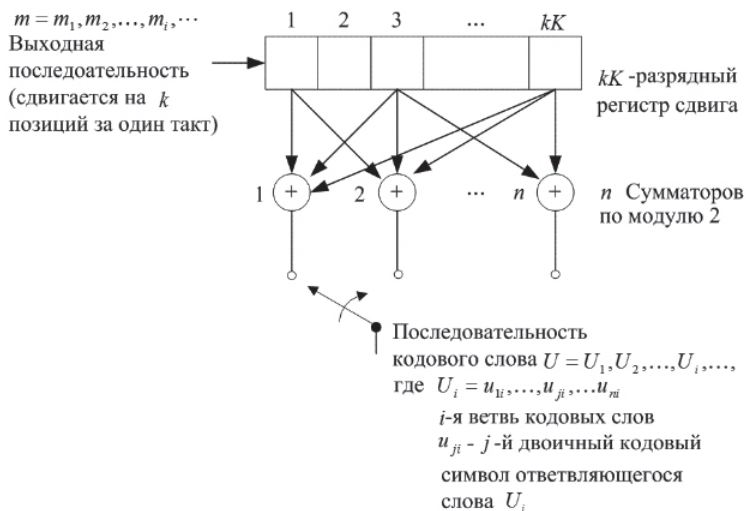


Рис. 13.3. Схема устройства сверточного кодирования [20].

Прямоугольный код может исправить любую единичную ошибку, поскольку расположение такой ошибки однозначно определяется пересечением строки и столбца, в которых была нарушена четность. Исправление ошибки обусловлено наличием только двух значений сигнала «0» и «1». Если на месте обнаруженной ошибки стоит «0», он исправляется на «1» и, аналогично, если на месте обнаруженной ошибки находится «1», для исправления она заменяется на «0».

Сверточные коды описываются тремя числами n , k , K . Длина n кодового слова является не только функцией входного сообщения длиной k , но и функцией кодового ограничения K (число разрядов в регистре сдвига — см. рисунок 13.3).

Схема, изображенная на рисунке 13.3 дает в каждый момент времени на выходе кодовую последовательность U_i , состоящую из k бит u_{ip} , значение которых вычисляются как линейная функция входных битов. Слово «сверточный» отражает от факт, что данные на выходе генерируются с помощью линейного сложения (т.е. «свертки») смещенных во времени импульсов последовательности на входе с импульсной характеристикой кодера (заполнения регистров предыдущими битами).

Рассмотрим сверточный кодер со степенью кодирования (иногда этот параметр называется скоростью передачи кода, т.к.

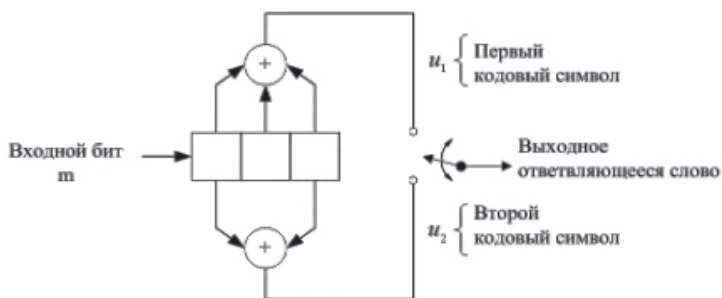


Рис. 13.4. Сверточный кодер со степенью кодирования $\frac{1}{2}$ и величиной кодового ограничения $K = 3$.

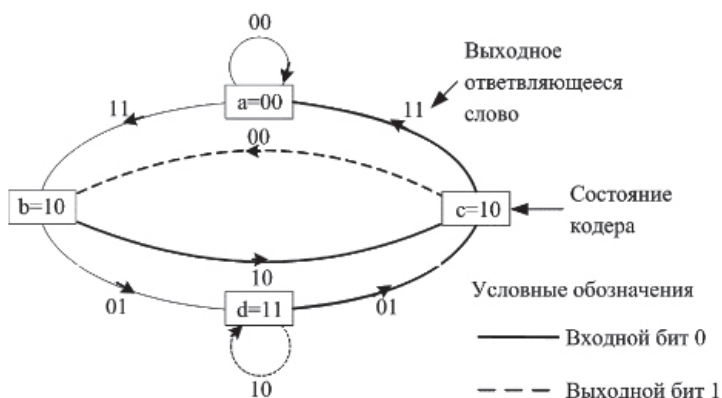


Рис. 13.5. Диаграмма состояний кодера со степенью кодирования $\frac{1}{2}$ и $K = 3$.

описывает, в какое число раз увеличивается скорость передачи бит на выходе по сравнению со входом) $\frac{1}{2}$ и величиной кодового ограничения $K = 3$, изображенный на рисунке 13.4. **В кодере может возникнуть ограниченное число состояний.** Под состоянием в общем смысле понимается наименьшее количество информации, на основе которой вместе с текущими входными данными можно определить данные на выходе системы. Для сверточного кодера со степенью кодирования $1/n$ состояние представляется содержимым $K-1$ крайних правых разрядов кодера и поэтому можно сказать, что будущие состояния ограничиваются прошлыми состояниями.

Одним из способов представления простых кодирующих устройств является диаграмма состояний (рисунок 13.5).

Состояния, показанные в рамках диаграммы, представляют собой возможное содержимое $K-1$ крайних правых разрядов регистра, а пути между состояниями — ответвляющиеся слова на выходе, являющиеся результатом переходов между такими состояниями. Существует всего два исходящих из каждого состояния перехода, и два входящих соответствующие двум возможным входным битам. И главное то, что *за один переход невозможно перейти из данного состояния в любое произвольное. Это означает, что сверточный кодер принадлежит классу устройств, известных как конечный автомат (finite-state machine). Это общее название дано системам, обладающим памятью о прошедших сигналах. Прилагательное «конечный» показывает, что существует ограниченное число состояний, которое может возникнуть в системе. Конечное число состояний кодера создает предпосылки обнаружения и исправления ошибок.*

Несмотря на то, что диаграммы состояний полностью описывают кодер, их нельзя использовать для легкого отслеживания переходов кодера в зависимости от времени. Древоподобная диаграмма (рисунок 13.6) прибавляет к диаграмме состояния временное измерение. В каждый последующий момент прохождения входящего бита процедура кодирования может быть описана с помощью перемещения по диаграмме слева направо, причем каждая ветвь дерева описывает ответвленное слово на выходе. Узлы решетки представляют собой состояния кодера, сплошная линия обозначает выходные данные, генерируемые входным нулевым битом, а пунктирная — выходные данные, генерируемые входным единичным битом. Фиксированная структура древоподобной диаграммы реализуется после достижения глубины K . С этого момента в каждое состояние можно войти из любого из двух предыдущих состояний. Из каждого состояния можно также перейти в одно из двух состояний. Над каждой ветвью написано число, представляющее собой кодовое расстояние Хэмминга (метрику) — количество совпадающих цифр в символе сообщения и выходном символе кодера. Эти пометки на ветвях решетки накапливаются декодером в процессе.

Чтобы пометить ветви декодера подходящей метрикой расстояния Хэмминга, рассмотрим диаграмму состояний кодера. Переход между состояниями $00 \rightarrow 00$ порождает на выходе ответвляющееся слово 00 , однако получено 11 . Следовательно, на решетке декодера помечаем переход между состояниями $00 \rightarrow 00$

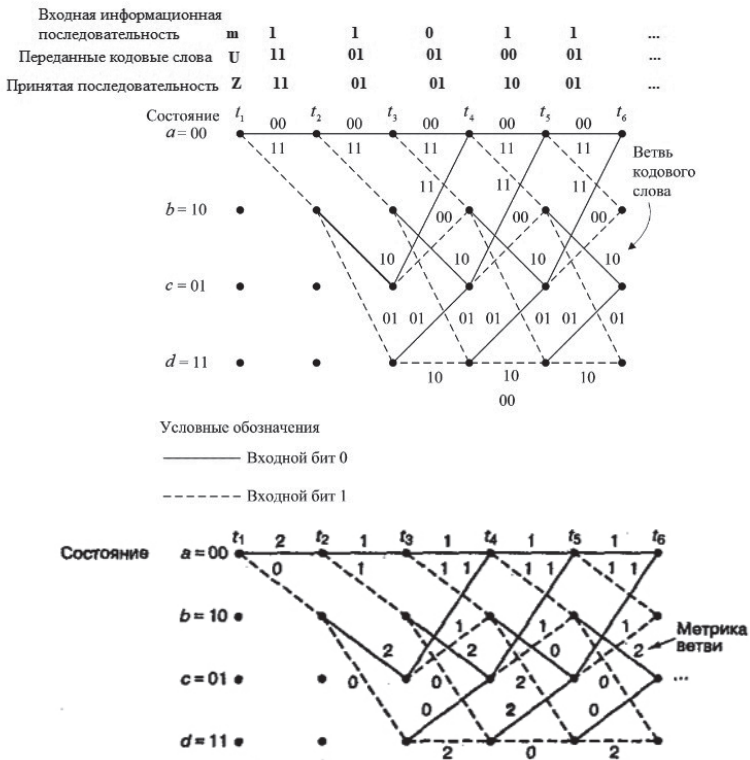


Рис. 13.6. Решетчатая диаграмма кодера (степень кодирования $\frac{1}{2}$, $K = 3$).

расстоянием Хэмминга между ними, а именно 2. Глядя вновь на диаграмму состояний, видим, что переход между состояниями $00 \rightarrow 10$ порождает ответвляющееся слово 11 (см. рис. 13.5), точно соответствующее полученному в момент времени t_1 кодовому символу. Следовательно, переход на решетке декодера между состояниями $00 \rightarrow 10$ помечаем расстоянием Хэмминга 0.

В итоге метрика входящих в решетку декодера ветвей описывает разницу между тем, что было получено и тем, что «могло быть» получено, имея ответвленные слова, связанные с теми ветвями, с которых они были переданы.

Смысл декодирования Витерби (декодирования по принципу максимального правдоподобия) заключается в том, что если любые два пути сливаются в одном состоянии, то при поиске оптимального пути один из них всегда можно исключить. Например,

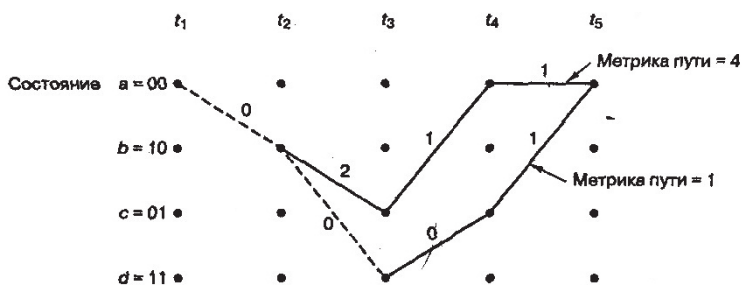


Рис. 13.7. Метрики пути для двух сливающихся путей.

на рисунке 13.7 показано два пути, сливающихся в момент времени t_5 в состоянии 00.

Декодирование Витерби состоит в вычислении метрики двух путей, входящих в каждое состояние, и исключения одного из них. Метрика выжившего пути обозначается как метрика для этого состояния в этот момент времени. «Выжившим» будет путь с наименьшей метрикой (в данном случае путь с метрикой 1). Если метрики имеют одинаковое значение, «выживший» путь выбирается произвольно.

Решетчатое кодирование (Trellis code modulation — TCM) применяется в системах, где улучшения качества связи с помощью обыкновенного кодирования невозможно добиться из-за ограничений по полосе пропускания (узкополосные каналы). Принцип решетчатого кодирования сочетает в себе присвоение сигналов битам (модуляция) по критерию лучших или худших пространственных характеристик (кодирование). В этом случае наиболее уязвимым для помех входным сигналам присваиваются модулирующие сигналы, имеющие лучшие пространственные характеристики, а наименее уязвимым — худшие с точки зрения пространственных характеристик модулирующие сигналы. Работу решетчатого кодера можно представить в виде диаграммы состояний сверточного кодера, в котором переходы в решетке помечаются модулирующими сигналами.

Пространство сигналов расширяется путем добавления к информационным битам вспомогательных, которые образуются благодаря сверточному кодированию части информационных бит. Если, к примеру, информационные биты разбиты на группы по 4 бита (всего возможно 16 различных комбинаций), то добавление пятого треллис-бита приведет к расширению числа

возможных комбинаций информационных бит, равному 32. Но при этом часть комбинаций, имеющих наихудшие пространственные характеристики в смысле вероятности ошибки объявляются запрещенными. Расширенная таким образом группа подвергается многопозиционной амплитудно-фазовой модуляции. На принимающей стороне осуществляется декодирование принятого сигнала по алгоритму Витерби. Если принимаемые последовательности являются разрешенными, то считается, что передача происходит без ошибок и треллис бит просто удаляется. Если среди принимаемых последовательностей встречаются запрещенные, то при помощи алгоритма декодирования декодер Витерби находит наиболее подходящую разрешенную последовательность, исправляя таким образом ошибки передачи.

Смысл решетчатого кодирования — ценой сравнительно небольшой избыточности повысить помехоустойчивость передачи. Использование треллис кодирования позволяет, главным образом, защитить от перепутывания именно соседние в сигнальном пространстве точки, которые более всего подвержены возможности «перепутаться» под действием помех.

Символ сообщения состоит из нескольких бит. Поэтому в символьной ошибке может содержаться несколько битовых ошибок, поэтому символьная ошибка, как правило, больше битовой ошибки $P_E > P_B$. При передаче в модуляции MPSK каждый символ не является равноудаленным от всех остальных. На рисунке 13.8 *а* показано восьмеричное пространство решений, где области решений обозначены 8-ричными символами в двоичной

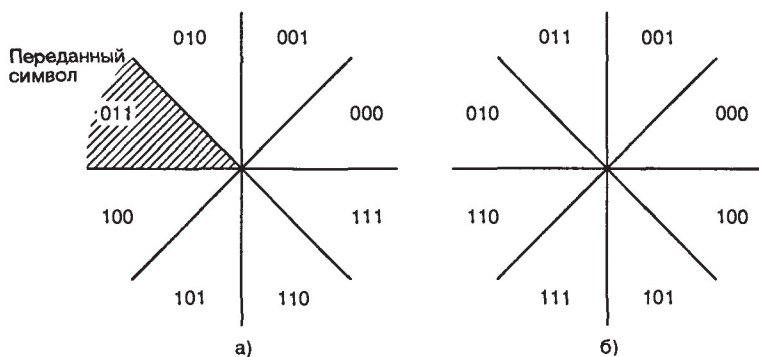


Рис. 13.8. Области решения в сигнальном пространстве MPSK: *а*) в бинарной кодировке; *б*) в кодировке Грея.

записи. При передаче символа (011) и появлении в нем ошибки наиболее вероятными являются ближайшие соседние символы, (010) и (100). Вероятность превращения символа (011) вследствие ошибки в символ (111) относительно мала. Если биты распределяются по символам согласно двоичной последовательности, показанной на рисунке 13.8 *a*, то некоторые символьные ошибки всегда будут давать две (или более) битовые ошибки, даже при значительном отношении сигнал/шум.

Для неортогональных схем, таких как MPSK, часто используется код преобразования бинарных символов в M -арные, такие, что двоичные последовательности, соответствующие соседним символам (сдвигам фаз), отличаются единственной битовой позицией, таким образом, при появлении ошибки в M -арном символе высока вероятность того, что ошибочным является только один из k прибывших битов. Кодом, обеспечивающим подобное свойство, является код Грея. Код Грея — это простое переприсвоение, при применении которого можно утверждать, что символьная ошибка равна битовой $P_E \approx P_B$.

Большинство кодов коррекции ошибок создавались для каналов связи без памяти. Это значит, что данные коды противостоят случайным независимым ошибкам. Канал с памятью — это такой канал, в котором проявляется взаимная зависимость ухудшений передачи сигнала по отдельным лучам. Канал, в котором проявляется замирание вследствие многолучевого распространения, когда сигнал поступает на приемник по двум и более путям различной длины — есть пример канала с памятью. Следствием является искаженный сигнал. Ухудшения сигнала коррелируют во времени и в результате дают статистическую взаимную зависимость успешно переданных символов. Иными словами, искажения вызывают ошибки, имеющие вид пакетов, а не отдельных изолированных ошибок.

Если канал имеет память, то ошибки не являются независимыми, одиночными и случайно распределенными. Большинство блочных и сверточных кодов разрабатывается для борьбы с независимыми одиночными и случайно распределенными ошибками. Влияние канала с памятью на кодированный таким образом сигнал приведет к ухудшению достоверности передачи.

Существуют схемы для кодирования каналов с памятью, но наибольшую проблему в этом кодировании представляет расчет точных моделей сильно нестационарных статистик таких каналов.

Подход, при котором требуется только знать объем памяти канала, а не его точное статистическое описание, использует временное разнесение (чередование битов). Чередование битов кодированного сообщения перед передачей и обратная операция после приема приводят к рассеиванию пакета ошибок во времени: таким образом они становятся для декодера случайно распределенными. Поскольку в реальной ситуации память канала уменьшается с временным разделением, идея, лежащая в основе метода чередования битов, заключается в разнесении символов кодовых слов во времени. Получаемые промежутки времени точно так же заполняются символами других кодовых слов. Разнесение символов во времени эффективно превращает канал с памятью в канал без памяти и, следовательно, позволяет использовать коды с коррекцией случайных ошибок в канале с импульсными помехами.

Устройство чередования (interleaver) смешивает кодовые символы в промежутке нескольких длин блоков (для блочных кодов) или нескольких длин кодового ограничения (для сверточных кодов). Требуемый промежуток определяется длительностью пакета. Подробности структуры битового перераспределения должны быть известны приемнику, чтобы иметь возможность выполнить восстановление порядка битов перед декодированием.

На рисунке 13.9 *a* показаны кодовые слова, еще не подвергнутые чередованию, от А до G. Каждое кодовое слово состоит из семи символов. Пусть наш код может исправлять однобитовые ошибки в любой 7-символьной последовательности. Если промежуток памяти канала равен длительности одного кодового слова, такой пакет, длительностью в 7 символов, может уничтожить информацию в одном или в двух кодовых словах. Допустим, что на передающей стороне кодовые символы перемешиваются, как

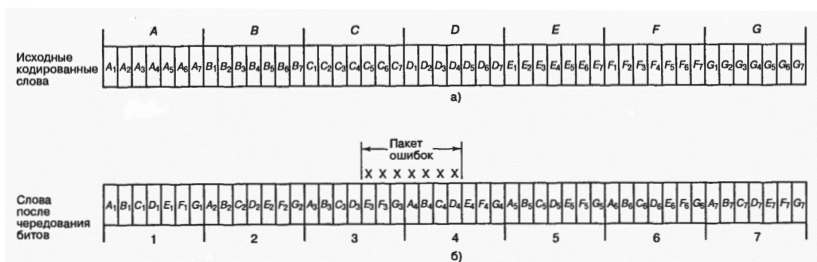


Рис. 13.9. Пример процедуры чередования битов: *a*) исходные кодовые слова, содержащие семь кодовых символов; *б*) полученные кодовые символы.

показано на рисунке 13.9 б. Каждый кодовый символ каждого кодового слова отделяется от своего соседа на расстояние в семь символьных периодов. Как можно видеть на рисунке 13.9 б последовательные каналные пакеты шума попадают на семь символьных промежутков, влияя на один кодовый символ каждого из семи исходных кодовых слов. Во время приема в потоке восстанавливается вначале исходный поток битов, так что он становится похож на исходную кодовую последовательность, изображенную на рисунке 13.9 а. Затем поток декодируется. Поскольку в каждом кодовом слове возможно исправление одиночной ошибки, импульсная помеха не оказывает никакого влияния на конечную последовательность.

Вопросы к лекции 13

1. Опишите условные части темы канального кодирования.
2. Запишите условие, при котором набор сигналов $\{s_i(t)\}$.
3. Каковы преимущества биортогональных кодов перед ортогональными?
4. Сравните достоверность передачи ортогонального, биортогонального и симплексного кодов.
5. Опишите алгоритм образования блочных кодов.
6. Опишите алгоритмы образования одномерных и двумерных кодов с контролем четности.
7. Нарисуйте схему сверточного кодера и поясните алгоритм его работы.
8. Объясните предпосылки обнаружения и исправления ошибок сверточным кодером.
9. Как рассчитывается кодовое расстояние Хэмминга?
10. В чем состоит алгоритм декодирования Витерби?
11. Опишите алгоритм решетчатого кодирования и поясните смысл решетчатого кодирования.
12. Для чего применяется код Грея?
13. Что такое каналы с памятью. Приведите пример. На что влияет память канала?
14. Для чего применяется операция чередования? Опишите алгоритм чередования.

Лекция 14.

Цифровая система гидроакустической связи

Статистические характеристики гидроакустических сигналов и помех имеют сложный, часто нестационарный характер. Их параметры зависят от состояния океана: температуры воды, солёности, глубины, наличия течений, погоды на его поверхности, строения дна, видового состава и численности биологических объектов, интенсивности судоходства и т.д. При этом определяющее значение имеют протяжённость и ориентация предполагаемой линии связи между источником и приёмником акустических сигналов.

Поэтому определить теоретическую кривую помехоустойчивости можно только для конкретного района, для определённой глубины, определённого времени, конкретной протяжённости линии связи и при наличии большого объёма статистических данных.

Обычно по имеющимся статистическим характеристикам находят оценку величины отношения сигнал-шум, которая обеспечивает необходимую достоверность приема сигнала.

В основе цифрового вещания лежат представление и передача звукового сигнала в цифровой форме во всех звеньях вещательного тракта — от источника до мобильного приемника.

Были разработаны, развивались и совершенствовались стандарты для обеспечения передачи радиовещательных программ цифровыми методами. Для цифрового радиовещания на частотах ниже 30 МГц (для диапазона длинных, средних и коротких волн) предложена концепция DRM (Digital Radio Mondiale (всемирное цифровое радио) — телекоммуникационный стандарт — техническая спецификация ETSI TS 101 980) с использованием амплитудной модуляции. Считается, что эта система вобрала в себя последние достижения технологии звукового вещания. В основе идеи DRM лежит два факта: полоса частот является ограниченным ресурсом, в то время как стоимость вычислительной мощности понижается. Таким образом, современные технологии программного сжатия звука позволяют использовать имеющуюся полосу частот более эффективно.

Важность рассмотрения возможности использования принципа построения систем DRM комплексов в том, что DRM системы рассчитаны на работу с высокими скоростями передачи в узкополосных каналах связи — в существующих диапазонах и каналах звукового вещания длинных, средних и коротких волн с реальной шириной спектральной полосы сигнала 10—20 кГц.

Переход к простым методам цифровой передачи информации не обеспечивает высоких качественных показателей системы. Повышение эффективности методов цифровой обработки и передачи дискретных сообщений достигается следующими мерами [21]:

- кодирование источника, позволяющее эффективно устранить избыточность в сообщениях и, благодаря этому, существенно уменьшить требуемую скорость передаваемого цифрового потока.

Человек в состоянии принимать огромные потоки информации. Но сознательно он способен обрабатывать лишь около 100 бит/с [25]. Поэтому можно говорить о присущей первичным цифровым звуковым сигналам (например, речевым) существенной избыточности. Для нужд гидроакустической связи не всегда важна тембральная окраска (ответственная за опознавание того, кто говорит), но важна разборчивость речи (чтобы понять смысл команд). Поэтому нужно убрать избыточность речевого сигнала, чтобы освободить место в передаваемом кадре для кодов коррекции ошибок. Для решения этой проблемы применяется кодирование источника с использованием процесса речеобразования (голосовые связки — это генератор частоты основного тона, а губы, зубы и язык представляют собой модулятор, позволяющий модулировать частоту основного тона для извлечения того или иного звука. На передающем конце ставится вокодер — анализатор речи, который из каждой выборки сигнала выделяет только сигнал возбуждения и несколько коэффициентов формантных фильтров (форманты — частоты, отвечающие за тембр и тон звука). На приемном конце вокодер выполняет функцию синтезатора речи, который по сигналам частоты основного тона и коэффициентов формантных фильтров восстанавливает речевой сигнал в полученном кадре. Для экономии полосы пропускания сам сигнал возбуждения может не передаваться, а передается только число, с помощью которого на приемной стороне сигнал генерируется с помощью кодовой книги.

– помехоустойчивое кодирование канала в сочетании с процедурой перемежения по времени и частоте позволяет значительно повысить помехоустойчивость и энергетическую эффективность систем цифрового вещания;

– новейшие методы цифровой модуляции позволяют повысить эффективность использования радиочастотного спектра (РЧС) — это так называемые спектральные методы модуляции, при которых процессы модуляции и демодуляции производятся над сигналами, представленными в частотной области.

Эти меры позволяют достигнуть следующих преимуществ:

– возможности практически полной коррекции искажений, возникающих в тракте передачи, путем соответствующего выбора метода помехоустойчивого кодирования;

– высокой устойчивости приема сообщений при изменении условий распространения сигнала, обусловленных многолучевым характером распространения радиоволн;

– экономичного использования радиочастотного спектра;

– возможности снижения мощности сигнала;

– высокой технологичности цифрового оборудования — реализации модулятора и демодулятора полностью на программной основе, что способствует уменьшению стоимости.

Первое важнейшее требование к системам цифрового радиовещания (ЦРВ) — высокая частотная (спектральная) эффективность использования спектра. Для этого разработаны более совершенные системы кодирования звука (MPEG-4, AAC, Enhanced art-X) и использована квадратурная модуляция.

Сравнивая стандарты компрессии цифровых аудиоданных для компактного цифрового представления звуковых сигналов, можно сделать вывод о том, что, несмотря на большое разнообразие стандартов, в них используется только две модели сжатия звука.

Различают статистическую и психоакустическую модели избыточности звукового сигнала. Сокращение статистической избыточности основано на учете свойств самих звуковых сигналов (ЗС), а психоакустической — на учете особенностей слухового восприятия звука.

В таких алгоритмах сжатия аудиосигнала, как MPEG и AAC, используется кодирование с использованием психоакустической модели восприятия звука. Оно подразумевает способ преобразования потока данных, при котором кодированию подвергается

только та часть звуковой информации, которую способно воспринять ухо человека, остальные же составляющие исходного сигнала можно отбросить, за счет чего и достигается эффект сжатия.

Развитие высокоэффективных (высокопроизводительных при условии сохранения качества источника цифрового звука) кодеков ЗС на основе психофизической модели сдерживается рядом нерешенных проблем, основными из которых являются [26]:

1. Неэффективное использование основных психоакустических свойств слухового анализатора, что является следствием отсутствия их точного аналитического описания.

2. Построение психоакустических моделей на основе усредненных экспериментальных данных. В результате высокое качество субъективного восприятия звука может быть обеспечено лишь для лиц с частотной чувствительностью слуха не выше средней (до 16 кГц).

3. Отсутствие единого мнения на степень округления (уменьшение разрядности кодирования). Степень округления предлагается определять эмпирически, что обуславливает ее зависимость как от характера ЗС, так и от характера отдельных их фрагментов.

От обоснованного решения перечисленных проблем зависят все важнейшие характеристики как существующих, так и новых высокоэффективных систем цифровой обработки и передачи аудиоданных.

Другой подход — это временное кодирование, использующее адаптивную относительную импульсно-кодovou модуляцию (ADPCM — Adaptive differential PCM — рус. Адаптивная Дифференциальная Импульсно-Кодовая Модуляция — АДИКМ) в алгоритмах типа Enhanced apt-X.

Метод ADPCM основан на том, что в аналоговом сигнале, передающем речь, невозможны резкие скачки интенсивности. Поэтому, если кодировать не саму амплитуду сигнала, а ее изменение по сравнению с предыдущим значением, то можно обойтись меньшим числом разрядов.

При дифференциальном преобразовании на вход кодировщика подается не сам сигнал, а разница между текущим значением сигнала и предыдущим (рис. 14.1).

В типе преобразователя, изображенном на рис. 14.1 передатчик и приемник имеют одинаковую модель предсказания, которая получена из корреляционных характеристик сигнала. Кодер дает ошибку предсказания (или остаток) как разность между



Рис. 14.1. DPCM-преобразователь голоса в код.

следующим измеренным и предсказанным выборочными значениями. Декодер «повторяет» обратный цикл кодера. Задача связи состоит в передаче разности (ошибки сигнала) между предсказанными и действительными выборочными данными. Наибольшим искажениям квантования при ДИКМ подвергаются разностные сигналы малой величины. Для уменьшения этих искажений можно применить неравномерное квантование, при котором шаг квантования возрастает по мере увеличения значения разностного сигнала. Такой метод разностного кодирования называется адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (АДИКМ), поскольку при этом происходит адаптация величины шага квантования к параметрам кодируемого сигнала.

В процессе преобразования скорость — это менее дорогой ресурс, чем точность, и можно использовать более быстрые процессы обработки сигналов для получения более высокой точности. Этот принцип положен в основу сжатия звукового сигнала с помощью алгоритма дельта-модуляции. Для того чтобы увеличить корреляцию выборок, фильтр с предсказанием может работать со скоростью, которая далеко превосходит частоту Найквиста. В этом случае выборочные данные будут иметь высокую корреляцию, так что простой одноотводный предсказатель будет давать малую ошибку предсказания, которая, в свою очередь, допускает работу устройства квантования с очень малым количеством бит в контуре коррекции ошибок. Простейшей формой устройства квантования является однобитовый преобразователь; по сути, это просто компаратор, который обнаруживает и сообщает знак разности сигнала.

Существенным недостатком методов сжатия сигналов АДИКМ и дельта-модуляции при применении их для нужд

гидроакустической связи является тот факт, что при увеличении числа операций над сигналом из-за ошибок пропорционально падает и отношение сигнал/шум. Следовательно, реализация сложных многоступенчатых устройств обработки сигналов становится затруднительной. Это обстоятельство и является главным препятствием, которое необходимо преодолеть исследователям, чтобы формат АДИКМ и дельта-модуляции смог стать уверенным конкурентом алгоритму с применением вокодеров.

Модуляция-демодуляция обеспечивает согласование дискретного канала передачи сообщений с непрерывным (физическим) каналом связи. Высокая помехоустойчивость, энергетическая эффективность и экономное расходование полосы частот в современных цифровых системах достигаются в значительной степени благодаря рациональному выбору параметров модуляции [23]. При этом процедуры модуляции и демодуляции неотделимы от кодирования и декодирования, объединение этих процедур позволяет существенно повысить энергетическую и частотную эффективность передачи [24]. Модем рассматривают как интерфейс «дискретный канал — непрерывный канал».

Удачным решением является модем COFDM (частотное уплотнение с кодированными ортогональными несущими). Этот параллельный (многочастотный) метод передачи с большим числом кодированных когерентных несущих позволяет распараллеливать цифровой поток и резко снизить скорость передачи на каждой несущей, ввести временной интервал, защищающий приемник от эхосигналов, реализовать перемежение сигналов по частоте. Эффективность данного метода передачи предполагает также и использование системы канального кодирования, согласованного с фазовой (или амплитудно-фазовой) модуляцией, а также системы демодуляции/декодирования с использованием алгоритма Витерби [22]. Все перечисленное позволяет обеспечить высокую эффективность использования РЧС, возможность построения одночастотной сети (при относительно низких уровнях мощности передатчиков).

Необходимую надежность передачи информации (достоверность) по цифровым (в том числе гидроакустическим) каналам удается обеспечить посредством помехоустойчивого кодирования. Применение сигналов решетчатой кодовой модуляции, которая сочетает в себе многопозиционные сигналы и помехоустойчивые коды, позволяет при заданной скорости передачи сигналов

и вероятности ошибочного приема уменьшить необходимую энергетiku линии и полосу частот. Такие сигналы являются самыми эффективными по предложенному критерию, поэтому этот вид модуляции может быть рекомендован для гидроакустических систем связи.

Современное кодирование канала предполагает использование двух простых, но чрезвычайно эффективных процедур:

- скемблирование (рандомизация) индивидуальных цифровых потоков (перед кодированием канала) — превращает цифровой сигнал в квазислучайный и тем самым приводит к более равномерному энергетическому спектру излучаемого сигнала;

- перемежение символов (перестановка во времени) — обеспечивается блоком временного перемежения и позволяет декоррелировать ошибки в канале, т.е. преобразовать пакеты ошибок большой кратности в одиночные, сведя тем самым канал с памятью к двоичному симметричному каналу.

Требования, предъявляемые к цифровым системам связи:

- высокая помехоустойчивость;
- энергетическая эффективность;
- экономное расходование полосы частот.

Эффективность использования спектра определяется отношением скорости передачи информации к занимаемой полосе частот.

С точки зрения эффективного использования полосы частот канала связи наибольший интерес представляют идеология и решения, реализуемые в системе низкочастотного (до 30 МГц) цифрового вещания DRM в части формирования канального сигнала.

Общая схема формирования сигнала достаточно стандартна: к символам передаваемого сообщения добавляются какие-либо сервисные данные и служебная информация. Вся эта совокупность символов кодируется: вначале осуществляется рандомизация сигнала посредством умножения передаваемой последовательности на заданную псевдослучайную последовательность (ПСП) — для энергетического сглаживания сигнала, чтобы его спектр был как можно более ровным, шумоподобным; затем применяется сверточное защитное кодирование; после чего происходит временное перемежение информации. При этом используется пакетный принцип формирования канальной последовательности символов. К канальному пакету добавляется служебная

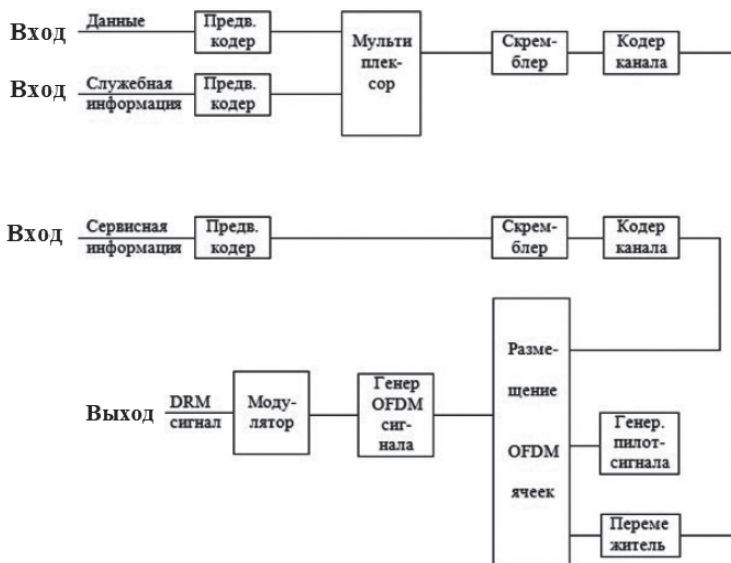


Рис. 14.2. Структурная схема передающей части гидроакустической системы связи [21].

информация (параметры о кодировании и др.), а также пакет синхронизации, в результате чего образуется кадр передачи, который уже транслируется посредством OFDM-символов. Последний после квадратурной модуляции (QPSK) и обратного БПФ представляет собой сигнал, которым модулируют радионесущую. Полный сигнал эквивалентен низкоскоростной модуляции большого числа ортогональных несущих (от 192 до 1536), т.е. весь частотный диапазон делится на большое количество одинаковых субканалов (рис. 14.2).

Как правило, кадр передачи содержит три основных информационных потока:

- 1) основной для передачи данных;
- 2) быстрый канал, несущий служебную и вспомогательную информацию;
- 3) канал синхронизации, используемый при демодуляции (кадровая синхронизация, оценка состояния канала и др.).

Стандартом предусматривается два режима передачи данных по основному сервисному каналу — потоковый и пакетный. Скорость передачи в первом режиме кратна 8 кбит/с [29].

Для защиты информации от несанкционированного доступа используется перемножение информации на некоторую ПСП (8-байтное контрольное слово).

Для энергетического сглаживания спектра используется ПСП с задающим полиномом вида $P(x) = x^9 + x^5 + 1$.

Здесь необходимо пояснить, что задание псевдослучайной последовательности (ПСП) с помощью полинома заключается в задании структуры регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) с помощью характеристического (порождающего) полинома. Степень первого полинома указывает на количество битов в регистре сдвига, а степенные показатели остальных элементов полинома указывают, какие будут использованы ячейки регистра сдвига при съеме битов для математических операций. Линейный регистр сдвига с обратной связью реализуется в виде двух различных конструкций, именуемых, соответственно, регистрами Фибоначчи или Галуа [28]. Все важные теоретические результаты справедливы для обоих типов РСЛОС.

Записываются РСЛОС в виде полиномов. При этом степень первого элемента полинома указывает на количество битов в регистре сдвига, а степенные показатели остальных членов полинома показывают, какие будут использованы точки съема. Так, например, запись полинома $P(x) = x^9 + x^5 + 1$ обозначает, что будет использован регистр из девяти элементов, для которого в образовании обратной связи будут участвовать биты нулевой и четвертый, а единица в формуле многочлена означает, что 0-й бит — входной.

В РСЛОС конструкции Фибоначчи обратная связь представляет собой просто операцию сложения по модулю 2 (XOR) над некоторыми битами регистра; перечень этих битов называется последовательностью отводов, или точек съема, как показано на рис. 14.3. Иногда такую схему называют конфигурацией

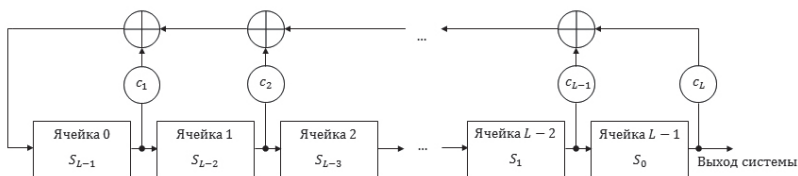


Рис. 14.3. Регистр сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) в конфигурации Фибоначчи.

$$P(X) = X^9 + X^5 + 1.$$

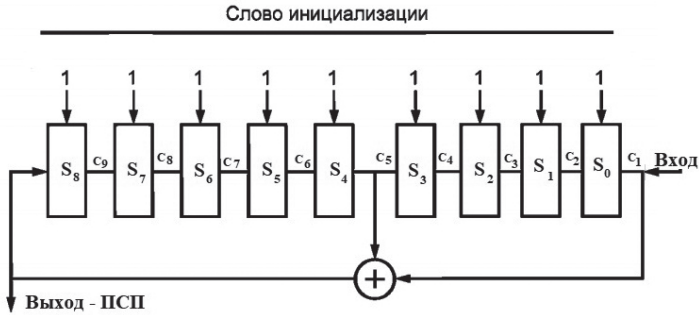


Рис. 14.4. РСЛОС конфигурации Фибоначчи для генерации ПСП с помощью полинома $P(x) = x^9 + x^5 + 1$ [29].

Фибоначчи [27]. Период генерируемой последовательности максимален и равен 2_{L-1} , если многочлен обратной связи (или характеристический многочлен).

$$C(x) = c_L x_L + c_{L-1} x_{L-1} + \dots + c_1 x + 1.$$

В конфигурации Галуа, как и в конфигурации Фибоначчи, схема обратной связи представляет собой набор операций XOR отводных битов с выходом генератора, но порядок битов в регистре обратный: входным является $L-1$ -й бит, а выходным нулевой.

После выравнивающего кодирования осуществляется сверточное избыточное кодирование, при этом скорость кодирования может варьироваться от $8/9$ до $8/32$, а различные информационные поля могут кодироваться с разной скоростью, защищая управляющую информацию.

После временного перемежения формируется кадр передачи. При квадратурной фазовой модуляции QPSK (четырёхпозиционной) каждым двум битам двоичного OFDM-символа ставится в соответствие QPSK-символ, т.е. два бита раскладываются на квадратурные составляющие одной несущей. Далее QPSK-символы распределяются по K несущим по определённому закону.

Генератор OFDM-сигнала формирует аналоговый сигнал в соответствии с передаваемой цифровой последовательностью.

Система DRM использует OFDM-модуляцию (порядка 200 несущих) с предварительной 16- и 64-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (16- и 64-QAM), помехоустойчивое сверточное кодирование и временное перемежение информации.

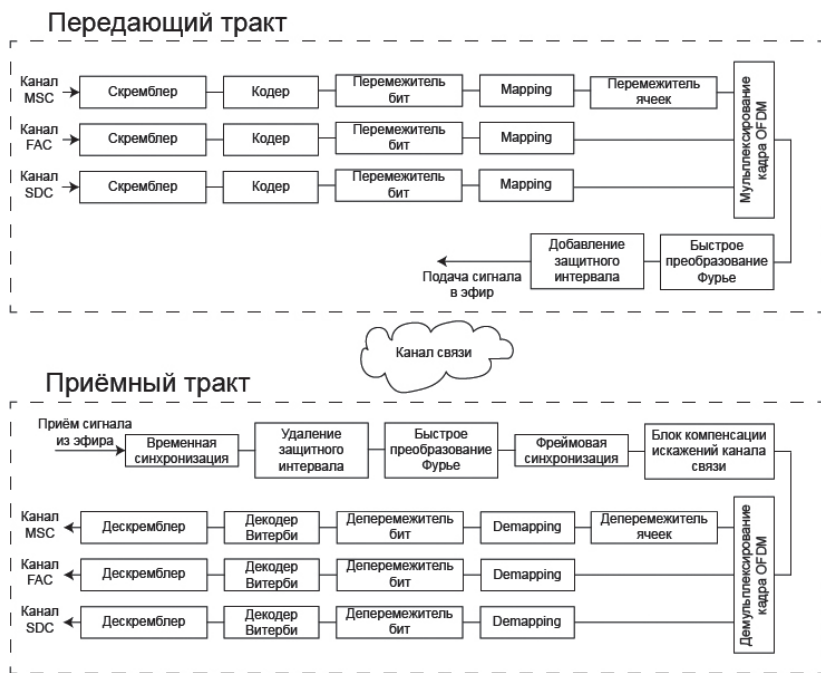


Рис. 14.5. Структурная схема приёмо-передающего тракта системы DRM+.

В субканалах перед каждым символом вводят защитный интервал длительностью до $0,25T$, что необходимо для борьбы с межсимвольными помехами. Независимая (ортогональная) многочастотная передача с защитными интервалами позволяет успешно противостоять как мощным узкополосным помехам, так и переотраженным сигналам методами цифровой обработки.

Рассмотрим более детально модель приемо-передающего тракта системы связи DRM (рис. 14.5).

При передаче данных в качестве источника используются три канала: канал быстрого доступа (FAC), канал сервисной информации (SDC) и основной сервисный канал (MSC).

- канал FAC (Fast Access Channel) — содержит служебную информацию, необходимую приемнику для демодуляции сигнала;
- канал SDC (Service Description Channel) — содержит служебную информацию, описывающую сервисы системы DRM+;
- канал MSC (Main Service Channel) — содержит основную мультимедийную информацию: аудио, изображение, текст.

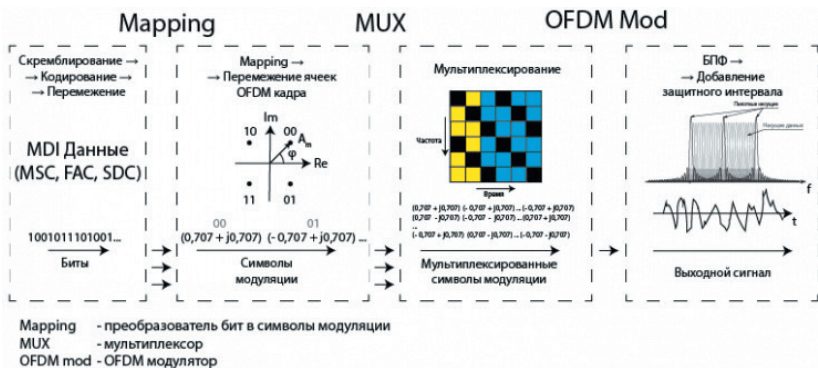


Рис. 14.6 Этапы преобразования входного потока бит в OFDM модулированный сигнал.

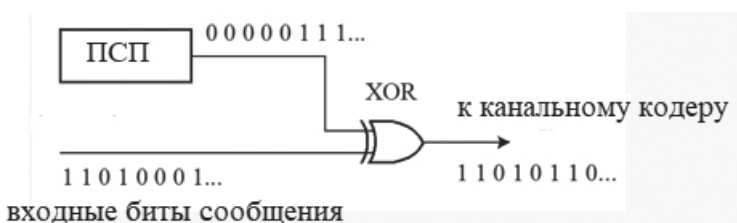


Рис. 14.7. Принцип работы скремблера.

По этим каналам на передающий тракт подаётся непрерывный поток бит, который кодируется, преобразуется в символы модуляции M-QAM, мультиплексируется, и на выходе тракта преобразуется в сигнал с ортогонально-частотным мультиплексированием (OFDM) (рис. 14.6).

Процедура скремблирования применяется в системах с ортогонально частотным мультиплексированием (OFDM) с целью уменьшения пик-фактора (отношения пиковой мощности сигнала к средней мощности), который возникает при передаче длинных серий нулей или единиц. Снижение пик-фактора достигается внедрением в исходный поток бит псевдослучайной последовательности (Pseudo Random Bit Sequence — PRBS — ПСП), которая на выходе формирует более равномерное распределение нулей и единиц в цифровом потоке. Принцип работы скремблера отображён на рис. 14.7.

Входной вектор бит складывается по модулю 2 с вектором псевдослучайной последовательности. На приёмной стороне

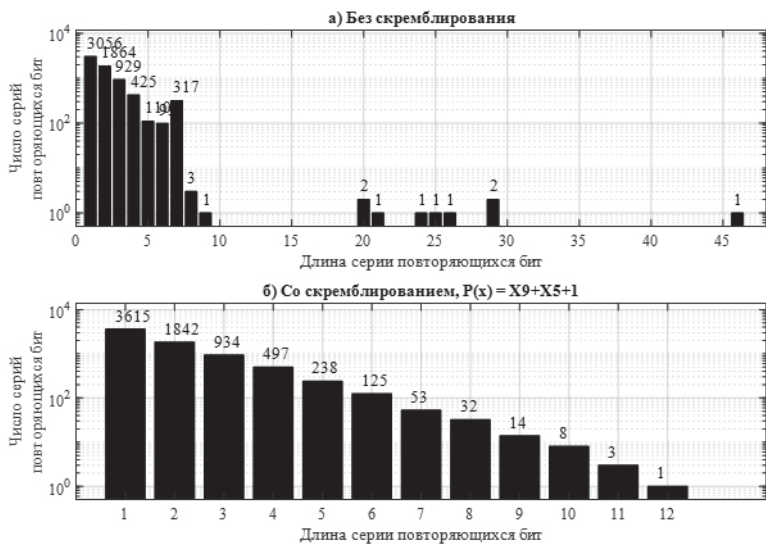


Рис. 14.8. Гистограмма распределения длин серий бит для изображения: а) без применения скремблера, б) со скремблером.

скремблированные данные складываются с таким же вектором ПСП, что и при скремблировании.

Проанализируем работу скремблера на примере данных в виде изображения 340x240 пикселей с монотонным фоном и содержащая небольшое количество деталей — характерная для транслируемых изображений логотипов радиостанций [30].

На рисунке 14.8 представлены графики распределения серий бит. По оси X расположены длины серии повторяющихся бит, а по оси Y — сколько раз та или иная серия повторяющихся бит встречалась в потоке. Применение скремблера позволяет улучшить рандомизацию для текущего изображения.

Главной целью работы скремблера является получение на выходе модулятора сигнала с равномерным распределением энергии по всему спектру OFDM модулированного сигнала. На это влияет равномерность распределения ячеек модуляции.

На рис. 14.9 показана диаграмма распределения OFDM ячеек для изображения при модуляции 4QAM. Без скремблирования часто встречаются OFDM ячейки «00», что может привести к увеличению пик-фактора. Скремблирование в данном случае помогает равномерно распределить символы модуляции вдоль OFDM



Рис. 14.9. Диаграмма распределения OFDM ячеек для изображения:
а) без применения скремблера, *б)* со скремблером.

кадра, что как следствие приведёт к снижению пик-фактора и более стабильной работе передатчика.

Процедура канального кодирования применяется для защиты от ошибок в каналах связи. Для этого в полезный информационный сигнал вводится избыточность (дополнительная информация), используя которую на приёмной стороне можно определить ошибочно принятые данные и исправить их.

В системе DRM+ (раздел 7.3.2 [31]) описывается процедура декодирования, которая делится на три этапа:

- формирование материнского кода (mother code);
- битовое выкалывание основной части материнского кода (puncturing);
- битовое выкалывание хвостовой части материнского кода (TailBits).

Материнский код определяется заданным в стандарте полиномом и на каждый входной бит формирует шесть бит выходной последовательности. Отсюда скорость такого кода 1/6.

Однако такой код чрезвычайно избыточен и необходимо сократить количество бит на выходе кодера. Для этого производится процедура выкалывания. Для начала кодер кодирует входные

данные со скоростью кода $1/6$, затем используя таблицу выкалывания, удаляет из закодированной последовательности избыточные биты. Например, кодер формирует данные со скоростью $1/6$, затем выкалыватель с периодичностью каждые шесть бит первые два бита оставляет, остальные четыре удаляет, таким образом кодер с выкалывателем работает со скоростью $1/2$. в Системе DRM+ в каждом кадре последние 36 бит закодированных данных выкалываются по отдельной таблице хвостовых бит.

Каналы FAC кодируется со скоростью $1/4$, SDC кодируется со скоростью или $1/4$ или $1/2$. Канал MSC кодируется в зависимости от вида модуляции для данного канала и уровня защиты (protect level — PL). В случае, если модуляция 4QAM:

- PL0, скорость кода $1/4$;
- PL1, скорость кода $1/3$;
- PL2, скорость кода $2/5$;
- PL3, скорость кода $1/2$.

В случае, когда модуляция 16QAM, входной поток бит с выхода скремблера делится на два потока: поток с низкой защитой (low protection part — LPP), и с высокой защитой (high protection part — HPP). Таким образом для 16QAM определяются следующие уровни защиты:

- PL0, скорость кода $1/6$ для HPP, $1/2$ для LPP;
- PL1, скорость кода $1/4$ для HPP, $4/7$ для LPP;
- PL2, скорость кода $1/3$ для HPP, $2/3$ для LPP;
- PL3, скорость кода $1/2$ для HPP, $3/4$ для LPP.

В случае применения модуляции 4QAM для канала MSC процедура кодирования осуществляется одним потоком через линию, предусмотренную для низкозащищённой части при 16QAM. Блок Pad добавляет шесть нулей для сброса регистра кодера, эти закодированные биты затем выкалываются в соответствии с таблицей хвостовых бит. По графику зависимости вероятности битовой ошибки от битового соотношения сигнал/шум (рис. 14.10.) можно проследить чёткую зависимость помехоустойчивости от применяемой скорости кода.

Перемешивание применяется с целью повышения помехоустойчивости сигнала. Перемешивание порядка следования бит внутри кадра и ячеек OFDM как внутри одного кадра, так и между несколькими кадрами позволяет декодеру на приёмной стороне более эффективно справляться с группой ошибочно принятых данных (которые возникают при кратковременной помехе), т.к.

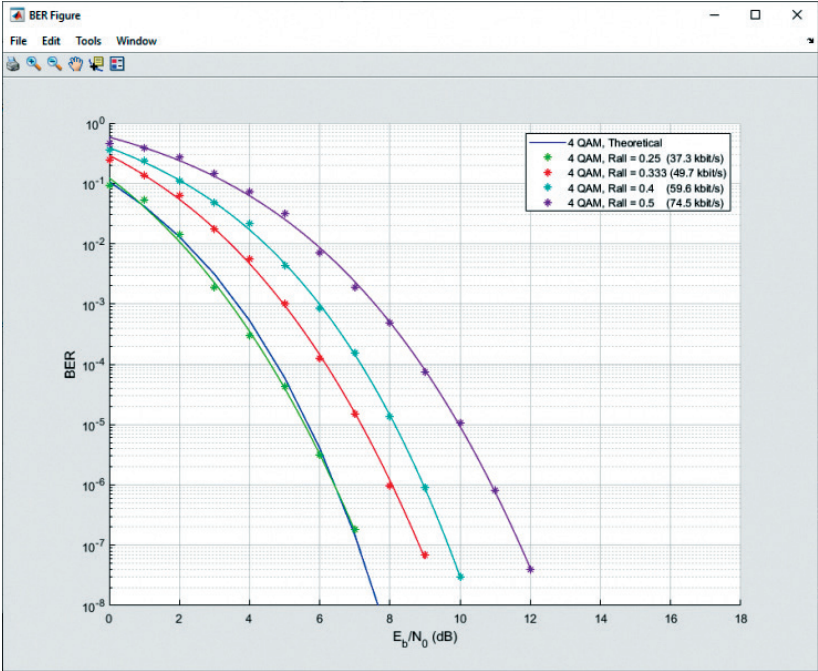


Рис. 14.10. График зависимости BER от E_b/N_0 для 4QAM модулированного сигнала канала MSC [32].

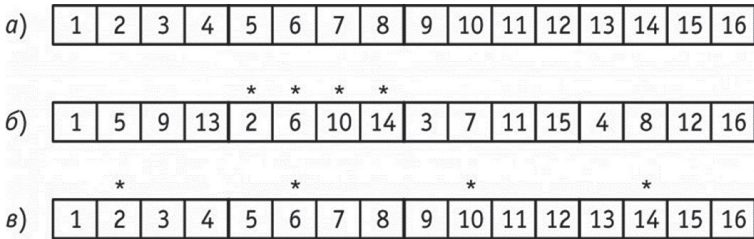


Рис. 14.11. Алгоритм преобразования пакетных ошибок в одиночные.

декодер способен исправлять ограниченное число сгруппированных ошибочных бит.

На рис. 14.11 представлен принцип работы перемежителя (interleaver). На рис. 14.11 а биты располагаются в исходном порядке, после перемежения они стоят в порядке, представленном на рис. 14.11 б, а затем на приёмной стороне происходит процедура обратного перемежения (рис. 14.11 в). Звёздочками отмечены

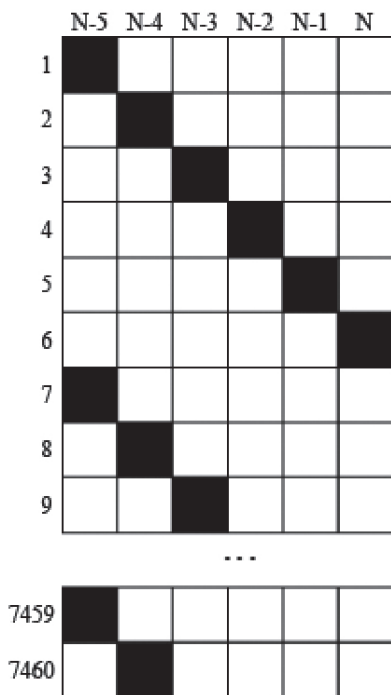


Рис. 14.12. Принцип действия межкадрового перемежителя ячеек.

биты, которые подверглись помехе в канале связи. При прохождении сигнала через канал связи группа четырёх ошибочно принятых бит разгруппировывается на четыре одиночные, с которыми кодеру будет легче справиться.

Перемежение ячеек OFDM осуществляется в два этапа. На первом этапе перемешиваются ячейки внутри кадра, а затем между шестью следующими друг за другом кадрами (рис. 14.12), где N — текущий кадр, $N-1 \dots N-5$ предшествующие кадры.

Процедура преобразования битового потока в символы модуляции на передающей стороне (маппинг) и его обратное преобразование на приёмной стороне (демаппинг) используется для того, чтобы преобразовать цифровой поток данных в амплитуды и фазы для поднесущих OFDM модулированного сигнала.

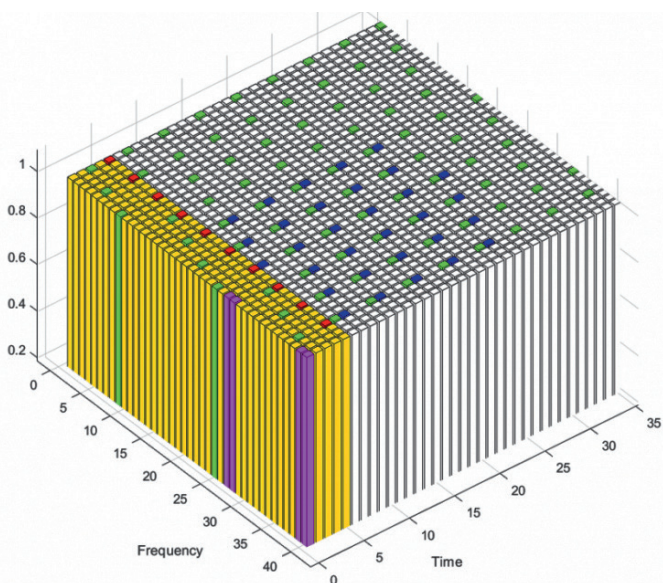
Символы модуляции, сформированные отдельно для каналов MSC, FAC и SDC, необходимо объединить в общий мультиплексированный поток, который затем будет подаваться на OFDM модулятор. Расположение этих символов можно представить в виде

ячеек частотно-временной сетки (рис. 14.13). Она состоит из кадров с 213 частотными поднесущими и 40 символами, каждый из которых длится 2,5 мс. Каждые четыре кадра объединяются в один суперкадр.

В каждом кадре помимо информационных ячеек располагаются ячейки кадровой синхронизации (фиолетовые ячейки), по которым определяется начало кадра, а также пилотные поднесущие (зелёные ячейки) с фиксированной амплитудой и фазой, по которым происходит восстановление соседних поднесущих по амплитуде и фазе.

В первом и последнем кадре суперкадра располагаются ячейки кадровой синхронизации, по которым определяются начало и конец суперкадра.

На приёмной стороне полученный массив OFDM кадра подаётся как отдельные каналные подсистемы демультиплексирования.



- — ячейки SDC (канал сервисной информации);
- — ячейки пилот-тона;
- — ячейки данных;
- — ячейки FAC (канал быстрого доступа);
- ■ — ячейки дополнительной информации.

Рис. 14.13. Фрагмент первого OFDM кадра.

После демультиплексирования каждого из каналов, полученные данные демодулируются и декодируются.

Переход от частотного представления сигнала к сигналу во временной области осуществляется через быстрое преобразование Фурье (рис. 14.14).

После БПФ для защиты сигнала от многолучевого приёма для каждого символа добавляется защитный интервал (ЗИ на рис. 14.15). В стандарте DRM+ он составляет 1/9 от продолжительности активного интервала символа и копирует по содержанию конец этого интервала.

На передающей стороне перед самой модуляцией необходимо, чтобы на вход OFDM модулятора подавался вектор, длина которого кратна девяти, это нужно для дальнейшего добавления защитного интервала, который составляет 1/9 от активного интервала. Этого можно добиться, добавив 426 нулевых символов модуляции. На приёмной стороне происходит обратная процедура,

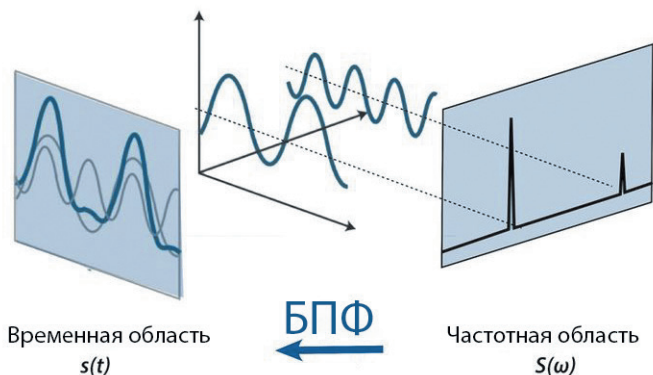


Рис. 14.14. Быстрое преобразование Фурье.

Циклическое расширение во временной области

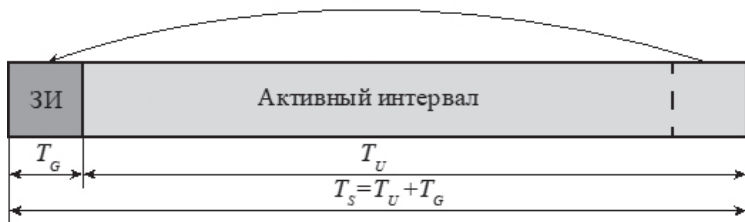


Рис. 14.15. Структура сигнала, длительностью в один символ.

сначала происходит демодуляция сигнала, а затем удаляются неиспользуемые ячейки в демодулируемом символе OFDM кадра.

Зачастую при приёме сигнала встречаются искажения амплитуды и фазы. Для их устранения в OFDM мультиплексированном кадре вставляются заранее известные по амплитуде и фазе пилотные ячейки (см. рис. 14.13).

На рисунках 14.16—14.18 приведено визуальное представление корректировки амплитудных и фазовых искажений. На рисунке 14.19 показана модель приема данных каналов FAC и SDC [33].

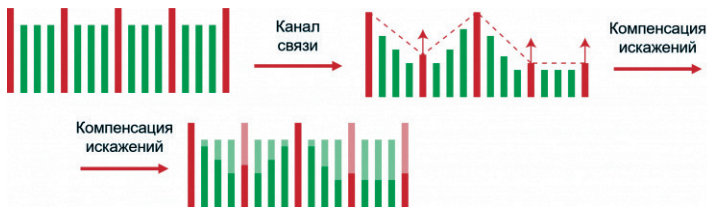


Рис. 14.16. Компенсация амплитудных искажений.

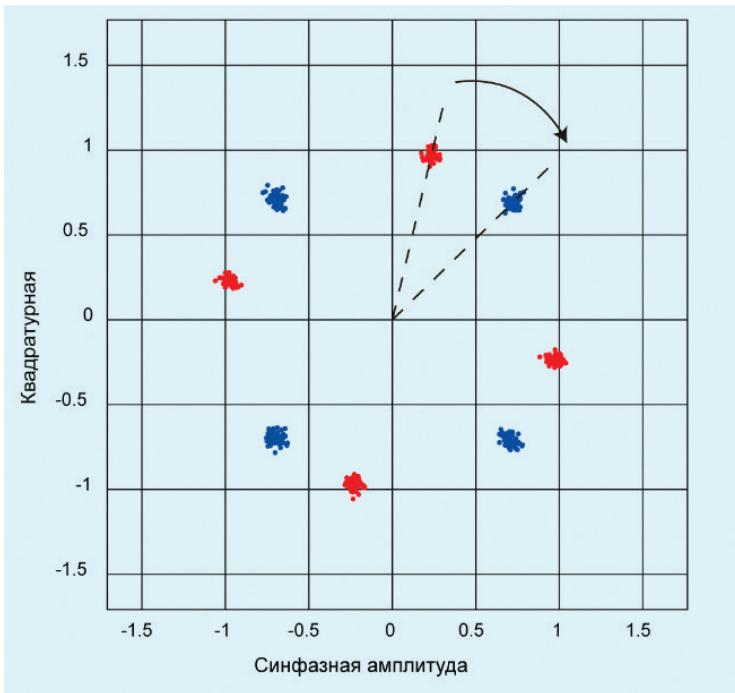


Рис. 14.17. Компенсация фазовых искажений.

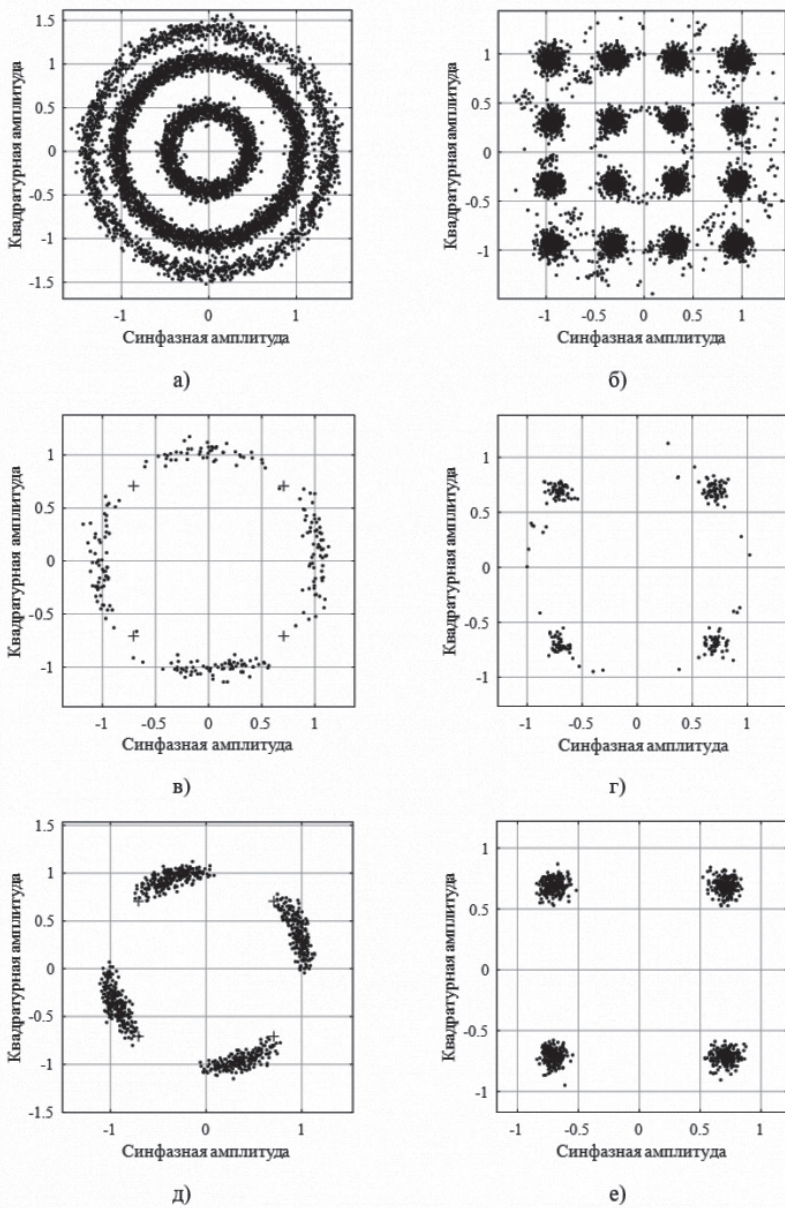


Рис. 14.18. Сигнальное созвездие данных канала MSC, FAC, SDC до коррекции (а, в, д) и после коррекции (б, г, е) соответственно.

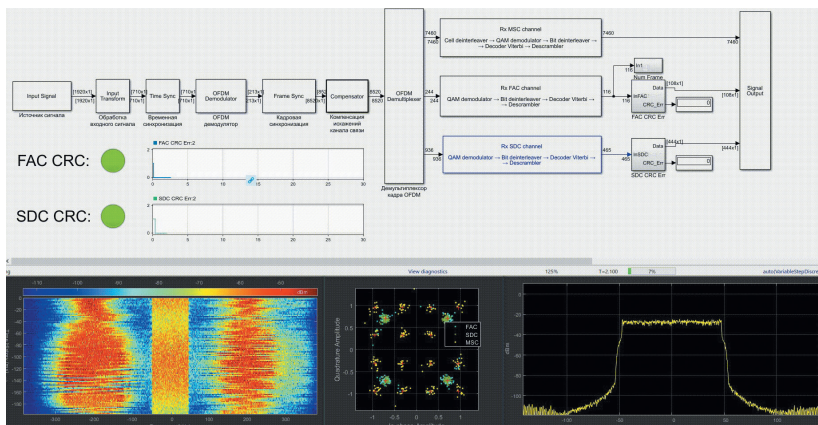


Рис. 14.19. Пример работы модели приёмного устройства системы DRM.

```

{.вжА}Б<ш±R8'б€ €. #.К°Ю>'Br's' [tj f. .F-фХл, счА-» .İcÍJто.:0)..
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
$.PђP' PђPђP PђP" Pђ. EuropaPlus.C.БуAA3.±.,.ra..i.,.wDT..
.. 'ЧБ,мМг...WC...лЦ.ý.Єц .."ЦВýоЄц ...Comedy Radio.....
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
..Arusru.АБ.'` .Irusru.Друсру.+#5.....
.. 'ЧБ,мМг...WC...лЦ.ý.Єц .."ЦВýоЄц ...Comedy Radio.....
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
$.PђP' PђPђP PђP" Pђ. EuropaPlus.C.БуAA3.±.,.ra..i.,.wDT..
.. 'ЧБ,мМг...WC...лЦ.ý.Єц .."ЦВýоЄц ...Comedy Radio.....
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
..Arusru.АБ.'` .Irusru.Друсру.+#5.....
.. 'ЧБ,мМг...WC...лЦ.ý.Єц .."ЦВýоЄц ...Comedy Radio.....
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
$.PђP' PђPђP PђP" Pђ. EuropaPlus.C.БуAA3.±.,.ra..i.,.wDT..
.. 'ЧБ,мМг...WC...лЦ.ý.Єц .."ЦВýоЄц ...Comedy Radio.....
.....! .. .7..э.Сб..J.....[б..J.....Wб..J.....СБ...м.п..
..Arusru.АБ.'` .Irusru.Друсру.+#5.....

```

Рис. 14.20. Данные с приёмника, записанные в бинарный файл и открытые при помощи программы Hex Editor Neo для канала сервисных служб (SDC).

На рис. 14.20 показан пример данных канала SDC, записанных в бинарный файл. Открыв его при помощи программы Hex Editor Neo, отображаются ASCII кодировка названия сервисов, передаваемых в мультимплексе.

На рисунке 14.18 представлены созвездия реального сигнала до компенсации (левый ряд) и после процедуры компенсации (правый ряд).

Вопросы к лекции 14

1. Какие факты лежат в основе идеи всемирного цифрового радио?
2. Как решается проблема передачи речи по цифровым каналам связи?
3. Какие модели сжатия звука существуют, на чем они основаны?
4. Каков способ преобразования потока данных в психоакустической модели восприятия звука?
5. Каковы проблемы совершенствования кодеков сжатия звукового сигнала на основе психофизической модели восприятия звука?
6. На чем основаны методы АДИКМ и дельта модуляции?
7. Каков существенный недостаток методов АДИКМ и дельта модуляции при их применении для нужд гидроакустической связи?
8. Какие требования предъявляются к системам связи?
9. Как определяется эффективность использования спектра?
10. Нарисуйте структурную схему передающей части гидроакустической системы связи и поясните процесс формирования сигнала в ней,
11. Опишите структуру регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС) при задании псевдослучайной последовательности (ПСП) с помощью порождающего полинома.

Литература

1. Карабанов И.В. Алгоритмы обработки гидроакустических сигналов: монография / И.В. Карабанов, А.С. Миронов. — Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2018. — 140 с.

2. Тропченко А.Ю., Тропченко А.А. Цифровая обработка сигналов. Методы предварительной обработки. Учебное пособие по дисциплине «Теоретическая информатика». — СПб : СПбГУ ИТМО, 2009. — 100 с.

3. Скляр Бернад Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — 2-е изд. М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.

4. Корреляция и свертка — [Электронный ресурс] — Режим доступа: <https://www.williamspublishing.com/PDF/5-8459-0710-1/part.pdf>.

5. Цифровая обработка сигналов. Курс лекций. — [Электронный ресурс] — Режим доступа: https://isai.ucoz.ru/_ld/0/61_suB.pdf.

6. Акчурин Э.А. Разработка программ для ЦОС. — [Электронный ресурс] — Режим доступа: http://ivt.psuti.ru/files/DSP/LK_CifrOS_Akchurin_2012.pdf.

7. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. — М. : Техносфера, 2014. — 112 с.

8. Леонидов В.В. Быстрое преобразование Фурье. Конспект лекций. — М. : МВТУ им. Н.Э. Баумана. — 10 с.

9. Бушнев Д.В., Романов А.В. Теоретические основы цифровой обработки сигналов: Учеб. пособие. Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2005. — 116 с.

10. Солонина А.И., Улахович Д.А. Линейные дискретные системы: учеб. пособие. — СПб : СПбГУТ, 2005. — 18 с.

11. Чернецова Е.А. Системы и сети передачи информации. Монография. Часть 2. Цифровые технологии передачи данных. — СПб : Издательство РГГМУ, 2014. — 237 с.

12. Вадутов О.С. Лекции по дисциплине «Математические основы обработки сигналов. Лекция 6. Аналоговые фильтры». — Томск : Томский политехнический университет, 2010. — 14 с.

13. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. — М. : Техносфера, 2007. — 488 с.

14. Вершинин А.С. Сравнительный анализ гидроакустических модемов // Молодой ученый. — 2015. — № 12 (92). — С. 156—161.

15. Квадратурная фазовая манипуляция — [Электронный ресурс] — Режим доступа: https://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html.

16. Кебкал К.Г., Кебкал А.Г., Яковлев С.Г. Способ цифровой связи по многолучевым гидроакустическим каналам с применением частотномодулированного несущего сигнала// Акустический журнал, 2004. том 50, № 2. с. 220—230.

17. Шарафутдинова Т.К. Сравнительный анализ промышленных гидроакустических модемов / Т.К. Шарафутдинова // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С.О. Макарова. — 2021. — Т. 13. — № 6. — С. 832—841.

18. Макаров А.И., Дворников В.Д., Конопелько В.К. Передача информации в гидроакустическом канале // Доклады БГУИР. 2004. №2 (6). — с. 103—118.

19. Методы расширенного спектра. Теоретические основы цифровой связи. — [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoj-svyazi/12-metody-rasshirennogo-spektra>.

20. Канальное кодирование. — [Электронный ресурс] — Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoj-svyazi/7-kanalnoe-kodirovanie-chast-2>.

21. Филиппов Б.И., Чернецкий Г.А. Выбор сигналов для гидроакустических каналов связи // Вестник РГРТУ, 2017, № 59. — с. 42—52.

22. Трифонов П.В. Основы помехоустойчивого кодирования. — СПб : Университет ИТМО, 2022. — 231 с.

23. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. М. : Эко —Трендз, 2005. — 392 с.

24. Немировский М.С., Шорин О.А., Бабин А.И., Сартаков А.Л. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма: учебное пособие / под ред. М.С. Немировского, О.А. Шорина. — М. : Эко — Трендз, 2010. — 400 с.

25. Ковалгин Ю.А. «Цифровое кодирование звуковых сигналов» // Ю.А. Ковалгин, Э.И. Вологдин. СПб : КОРОНА-принт, 2004. — 240 с.

26. Заболотов В.А., Стефанова И.А. Сжатие аудиоданных на основе психоакустических свойств слуха человека // Естественные и математические науки в современном мире. 2016. №6 (41). — с. 43—51.

27. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. — Триумф, 2013. — 816 с.

28. Филиппов Б.И., Щедрина А.С. Выбор ключей шифрования для гидроакустического канала связи// Сборник научных трудов НГТУ. — 2018 — № 3–4 (93). — с. 116—135.

29. ГОСТ Р 54462—2011 Система цифрового вещания DRM. Требования и параметры. ETSI ES 201 980 v 3.1.1 (2009-08) (NEQ). — М. : Стандартинформ, 2013. — 49 с.

30. Oleg A. Guminskiy, Roman V. Glazkov, Sergei V. Myshyanov Nikita V. Babaev, Sergei A. Sokolov Research and Implementation of Energy Dispersal Algorithm for DRM System // IEEE. — 2020. ISBN 978-1-7281-5760-3 — p. 17—20.

31. ETSI ES 201 980 V4.2.1 (2021-01) Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.; 2021. — 184 p.

32. Гуминский О.А., Мышьянов С.В. Исследование и реализация алгоритма канального кодера для системы DRM: IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: СПб : СПбГУТ, 2020. С. 165—170.

33. Гуминский О.А. Модель приёмо-передающего тракта системы цифрового радиовещания DRM+ — [Электронный ресурс] — Режим доступа: <https://hub.exponenta.ru/post/model-priemoperedayushchego-trakta-sistemy-tsifrovogo-radioveshchaniya-drm741>.

Содержание

Лекция 1. Особенности гидроакустических сигналов	3
Вопросы к лекции 1	10
Лекция 2. Основные понятия и операции цифровой обработки гидроакустических сигналов	11
Вопросы лекции 2	16
Лекция 3. Основные операции форматирования сигналов	18
Вопросы к лекции 3	25
Лекция 4. Фурье преобразование цифровых сигналов	26
Вопросы к лекции 4	37
Лекция 5. Импульсная характеристика. Операция свертки. Z — преобразование	38
Вопросы к лекции 5	51
Лекция 6. Цифровая операция форматирования сигнала	52
Вопросы к лекции 6	59
Лекция 7. Фильтрация сигналов	60
Вопросы к лекции 7	75
Лекция 8. Импульсно-кодовая модуляция	77
Вопросы к лекции 8	89
Лекция 9. Полосовая модуляция гидроакустических сигналов	90
Вопросы к лекции 9	107
Лекция 10. Специфические способы модуляции гидроакустических сигналов	108
Вопросы к лекции 10	125
Лекция 11. Демодуляция и обнаружение	127
Вопросы к лекции 11	143
Лекция 12. Синхронизация передатчика и приемника	145
Вопросы к лекции 12	159
Лекция 13. Канальное кодирование	161
Вопросы к лекции 13	174
Лекция 14. Цифровая система гидроакустической связи	175
Вопросы к лекции 14	197
Литература	198

Учебное пособие

Чернецова Елена Анатольевна,
кандидат технических наук, доцент кафедры
информационных технологий и систем безопасности

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Конспект лекций

Публикуется в авторской редакции

Верстка М.В. Ивановой

Подписано к публикации 17.02.2026. Формат 60×90 ¹/₁₆. Гарнитура Times New Roman.

Усл. печ. л. 12,625. Заказ № 1510.

РГГМУ, 192007, Санкт-Петербург, Воронежская ул., 79.
