

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«УФИМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НЕФТЯНОЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ»  
Структурное подразделение  
«ИНСТИТУТ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО  
ОБРАЗОВАНИЯ»

**Емец Сергей Викторович**

**ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ И ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ**

Учебное пособие

УФА 2017

УДК 62-519(07)

ББК 32.965я7

Е 60

Автор: Емец Сергей Викторович

## **ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ И ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ**

Учебное пособие

© Емец С.В., 2017

© ССП УГНТУ «ИДПО», 2017

## Содержание

1. Введение. Общие положения.....	4
2. Квантование.....	23
3. Модуляция .....	38
4. Кодирование .....	57
5. Кодирование цифровой информации для передачи по последовательным каналам .....	83
6. Последовательный порт IBM PC.....	93

# **1 ВВЕДЕНИЕ. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ**

## **1.1 Историческая справка**

1795 г. – Кулибин И.П. изобрел оптический телеграф семафорного типа. С помощью этого телеграфа можно было формировать около 100 визуальных символов или сообщений, которые расшифровывались с помощью специальных таблиц.

1820 г. – Ампер Андре Мари предложил передавать сигналы электрическим способом с помощью проводов с током и магнитных стрелок.

1832 г. – российский ученый Шиллинг П.Л. изобрел телеграфный аппарат, который обеспечивал передачу сообщений по восьми проводам. Он изобрел также электромагнитное реле.

1839 г. – российский ученый Якоби Б.С. изобрел несколько вариантов телеграфных аппаратов и создал первый в мире буквопечатающий аппарат.

1842 г. – морской офицер Константинов К.И. построил автоматический электромеханический коммутатор.

1880 г. – капитан российской армии Игнатьев Г.Г. впервые осуществил одновременную передачу переменного и постоянного тока (одновременное телефонирование и телеграфирование), что явилось первым опытом многоканальной передачи.

1895 г. – российские инженеры Фрейденберг М.Ф. и Бердичевский-Апостолов С. М. получают английский патент на АТС с предискателем (создали первую в мире автоматическую телефонную станцию).

1895 г. – Попов А.С. на заседании Русского физико-химического общества продемонстрировал первый в мире радиоприемник.

1905 г. – французским учёным Э. Бранли был предложен термин «телемеханика». Слово «телемеханика» состоит из двух греческих слов: «теле» – далеко и «механика» – мастерство или наука о машинах.

1932 г. – в СССР создан НИИ Телемеханики, который возглавил академик Чернышев А.А.

1938 г. – организован Институт автоматики и телемеханики АН СССР.

## **1.2 Поколения систем телемеханики**

Системы телемеханики в соответствии с их аппаратной базой подразделяются на несколько поколений.

1-е поколение (до 1965 г.) – было построено на релейно-контактных, электромеханических и электронно-ламповых элементах. Выбор элементов системы осуществлялся по частоте тонального сигнала с помощью частотных избирателей, поэтому данные системы еще называли частотными.

2-е поколение (с 1965 г. по 1975 г.) – телемеханические комплексы строились на базе бесконтактных логических элементов «Спектр», которые, в свою очередь, состояли из дискретных электронных элементов. В нефтегазовой промышленности наибольшее распространение получила система телемеханики ТМ-600М.

3-е поколение (с 1975 г.) – с появлением интегральных микросхем была разработана агрегатная система средств телемеханики АССТ, которая представляла собой набор типовых функционально законченных узлов и блоков. Функционально одна плата АССТ заменяла примерно 10-15 субблоков комплекса «Спектр». Типичными представителями систем третьего поколения являются системы телемеханики ТМ-620, ТМ-660, ТМ-120.

4-е поколение (примерно с 1983 г.) – отличительной чертой является использование микропроцессорной и вычислительной техники. Логика работы устройств телемеханики не является жесткой, как в системах предыдущих поколений, а может меняться программными методами. Информация в системах четвертого поколения передается на верхний уровень в реальном масштабе времени. Одними из первых систем этого поколения в нефтегазовой промышленности появились системы телемеханики ТМ-620-МИКРО, УВТК-600.



могут иметь дискретное состояние или являться непрерывными функциям времени. Например, в резервуарном парке характерными дискретными параметрами могут быть состояние насоса откачки (вкл./выкл.), факт достижения верхнего или нижнего предельного уровня налива (да/нет) и др., а характерными непрерывными параметрами являются значение уровня налива продукта, значение расхода продукта, значение температуры продукта и пр. Управление объектом также можно разделить на две группы в зависимости от характера управляемого процесса или устройства: управление объектом с дискретными состояниями (например, насос включить или выключить) и управление объектом с непрерывным множеством состояний (например, регулирование расхода реагента в зависимости от содержания примеси в продукте).

**Пункт управления** – пункт, с которого осуществляется управление объектами контролируемых телемеханических пунктов и контроль их состояния.

**Канал связи** представляет собой совокупность линии связи и аппаратуры передачи и получения информации (данных). Нельзя отождествлять понятия «линия связи» и «канал связи». **Линия связи** представляет собой физическую среду, в которой происходит информационный обмен (например, проводник как среда передачи электрических сигналов, оптоволокно как среда передачи оптических сигналов, эфир как среда передачи радиосигналов и пр.). Канал связи – понятие не только физическое, но и логическое. Используя известные методы разделения каналов (частотные, временные и кодовые) в линии связи могут быть организованы множество каналов связи, связывающих между собой источники и приемники информации.

Между пунктом управления и контролируемыми пунктами осуществляется обмен информацией (данными). От КП к ПУ поступает информация о контролируемом и управляемом объекте путем передачи сигналов телесигнализации (ТС) и телеизмерения (ТИ). От ПУ к КП передаются сигналы телеуправления (ТУ) и телерегулирования (ТР). ГОСТ 26.005-82 дает следующие определения этих понятий.

**Телесигнализация** – получение информации о состоянии контролируемых и управляемых объектов, имеющих ряд возможных дискретных состояний, методами и средствами телемеханики.

**Телеизмерение** – получение информации о значениях измеряемых параметров контролируемых или управляемых объектов методами и средствами телемеханики.

**Телеуправление** – управление положением или состоянием дискретных объектов и объектов с непрерывным множеством состояний методами и средствами телемеханики.

**Телерегулирование** – телеуправление объектами с непрерывным множеством состояний. Следует заметить, что телерегулирование, как правило, реализуется путем совместного использования функций ТУ и ТС или функций ТУ и ТИ.

Специфическими особенностями телемеханических систем по отношению к традиционным технологиям связи являются:

- удалённость объектов контроля и управления;
- необходимость высокой точности передачи измеряемых величин;
- недопустимость большого запаздывания сигналов;
- высокая надёжность передачи команд управления;
- высокая степень автоматизации процессов сбора информации.

В подавляющем большинстве указанные требования продиктованы высокой технической сложностью и требованиями безопасности управляемых средствами телемеханики объектов.

#### **1.4 Классификация систем телемеханики**

При классификации систем телемеханики используются различные классификационные признаки. Рассмотрим наиболее существенные из них.

1. По выполняемым функциям:

– система телеизмерения (ТИ) – осуществляет передачу непрерывных измеряемых величин;

– система телесигнализации (ТС) – осуществляет передачу разного рода дискретных величин и сообщения о ходе производственного процесса, которые также вводятся в ЭВМ (иногда непосредственно в автоматический регулятор) или сигнализируют диспетчеру о состоянии контролируемых объектов;

– система телеуправления (ТУ) – осуществляет передачу информации в виде команд на включение или отключение различных механизмов. Эти команды или посылаются диспетчером с ПУ или подаются с ЭВМ на изменение уставок в регуляторах и для включения или отключения исполнительных механизмов;

– система телеуправления и телесигнализации (ТУ-ТС) – осуществляется подача команды с диспетчерского пункта на управление объектом (ТУ), а с исполнительного пункта приходит сигнализация (ТС) об исполнении команды и сигнализация о переходе объекта в новое состояние;

– система телеизмерения и телесигнализации (ТИ-ТС) – передается только известительная информация с КП на ПУ о значениях дискретных и непрерывных параметров объекта.

2. По характеру используемой линии связи различают системы телемеханики проводные (коаксиальный кабель, витая пара и пр.), системы с передачей данных по линиям электроснабжения, оптико-волоконные с передачей информации по световодам и радиоканальные.

3. По расположению управляемых объектов:

– системы телемеханики для сосредоточенных объектов – используются, когда технически и экономически целесообразно иметь один КП для группы объектов. Примером может быть электрическая подстанция, где в одном помещении находится большое количество управляемых с ПУ объектов;

– системы телемеханики для распределенных объектов – для управления рассредоточенными объектами выгоднее использовать несколько КП и один

ПУ. Примерами распределенных систем телемеханики могут быть системы нефтяных и газовых месторождений и трубопроводного транспорта.

4. По структуре каналов связи:

– соединение пункт-пункт – структура телемеханической сети, в которой устройство контролируемого телемеханического пункта соединено отдельным каналом связи со своим устройством телемеханического пункта управления

– цепочечная структура телемеханической сети – многоточечная структура телемеханической сети, в которой устройства контролируемых телемеханических пунктов соединены общим каналом связи с устройством телемеханического пункта управления;

– радиальная структура телемеханической сети – многоточечная структура телемеханической сети, в которой устройство телемеханики на телемеханическом пункте управления соединено отдельным каналом связи с каждым устройством контролируемого телемеханического пункта;

– радиально-цепочечная структура телемеханической сети – комбинация из радиальной и цепочечной структур телемеханической сети с использованием устройства телемеханики на телемеханическом пункте управления;

– кольцевая структура телемеханической сети – цепочечная структура телемеханической сети, в которой канал связи образует кольцо и телемеханический пункт управления при этом может быть связан с каждым контролируемым телемеханическим пунктом двумя различными путями;

– древовидная структура телемеханической сети – комбинация цепочечной и радиальной структур сети.

## **1.5 Система передачи информации**

В ходе производственного процесса всегда возникают сообщения о его состоянии, которые необходимо передавать на верхний уровень системы телемеханики. Для выполнения функции передачи информации все системы теле-

механики содержат совокупность технических средств, которая условно представлена на рисунке.

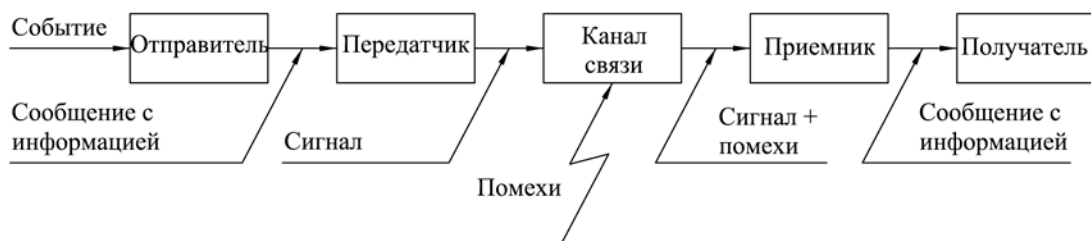


Рисунок 1.2 – Система передачи информации

В соответствии с приведенной структурой системы сообщения порождаются событиями.

**Событие** – это состояние или изменение состояния объектов и устройств телемеханики.

**Сообщение** – это все то, что передается о ходе производственного процесса. Сообщение является формой представления информации.

**Информация** – это содержательные сведения, заключенные в том или ином сообщении, то есть это часть сообщения, представляющая новизну для получателя.

Для передачи сообщений используются различные физические процессы, обладающие свойством перемещения в пространстве. К таким процессам относятся колебания различной физической природы: механические, акустические, электрические, электромагнитные и др. Это так называемые переносчики информации. С помощью специальных преобразователей сообщения могут воздействовать на переносчик информации и образовывать сигналы, которые, распространяясь по среде передачи (проводник, оптоволокно и пр.), переносят «в себе» сообщение от отправителя к получателю.

**Сигнал** – это переносчик с нанесенным на нем сообщением или информацией. Другими словами, сигнал – это некоторое физическое возмущение, изоморфно отображающее сообщение, т.е. сигнал может быть однозначно обратным преобразованием в сообщение.

Существует несколько видов преобразования сообщения в сигнал:

– преобразование сигнала одной физической природы в сигнал другой физической природы. Это преобразование характерно для всевозможных преобразователей физических величин. Например, при измерении температуры платиновым терморезистором физическая величина температура преобразуется изменение сопротивления преобразователя, которое далее может быть преобразовано в изменение тока или напряжения;

– квантование – преобразование непрерывного сообщения в дискретное. Данное преобразование необходимо для подготовки сообщения к передаче по цифровым каналам связи;

– модуляция – преобразование, заключающееся в «нанесении» сообщения на переносчик информации. При этом в соответствии с сообщением изменяется какой-либо параметр несущего колебания;

– кодирование – осуществляет преобразование дискретного сообщения в дискретный сигнал. Это преобразование характерно для цифровых систем передачи информации. При помощи кодирования повышается достоверность передачи информации.

В телемеханике используются три последних вида преобразования сообщений в сигнал, поскольку именно они обеспечивают передачу сообщений по каналам связи и определяют качество этой передачи.

В процессе передачи по каналам связи сигнал подвергается действию помех и искажений. Задача приемника – выделить полезный сигнал на приемной стороне, несмотря на действие помех, и преобразовать его обратно в сообщение с информацией в форме, удобной для восприятия получателем (вывести на экран монитора в виде текстового или графического образа, вывести на печать, сохранить, выдать на табло сигнализации и пр.).

## **1.6 Импульсные признаки сигналов**

В телемеханических системах сообщения и информация передаются на расстояние. Материальными носителями информации являются сигналы. В качестве сигналов выступают импульсы тока в линиях связи или радиосигналы.

Существуют два вида импульсов: видеоимпульсы и радиоимпульсы. **Видеоимпульсы** — это кратковременное отклонение физического параметра, несущего информацию, от установленного значения. Видеоимпульсы образуются колебаниями постоянного тока или напряжения (рисунок 1.3, а).

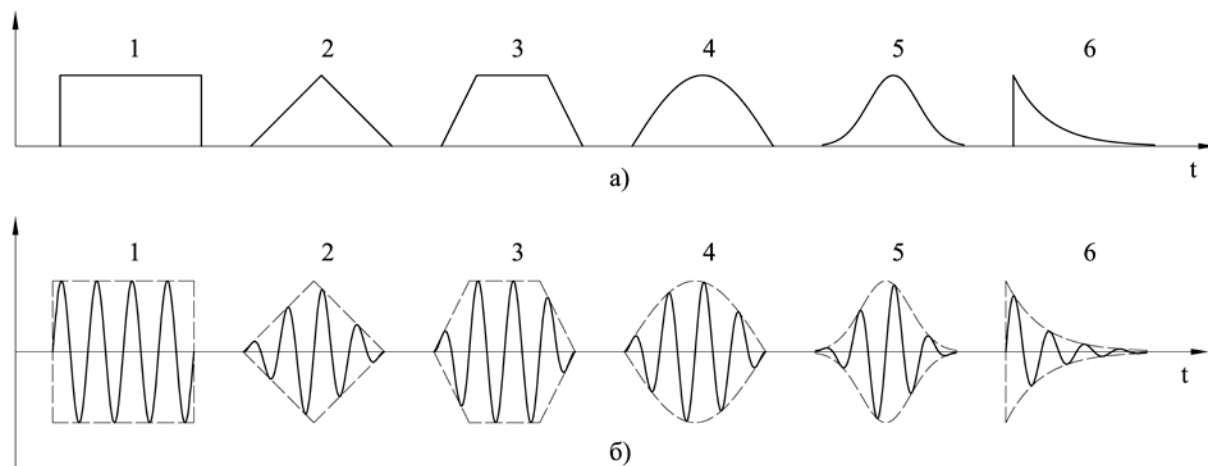


Рисунок 1.3 – Видеоимпульсы (а) и радиоимпульсы (б)

Видеоимпульсы могут быть различной формы: прямоугольные (1), треугольные (2), трапецеидальные (3), косинусоидальные (4), колоколоидальные (5), , экспоненциальные (6) и др. **Радиоимпульсы** представляют собой высокочастотное колебание, огибающая амплитуды которого соответствует видеоимпульсу (рисунок 1.3, б). Радиоимпульсы широко используются для передачи информации по каналам радиосвязи, в телевидении и радиолокации.

Очень часто сообщения передаются последовательностью прямоугольных видеоимпульсов (рисунок 1.4). Она характеризуется амплитудой импульсов, длительностью импульсов, частотой следования импульсов.

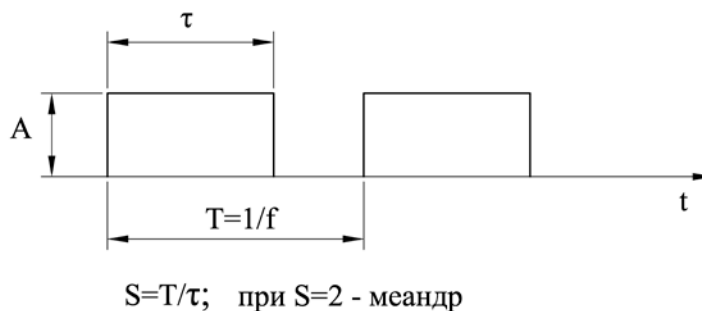


Рисунок 1.4 – Параметры последовательности прямоугольных импульсов

Дополнительно на практике используется такой параметр последовательности прямоугольных импульсов как **скважность**, которая определяется отношением периода следования импульсов к длительности импульсов. Скважность может изменяться в пределах от единицы, когда пауза между импульсами стремится к нулю, до бесконечности, когда длительность импульсов стремится к нулю. В частном случае при равенстве длительности импульса и длительности паузы между ними сигнал называется **меандр**. В случаях, когда форма импульсов отличается от прямоугольной, за длительность импульса принимается интервал времени, в течение которого амплитуда сигнала превышает половину его максимального значения (рисунок 1.5).

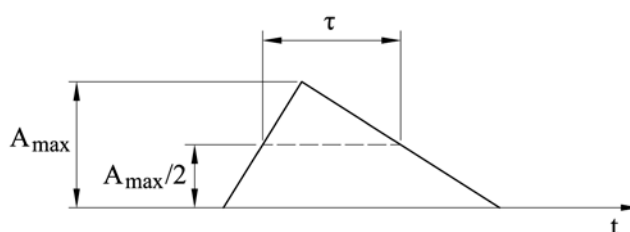


Рисунок 1.5 – Длительность импульса произвольной формы

Импульсы способны переносить сообщения и информацию вследствие того, что обладают различными качествами (признаками), изменения которых можно связывать с отправляемым сообщением при передаче импульсов и преобразовывать эти изменения признаков обратно в сообщение при получении импульсов. Наиболее широко используются амплитудные, временные, частотные, фазовые и полярные импульсные качества. Рассмотрим их свойства.

При использовании **амплитудных признаков** (рисунок 1.6, а) с параметрами сообщения связана амплитуда импульсов. Такие посылки распознаются в приемном устройстве входными элементами с разной чувствительностью. Амплитудный признак можно использовать в любых линиях связи, но он обладает низкой помехозащищенностью, так как при возникновении помех или изменении сопротивления линии связи одна амплитуда легко трансформируется в другую. Поэтому амплитудные признаки используют в линиях небольшой протяженности, чаще всего кабельных, обладающих высокой стабильностью. Как

правило, амплитудный признак используют при двух значениях амплитуды – большом  $A_1$  и малом  $A_2$ , соответствующих значению символов «1» и «0» передаваемой информации.

**Временной признак** (рисунок 1.6, б) характеризуется тем, что импульсы отличаются друг от друга длительностью. Для реализации этого признака на передающей стороне должно быть устройство, изменяющее длительность импульсов (времязадающие схемы), а на приемной – элементы, различающие импульсы разной длительности. В качестве признака может быть использована пауза между двумя импульсами одинаковой длительности. При этом изменением признака посылки будет изменение длительности паузы. Временной признак имеет невысокую помехозащищенность, так как длительность может искажаться из-за изменений временных параметров аппаратуры и линии связи. Поэтому он применяется при коротких линиях связи и, как правило, при двух временных интервалах – большом и малом, отличающихся между собой не менее чем в 3-4 раза.

При использовании **частотных признаков** (рисунок 1.6, в) изменяется частота сигнала. Частотные качества сигнала формируют частотные генераторы. На приемной стороне частоты выделяются с помощью электрических фильтров. Достоинством частотных качеств является хорошая помехозащищенность (трансформация одной частоты в другую маловероятна), простота аппаратуры (легко настроить генератор или фильтр на заданную частоту) и возможность передачи по линиям связи большого числа посылок разной частоты. Частотный признак может использоваться как в проводных, так и в беспроводных линиях связи. На рисунке 1.6, в показана возможность передачи сообщений при помощи радиоимпульсов постоянной длительности с изменением частоты заполнения.

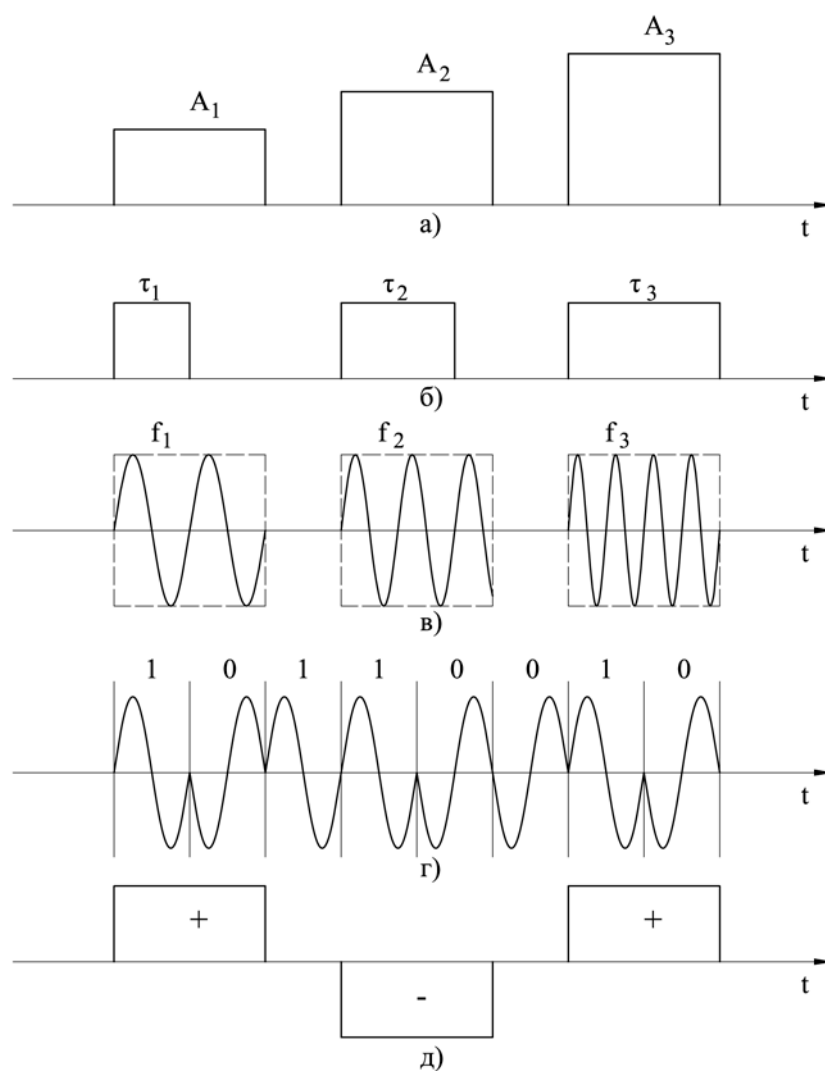


Рисунок 1.6 – Импульсные признаки сигналов

Последнее время все большее применение в системах телемеханики находят **фазовые признаки**, при использовании которых импульсные посылки отличаются друг от друга фазой (рисунок 1.6, г). Фазовые качества формируются с помощью фазосдвигающих схем, а принимаются – фазочувствительными схемами. Достоинством фазовых признаков является хорошая помехозащищенность.

**Полярный признак** имеет два значения, отличающиеся полярностью импульса – положительной или отрицательной (рисунок 1.6, г). В этом случае используются импульсы постоянного тока или полуволны выпрямленного переменного тока. Для передачи импульсов с полярными признаками можно использовать только проводные выделенные линии связи. Полярные качества ха-

рактируются высокой помехозащищенностью, поскольку не реагируют на изменение амплитуды передаваемых импульсов, а также на колебания параметров линии связи. Полярные признаки различаются в приемном устройстве поляризованными элементами. Надежность систем, использующих такие признаки, достаточно высока вследствие высокой помехоустойчивости.

## 1.7 Спектры сигналов

Всякий физический процесс, протекающий во времени, может быть представлен состоящим из суммы гармонических составляющих определенных частот, составляющих спектр этого процесса. Таким образом, спектр сигнала – это распределение энергии сигнала по частоте. Знание спектрального состава сигнала позволяет определить, как передать с допустимыми искажениями по форме сигнал через конкретные электрические цепи, имеющие всегда ограниченную полосу пропускания.

При анализе спектральных характеристик сигналы принято делить на периодические и непериодические. Периодическим сигналом (током или напряжением) называют такой вид воздействия, когда форма сигнала повторяется через некоторый интервал времени  $T$ , который называется периодом. Простейшей формой периодического сигнала является гармонический сигнал или синусоида, которая характеризуется амплитудой, периодом и начальной фазой (рисунок 1.7, а). Спектр гармонического сигнала имеет одну линию с амплитудой гармонического сигнала, расположенную на частоте, соответствующей частоте гармонического сигнала (рисунок 1.7, б). Все остальные сигналы являются негармоническими или несинусоидальными.

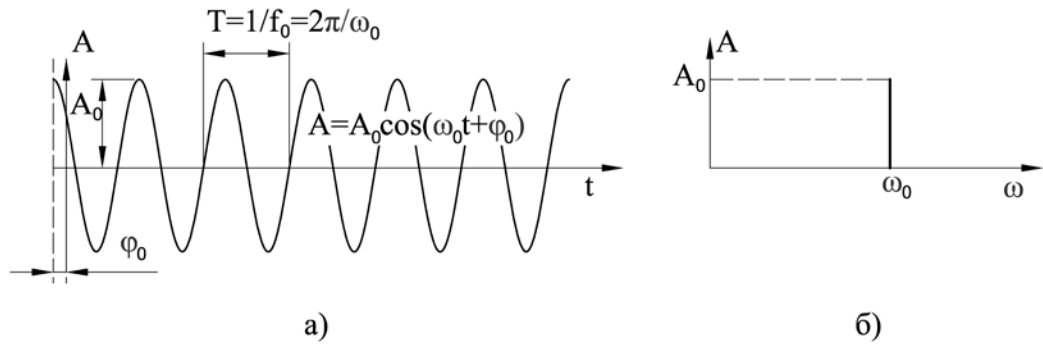


Рисунок 1.7 – Гармонический сигнал (а) и его спектр (б)

Для описания спектров периодических сигналов применяют ряды Фурье, позволяющие представить исходный сигнал в виде суммы гармонических составляющих определенных частот:

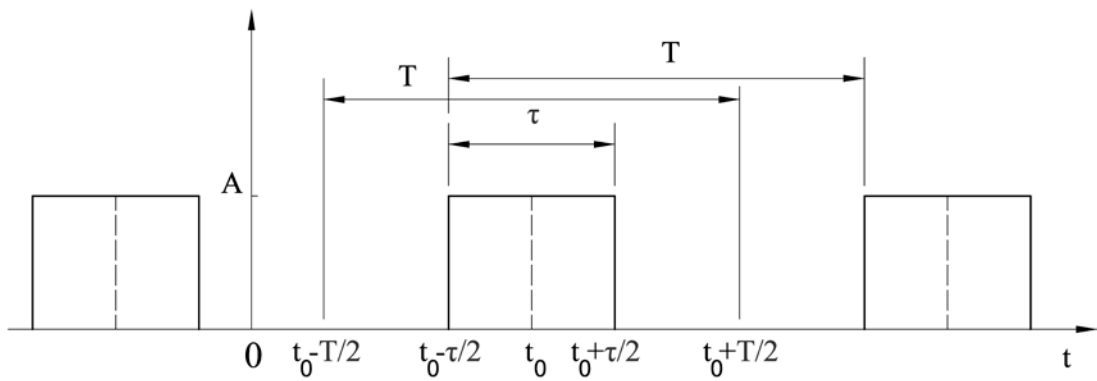
$$F(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos\left(\frac{2\pi}{T} nt\right),$$

где  $a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) dt$  – постоянная составляющая сигнала;

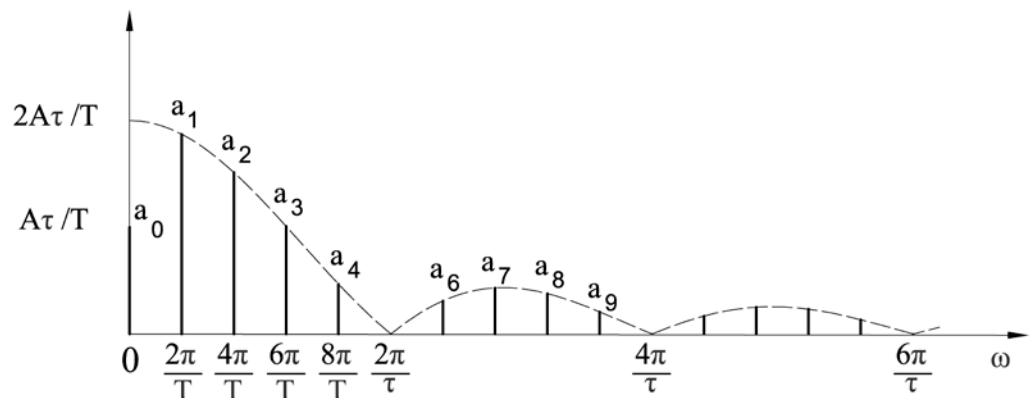
$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T F(t) \cos\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) dt$  – гармонические составляющие сигнала, частота которых кратна частоте первой (основной) гармоники, определяемой как величина, обратная периоду анализируемого сигнала;

$T$  – период сигнала.

Рассмотрим особенности спектра периодического сигнала на примере спектра бесконечной последовательности прямоугольных импульсов (рисунок 1.8, а).



а)



б)

Рисунок 1.8 – Спектр бесконечной последовательности прямоугольных импульсов

Функция, описывающая поведение этого сигнала во времени, имеет вид:

$$F(t) = \begin{cases} A \text{ при } (t_0 - \tau/2) \leq t \leq (t_0 + \tau/2) \\ 0 \text{ при } (t_0 - T/2) \leq t < (t_0 - \tau/2) \text{ и } (t_0 + \tau/2) < t \leq (t_0 + T/2). \end{cases}$$

Тогда коэффициенты тригонометрического ряда определяются следующим образом:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0 - \tau/2}^{t_0 + \tau/2} A dt = A \frac{\tau}{T},$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0 - \tau/2}^{t_0 + \tau/2} A \cos\left(\frac{2\pi}{T} nt\right) dt = 2A \frac{\tau}{T} \left( \frac{\sin n\pi \frac{\tau}{T}}{n\pi \frac{\tau}{T}} \right).$$

В соответствии с этими выражениями амплитудный спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов будет выглядеть в соответствии с рисунком 1.8, б.

Указанный спектр является дискретным, поскольку состоит из отдельных линий. Амплитуды частотных составляющих (гармоник) подчиняются закону огибающей спектра  $\sin x/x$ . Координаты линий спектра по частоте кратны частоте основной (первой) гармоники, которая равна частоте следования прямоугольных импульсов  $\omega_1 = 2\pi/T$ . Огибающая амплитудно-частотного спектра периодически касается оси частот. Координаты этих точек определяются из условия равенства функции  $\sin x/x$  нулю и кратны величине, обратной длительности прямоугольных импульсов  $2\pi/\tau$ .

Спектр последовательности прямоугольных импульсов содержит теоретически бесконечное количество гармонических составляющих. В инженерной практике за ширину спектра сигнала принимается полоса частот, на которую приходится более 90 % энергии сигнала. Для большинства практически используемых форм импульсов за такую полосу приближенно принимается область частот, приходящаяся на первый лепесток огибающей спектра, т.е. в случае последовательности прямоугольных импульсов за эквивалентную ширину спектра принимается область частот, ограниченная значением  $2\pi/\tau$ .

При описании спектров непериодических сигналов используется интеграл Фурье в комплексной форме. Непериодический сигнал может быть представлен в следующем виде

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega .$$

Здесь  $\dot{S}(\omega)$  является спектральной плотностью функции  $F(t)$ , которая определяется как

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) e^{-j\omega t} dt .$$

Выражение для спектральной плотности называют прямым преобразованием Фурье. Обратное преобразование Фурье определяет временную функцию сигнала по его спектральной плотности. Модуль спектральной плотности определяет амплитудно-частотную характеристику сигнала. Физический смысл спектральной плотности определяется как амплитуда сигнала (ток, напряжение и пр.), приходящаяся на 1 Гц в бесконечно узкой полосе частот, которая включает в себя рассматриваемую частоту. Размерность спектральной плотности – [размерность сигнала/частота].

В качестве примера спектра непериодического сигнала рассмотрим спектр одиночного прямоугольного импульса. Пусть дан прямоугольный импульс амплитудой  $A$  и длительностью  $\tau$ . На оси времени он задан положением относительно середины импульса  $t_0$  (рисунок 1.9).

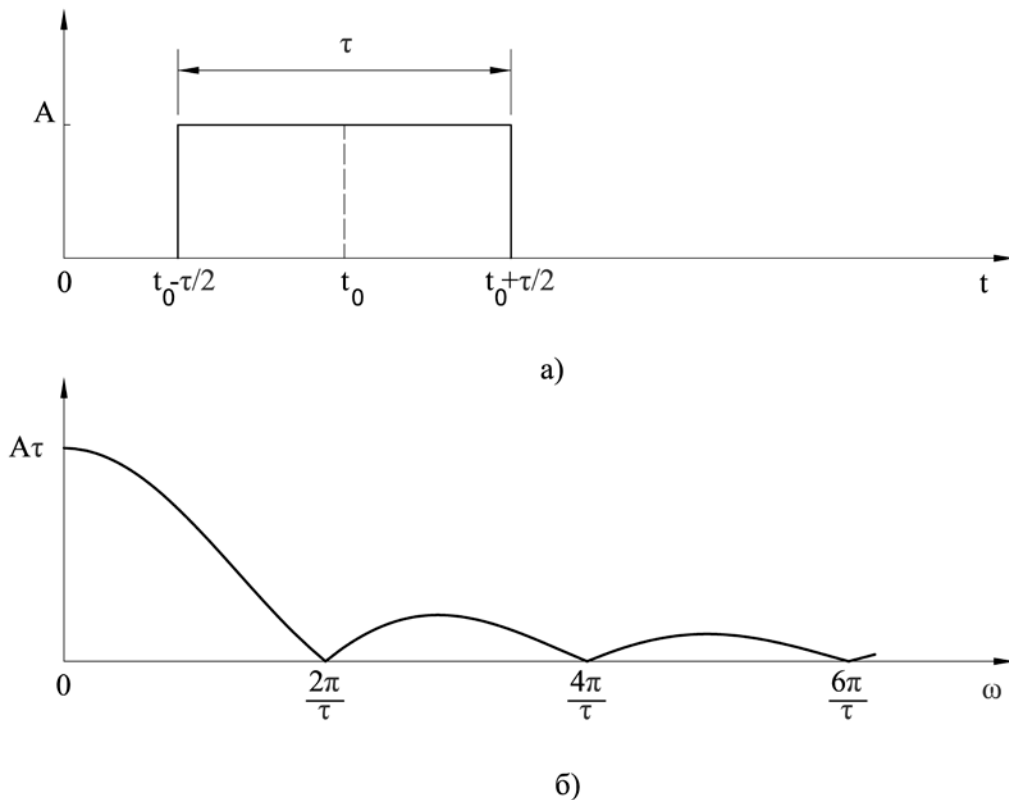


Рисунок 1.9 – Спектр одиночного прямоугольного импульса

Аналитически данный сигнал можно описать следующим образом:

$$F(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < (t_0 - \tau/2) \\ A & \text{при } (t_0 - \tau/2) \leq t \leq (t_0 + \tau/2) \\ 0 & \text{при } t > (t_0 + \tau/2) \end{cases}$$

Выражение для спектральной плотности определится как

$$\dot{S}(\omega) = \int_{(t_0 - \tau/2)}^{(t_0 + \tau/2)} A e^{-j\omega t} dt = A\tau \frac{\sin(\omega \tau/2)}{(\omega \tau/2)} e^{-j\omega t_0}.$$

В отличие от спектра бесконечной последовательности прямоугольных импульсов спектр одиночного прямоугольного импульса является непрерывным или сплошным. Из последней формулы видно, что модуль спектральной плотности изменяется от частоты в соответствии с аналогичной зависимостью огибающей дискретного спектра последовательности прямоугольных импульсов.

Минимумы спектральной плотности располагаются на частотах, кратным  $2\pi/\tau$ . Более 90 % энергии прямоугольного импульса сосредоточена в первом лепестке спектра, поэтому эта область определяет эквивалентную ширину спектра прямоугольного импульса.

## 2 КВАНТОВАНИЕ

### 2.1 Виды сообщений

Производственный процесс характеризуется значениями различных технологических параметров. Физические величины, контролируемые и измеряемые всевозможными датчиками и контрольно-измерительными приборами, могут иметь непрерывное множество значений или некоторое конечное число значений. Поэтому источники сообщений и соответствующие этим сообщениям сигналы принято подразделять на непрерывные и дискретные.

Непрерывными считаются сигналы, которые могут принимать в некоторых пределах любые значения и являются непрерывными функциями времени. Дискретные – это сигналы, которые состоят из отдельных дискретных элементов, имеющих конечное число различных значений.

Передача бесконечного множества значений непрерывных физических величин не представляется возможной с технической точки зрения. К тому же каждый производственный процесс требует конкретной точности представления информации при измерении его параметров и передаче значений об этом параметре, что приводит к необходимости определения минимально допустимой дискретности представления каждого непрерывного параметра. Кроме того, современные технологии передачи данных и имеющиеся тенденции их развития также предполагают дискретные формы представления информации о ходе производственных процессов.

Все перечисленные факторы свидетельствуют о необходимости представления информации о непрерывных физических величинах в дискретном виде, причем это преобразование не должно искажать с допустимой погрешностью количественные и качественные характеристики производственного процесса.

Таким образом, сообщения, передаваемые в ходе производственного процесса, могут иметь следующий вид:

– непрерывные по множеству и по времени (рисунок 2.1, а). Функция  $f(t)$ , описывающая такое сообщение, имеет в заданном диапазоне непрерывное множество значений и является непрерывной по времени;

– дискретные по уровню и непрерывные по времени (рисунок 2.1, б). Функция  $f(t)$  может принимать только заранее определенные дискретные значения, а переход от одного дискретного значения к другому возможен в произвольные моменты времени;

– непрерывные по уровню и дискретные по времени (рисунок 2.1, в). Функция  $f(t)$  может принимать в заданном диапазоне любые значения, а переход от одного значения к другому возможен только в определенные дискретные моменты времени;

– дискретные по уровню и по времени (рисунок 2.1, г). В этом случае функция  $f(t)$  может принимать только определенные дискретные значения, а переход от одного значения к другому разрешен только в определенные моменты времени.

В настоящее время в телемеханике имеется устойчивая тенденция перехода к передаче информации о производственных процессах в том или ином дискретном виде. Передача дискретными сигналами имеет ряд положительных свойств, в частности, обеспечивается более высокая помехоустойчивость, повышается точность воспроизведения информации и другие. Поскольку многие первичные преобразователи имеют дело с непрерывными физическими величинами, необходимы методы их преобразования в дискретные значения.

Преобразование непрерывных величин в дискретные осуществляется при помощи квантования.

**Квантование** – это операция по замене непрерывной функции ее дискретными значениями.

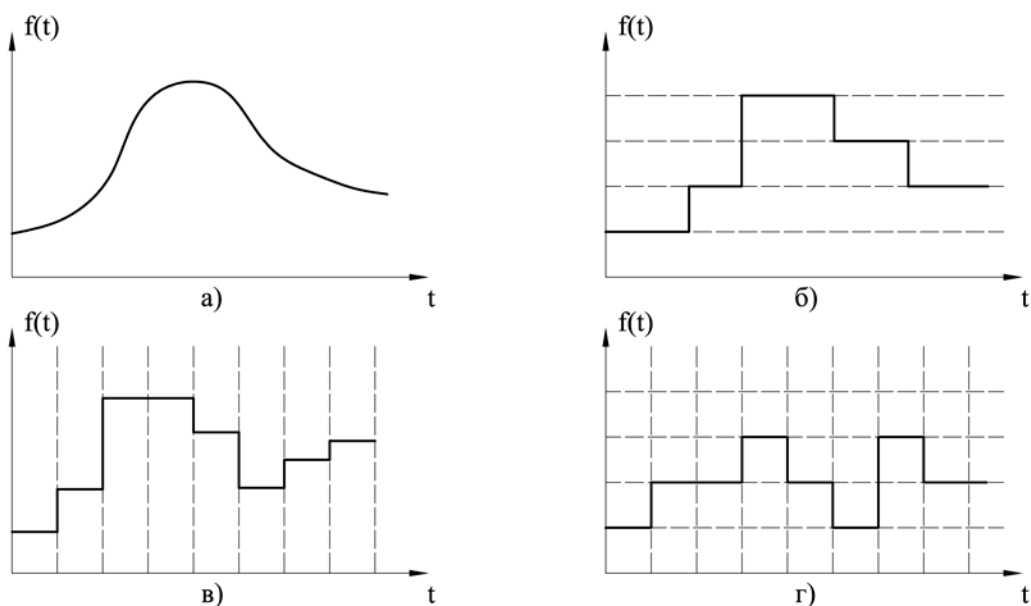
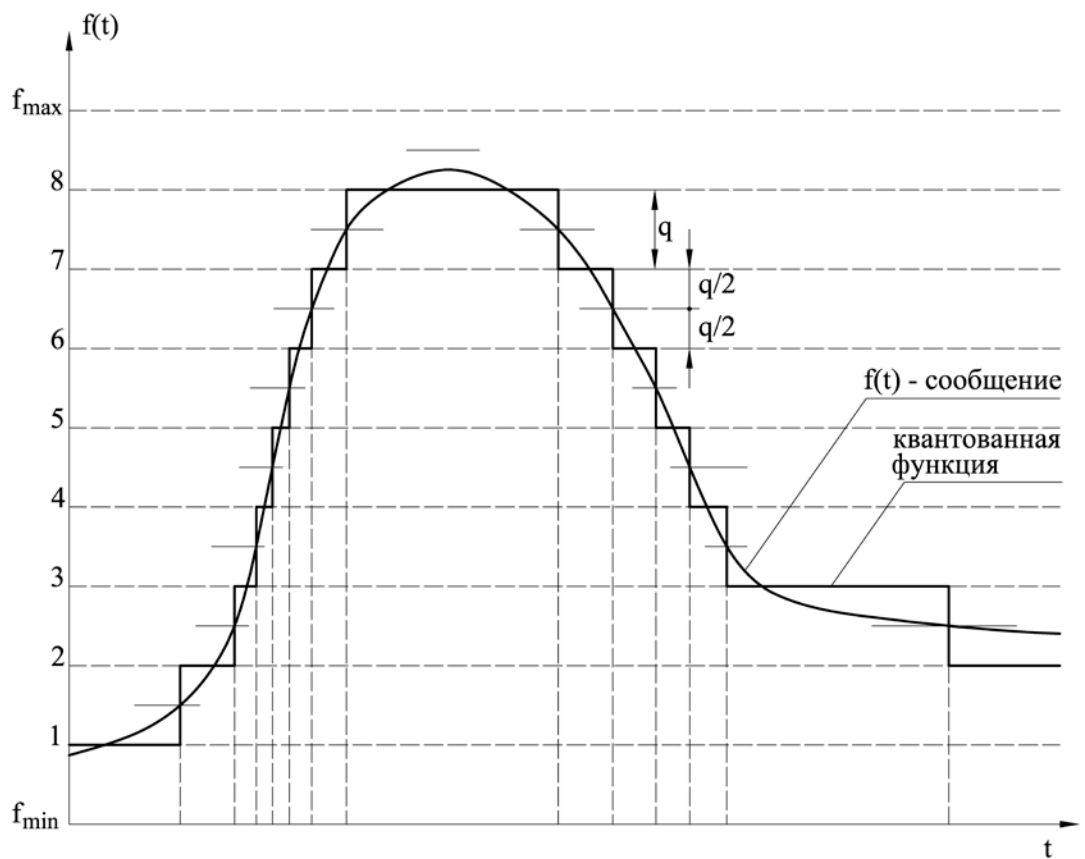


Рисунок 2.1 – Виды сообщений

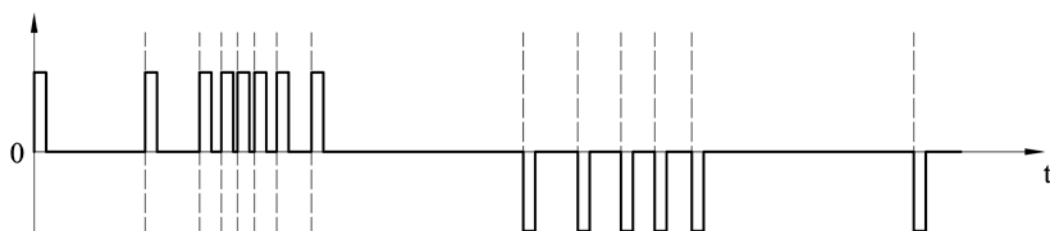
## 2.2 Квантование по уровню (по множеству)

Квантование непрерывной функции по уровню – это процесс замены бесконечного множества ее значений на отдельные дискретные значения, отстоящие друг от друга на определенную величину  $q$ , называемую шагом квантования по уровню. Если в процессе квантования шаг  $q$  не изменяется, то такое квантование называется равномерным. При неравномерном квантовании шаг квантования по уровню  $q$  зависит от значения функции. Неравномерное квантование используется, как правило, при большом динамическом диапазоне преобразуемой функции, например, в акустике. В подавляющем большинстве применений выполняется равномерное квантование.

При равномерном квантовании переходы с одного уровня квантования на другой осуществляется в моменты времени, когда непрерывная функция находится в середине шага квантования  $q$  (рисунок 2.2, а).



а)



б)

Рисунок 2.2 – Квантование по уровню (а) и разностно-дискретная модуляция (б)

При замене непрерывной функции ее дискретными значениями возникает погрешность. Из рисунка видно, что максимальное отклонение дискретных значений от непрерывной функции наблюдается в моменты перехода дискретной функции с уровня на уровень и составляет

$$\Delta_{max} = \pm q/2 .$$

Это максимальная абсолютная погрешность квантования по уровню. Для оценки качества преобразования часто используют приведенную погрешность –

отношение максимальной абсолютной погрешности к нормирующему значению преобразуемой величины, выраженное в процентах. В нашем случае в качестве нормирующего значение выступает диапазон изменения непрерывной функции  $f_{max} - f_{min}$ :

$$\gamma = \pm \frac{\Delta_{max}}{f_{max} - f_{min}} \times 100 \% .$$

Найдем связь между приведенной погрешностью квантования и количеством дискретных уровней квантования  $N$ . Из рисунка видно, что

$$N = \frac{f_{max} - f_{min}}{q} + 1 .$$

Отсюда получаем выражение для приведенной погрешности квантования по уровню

$$\gamma = \frac{50}{N - 1}, \% .$$

В инженерной практике приходится решать обратную задачу, а именно, по заданной приведенной погрешности квантования по уровню необходимо определить:

- количество уровней квантования  $N$ , которым заменяется непрерывная функция  $f(t)$ ;
- шаг квантования по уровню  $q$ ;
- разрядность двоичного кода  $n_0$ , которой представляется результат квантования для его передачи по цифровым каналам связи.

Данная задача решается в такой последовательности. Сначала по заданной приведенной погрешности квантования по уровню определяют минимально необходимое количество уровней квантования, при котором обеспечивается эта погрешность:

$$N \geq \frac{50 + \gamma}{\gamma} .$$

Шаг квантования по уровню находят с учетом реального диапазона изменения непрерывной функции ( $f_{min}, f_{max}$ )

$$q = \frac{f_{max} - f_{min}}{N - 1}.$$

Результаты квантования могут передаваться в виде двоичного кода, соответствующего номеру уровня квантования. Разрядность двоичного кода  $n_0$  для передачи квантованной функции определяют из соотношения

$$2^{n_0} \geq N,$$

то есть, общее количество  $n_0$ -разрядных кодовых комбинаций должно быть не менее числа уровней квантования.

Для использования полного числа кодовых комбинаций первоначально полученные значения количества уровней квантования  $N$  и шага квантования по уровню  $q$  могут быть скорректированы исходя из полученного значения  $n_0$ .

На приемной стороне полученные в виде кодов дискретные значения, как правило, используются без восстановления исходной непрерывной функции, поскольку в разрядности кода уже заложена необходимая погрешность представления сообщения. Если все же необходимо восстановить поведение непрерывной функции, то используются различные виды интерполяции.

### 2.3 Квантование по времени (дискретизация)

При квантовании по времени непрерывная функция заменяется ее амплитудными значениями, взятыми в определенные моменты времени с шагом  $\Delta t$ . Шаг квантования по времени  $\Delta t$  определяется на основании теоремы Котельникова. В соответствии с этой теоремой любая непрерывная функция, спектр которой ограничен частотой  $F_{max}$ , может быть полностью восстановлена по ее дискретным значениям, взятым через интервалы времени:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2F_{max}}.$$

На рисунке 2.3, а представлена непрерывная функция  $f(t)$ . Ось времени равномерно разделена через интервал  $\Delta t$ . В указанные моменты времени опре-

деляются амплитудные значения непрерывной функции, которые затем передаются в том или ином виде по каналам связи. На приемной стороне по полученным амплитудным значениям (рисунок 2.3, б) восстанавливается поведение непрерывной функции с использованием различных способов интерполяции.

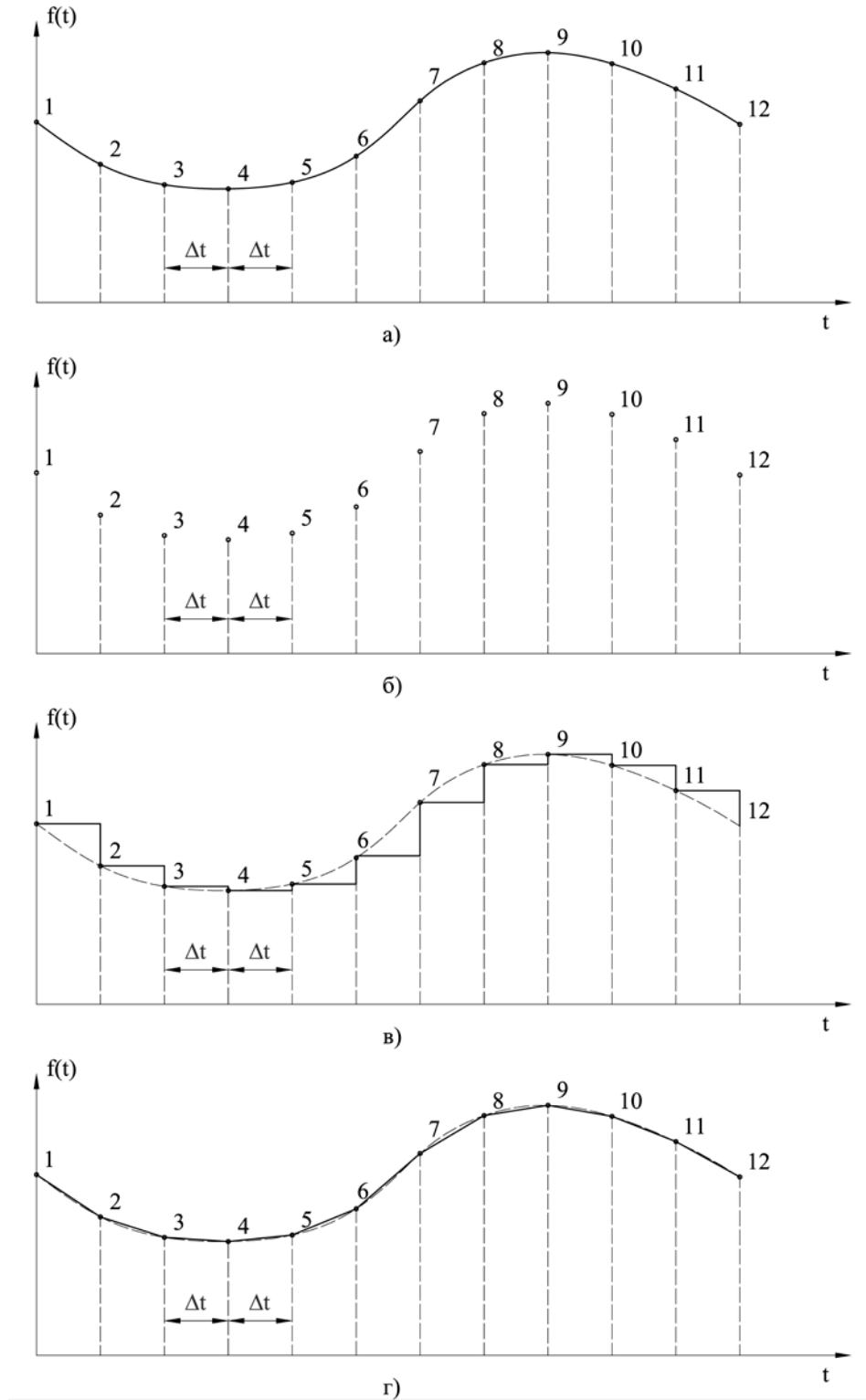


Рисунок 2.3 – Квантование по времени

На рисунках 2.3, в и 2.3, г показаны исходная непрерывная функция (пунктиром) и варианты ступенчатой и линейной интерполяции. При ступенчатой интерполяции каждое очередное полученное амплитудное значение сохраняется в течение интервала  $\Delta t$  до получения следующего значения. В результате восстановленная функция получается ступенчатой. В случае линейной интерполяции все соседние пары амплитудных значений соединяются прямой линией. В этом случае восстановленная функция гораздо лучше соответствует исходной непрерывной функции. Существуют другие способы интерполяции, в соответствии с которыми дискретные отсчеты описываются полиномами более высоких порядков или другими функциями.

В любом случае интерполяция порождает дополнительную методическую погрешность, которая учитывается путем введения интерполяционной поправки в теорему Котельникова:

$$\Delta t \leq \frac{1}{2\eta F_{max}},$$

где  $\eta$  – коэффициент, зависящий от способа интерполяции.

При линейной интерполяции  $\eta_l \approx 0,75/\sqrt{\gamma}$ , где  $\gamma$  – приведенная погрешность, которая подставляется в формулу в относительных единицах (например, если  $\gamma = 1\%$ , то в формулу следует подставить 0,01). Ступенчатой интерполяции характерна гораздо большая методическая погрешность, поэтому  $\eta_{ст} \approx (3 \dots 5)\eta_l$ . Таким образом, чтобы обеспечить одинаковую погрешность при различных способах интерполяции, необходимо в случае ступенчатой интерполяции использовать шаг дискретизации  $\Delta t$  в 3...5 раз меньше, чем при линейной интерполяции.

В инженерной практике приходится решать задачу определения шага дискретизации непрерывного сообщения исходя из заданной допустимой приведенной погрешности. Для решения этой задачи требуется знать или определить верхнюю частоту сообщения, которая должна быть восстановлена. Кроме того, должен быть задан или нужно самостоятельно задать способ интерполяции дискретного сигнала на приемной стороне. Указанные значения подстав-

ляются в приведенную выше формулу для определения шага дискретизации.

## 2.4 Квантование по уровню и по времени

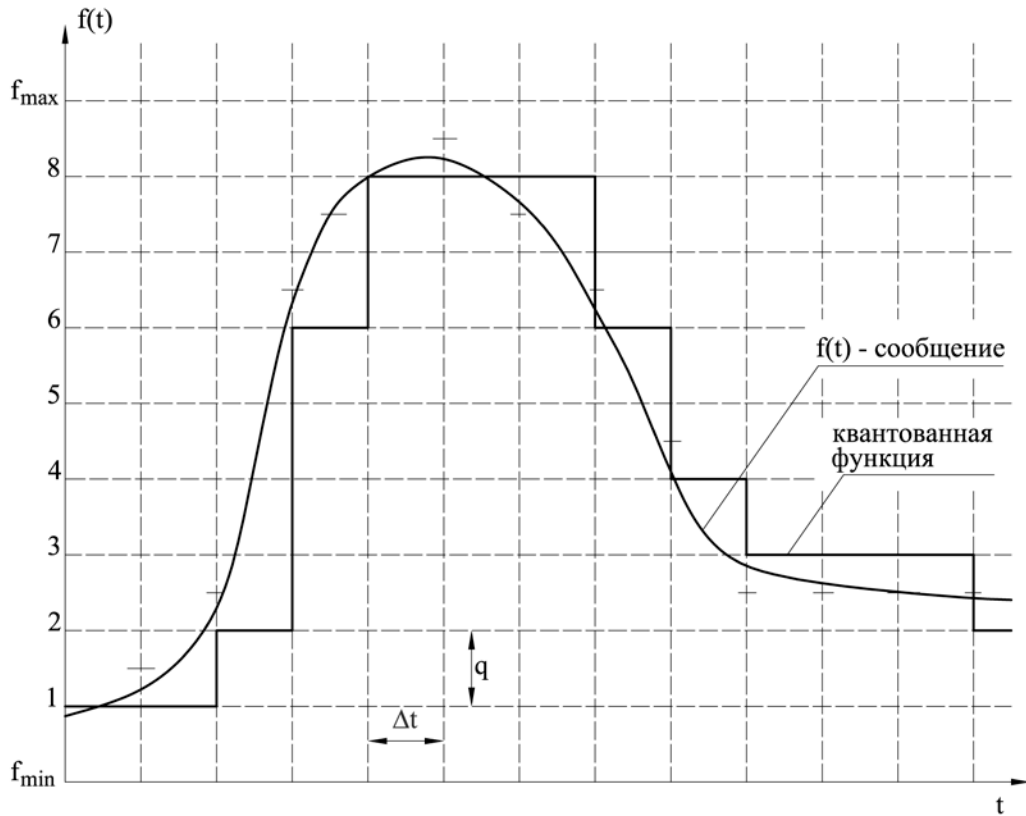
Рассмотренные выше два вида квантования непрерывных сообщений не всегда удобны при технической реализации. Так, при квантовании по уровню переходы с одного уровня квантования на другой происходят в случайные моменты времени, поэтому данные передаются с неравномерным шагом по времени, что затрудняет синхронизацию передачи данных. При квантовании по времени шаг передачи данных равномерный, однако передача непрерывного множества амплитудных значений непрерывной функции вызывает трудности технического характера. Например, при передаче амплитудных значений с помощью коротких импульсов соответствующей амплитуды приводит к расширению спектра передаваемого сигнала.

Исходя из выше изложенного, очень часто квантование осуществляется с заданными шагами и по уровню, и по времени, т.е. используется квантование по уровню и по времени.

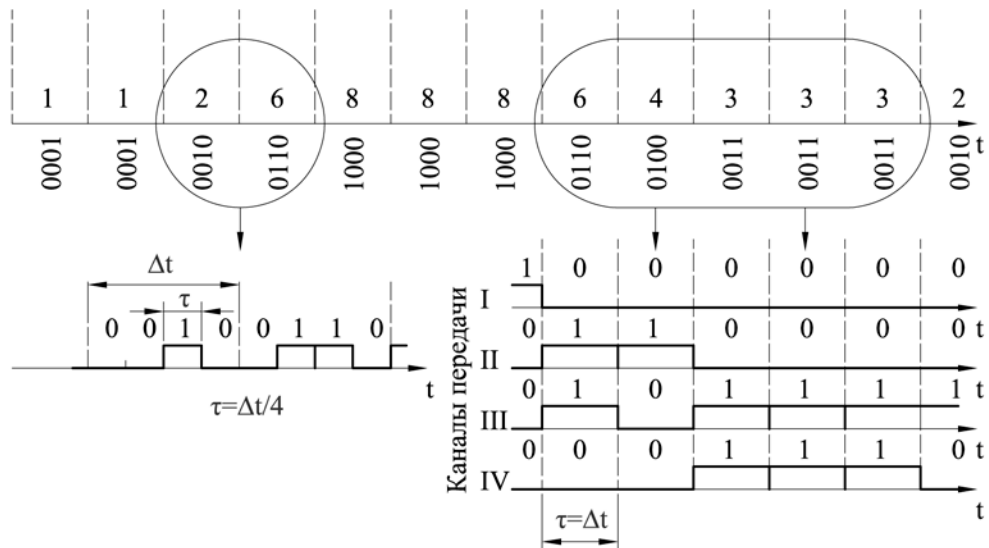
При квантовании по уровню и по времени непрерывная функция заменяется через шаг  $\Delta t$  ее ближайшим дискретным уровнем. На рисунке 2.4, а изображено непрерывное сообщение  $f(t)$ . Диапазон ее изменения  $(f_{min}, f_{max})$  разбит на определенное количество интервалов с шагом квантования по уровню  $q$  и пунктирными горизонтальными линиями обозначены дискретные уровни сообщения. Ось времени также равномерно разбита на интервалы дискретизации  $\Delta t$ .

Квантование заключается в определении в каждый дискретный момент времени ближайшего к непрерывной функции дискретного уровня. Дискретная функция должна в рассматриваемый момент времени перейти на этот дискретный уровень. В течение следующего шага  $\Delta t$  после рассматриваемого момента времени квантованная функция находится на установленном в начале этого шага значении. По окончании очередного шага  $\Delta t$  необходимо вновь определить

ближайший к непрерывной функции дискретный уровень, перейти на него и сохранять это дискретное значение в течение следующего шага  $\Delta t$ .



а)



б)

Рисунок – 2.4 Квантование по уровню и по времени (а) и кодоимпульсная модуляция (б)

Исходя из правила квантования, можно сформулировать основные свойства, характерные для квантования по уровню и по времени:

- при медленных изменениях непрерывного сообщения квантованная функция может сохранять определенное дискретное значение в течение нескольких шагов квантования по времени  $\Delta t$ ;
- при быстрых изменениях непрерывного сообщения квантованная функция может перескакивать через несколько дискретных уровней;
- информация о дискретных значениях квантованной функции может быть передана через дискретные интервалы времени при помощи кодоимпульсной модуляции (КИМ) (рисунок 2.4, б).

Как видно из рисунка 2.4, а замена непрерывной функции ее дискретными значениями вызывает погрешность. Она обусловлена одновременно и квантованием по уровню, и квантованием по времени. Суммарная погрешность определяется в соответствии с выражением

$$\gamma_{кув} \approx \sqrt{\gamma_{ку}^2 + \gamma_{кв}^2},$$

где  $\gamma_{кув}$  – полная приведенная погрешность квантования по уровню и по времени;

$\gamma_{ку}$  – приведенная погрешность квантования по уровню;

$\gamma_{кв}$  – приведенная погрешность квантования по времени.

Для организации корректного квантования непрерывного сообщения по уровню и по времени необходимо правильно определить следующие его параметры:

- количество уровней квантования  $N$ ;
- шаг квантования по уровню  $q$ ;
- число разрядов двоичного кода  $n_0$  для последующей кодоимпульсной модуляции;
- шаг дискретизации  $\Delta t$ .

Исходными данными для решения такой задачи являются допустимая полная приведенная погрешность квантования  $\gamma_{кув}$ , верхняя частота сообщения

$F_{max}$ , диапазон изменения непрерывного сообщения ( $f_{min}, f_{max}$ ) и способ интерполяции на приемной стороне.

Сначала полная погрешность разбивается на две составляющие  $\gamma_{ку}$  и  $\gamma_{кв}$  таким образом, чтобы выполнялось суммарное соотношение погрешностей. При отсутствии каких-либо априорных данных о соотношении этих погрешностей разбиение производится в первом приближении произвольно. Далее, исходя из погрешности квантования по уровню  $\gamma_{ку}$ , определяются количество уровней квантования  $N$ , шаг квантования по уровню  $q$  и разрядность двоичного кода  $n_0$ . Погрешность квантования по времени  $\gamma_{кв}$  позволяет определить шаг дискретизации  $\Delta t$ .

После этого осуществляется анализ полученных параметров квантования на предмет их реализуемости на практике. Если какие-либо параметры квантования не могут быть практически реализованы, то производится перераспределение составляющих полной погрешности в пользу ее составляющей, по которой не выполняется условие реализуемости. После этого осуществляется повторное определение параметров квантования. Например, может быть получено значение шага дискретизации  $\Delta t$ , которое не обеспечивает конкретный аналого-цифровой преобразователь. Тогда путем увеличения составляющей погрешности  $\gamma_{кв}$  может быть увеличен интервал  $\Delta t$ .

Одним из препятствий при реализуемости квантования по уровню и по времени может быть ширина спектра сигнала кодоимпульсной модуляции, с помощью которого передается квантованная функция (рисунок 2.4, б). Как будет сказано в разделе «Модуляция», сигнал КИМ представляет собой кодовые комбинации, значения которых соответствуют номерам дискретных уровней квантованной функции. Каждая кодовая комбинация передается в течение соответствующего интервала  $\Delta t$  в последовательном или параллельном виде. Сигнал в линии связи представляет собой последовательность прямоугольных импульсов определенной длительности, причем при параллельной передаче кода длительность импульсов может равняться значению шага  $\Delta t$ , а при последо-

вательной передаче в течение  $\Delta t$  должны быть переданы  $n_0$  разрядов кода, т.е. длительность отдельного импульса будет в  $n_0$  раз короче интервала  $\Delta t$ .

На рисунке 2.4, б приведен пример последовательной и параллельной передачи КИМ-сигнала с помощью четырехразрядного кода. Видно, что длительность импульсов при последовательной передаче кода в четыре раза короче, чем при параллельной передаче. Учитывая, что ширина эквивалентного спектра последовательности прямоугольных импульсов определяется их длительностью, можно сделать вывод, что ширина спектра КИМ-сигнала при последовательной его передаче в четыре раза больше, чем при параллельной передаче.

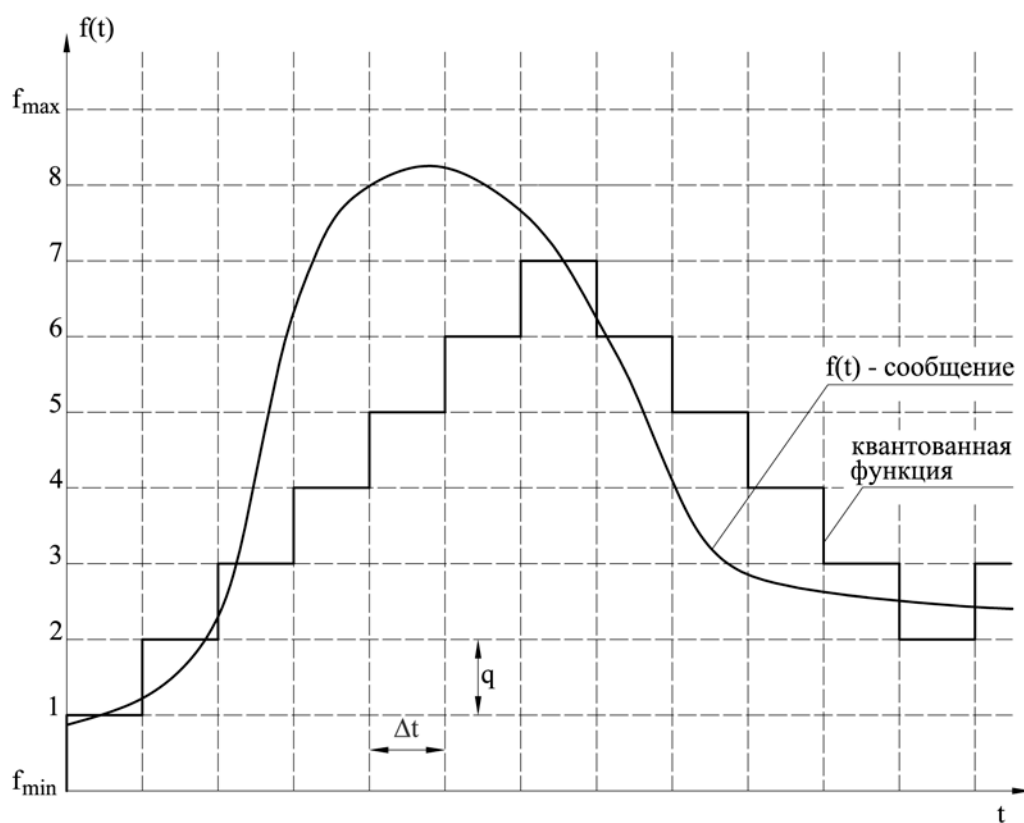
При конкретных значениях шага дискретизации  $\Delta t$  и разрядности кода  $n_0$  можно определить эквивалентную ширину спектра КИМ-сигнала и, сравнив ее с полосой пропускания конкретной линии связи, сделать вывод о возможности передачи такого сигнала.

## 2.5 Дифференциальное квантование

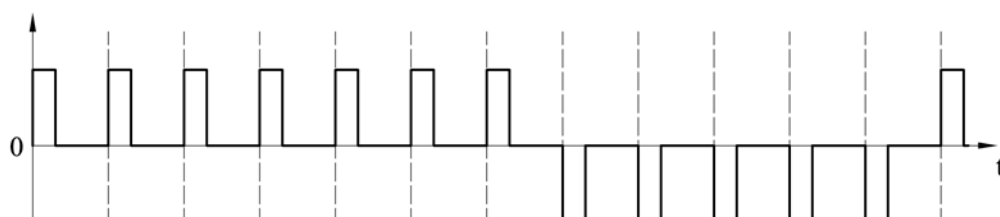
При относительно медленно изменяющихся сообщениях квантование по уровню и по времени может быть заменено на дифференциальное квантование, которое указывает на направление приращения дискретной функции, а не на значение ближайшего дискретного уровня как при квантовании по уровню и по времени.

При дифференциальном квантовании непрерывная функция заменяется через шаг  $\Delta t$  ее дискретными уровнями, причем, если в дискретный момент времени значение непрерывной функции больше дискретного уровня в предыдущем шаге, то происходит переход на ближайший более высокий уровень. Если значение непрерывной функции меньше дискретного уровня в предыдущем шаге, то происходит переход на ближайший более низкий уровень.

Пример дифференциального квантования приведен на рисунке 2.5, а.



а)



б)

Рисунок 2.5 – Дифференциальное квантование (а) и  $\Delta$ -модуляция (б)

При построении дискретного сообщения в каждый дискретный момент времени сравнивается значение непрерывной функции в данный момент времени и значение дискретной функции в предыдущем шаге. В зависимости от результата сравнения дискретная функция переходит в соответствии с правилом на соседний более низкий или более высокий уровень.

Дифференциально квантованный сигнал обладает следующими свойствами:

– дискретный сигнал не может перескакивать через несколько уровней независимо от скорости изменения непрерывного сообщения, а совершает только единичные переходы с уровня на уровень;

– дискретный сигнал не может оставаться на одном дискретном уровне дольше, чем длительность интервала  $\Delta t$ , а переходит в каждый дискретный момент времени на ближайший более высокий или более низкий уровень;

– информация о поведении дифференциально квантованной функции может передаваться при помощи сигналов  $\Delta$ -модуляции, указывающих только знак приращения дискретной функции, вместо двоичного кода абсолютного номера уровня квантования при квантовании по уровню и по времени.

В силу перечисленных выше особенностей дифференциально квантованная функция максимально корректно соответствует непрерывному сообщению при таких скоростях его изменения, когда за один шаг дискретизации непрерывная функция изменяется не более чем на один дискретный уровень. При более высоких скоростях изменения исходного сообщения наблюдается запаздывание квантованной функции относительно непрерывной, как это изображено на рисунке 2.5, б, что влечет за собой повышение погрешности квантования и является недостатком дифференциального квантования. Другим недостатком следует считать возможность накопления ошибок за счет искажения сигнала  $\Delta$ -модуляции при передаче по линии связи, подверженной действию помех, поскольку любое изменение числа переданных импульсов  $\Delta$ -модуляции влечет за собой аддитивное смещение дискретного сигнала на приемной стороне.

Возникающие при дифференциальном квантовании погрешности подчиняются тем же закономерностям, что и при квантовании по уровню и по времени. Поэтому при определении параметров дифференциального квантования могут использоваться формулы предыдущего раздела. При этом необходимо обратить особое внимание на согласование скорости изменения непрерывной функции и дискретной функции, чтобы не допустить отставание последней.

## 3 МОДУЛЯЦИЯ

### 3.1 Методы модуляции

**Модуляция** – это процесс изменения какого-либо параметра несущего колебания (несущей) в соответствии с мгновенными значениями сообщения (модулирующего сигнала). Другими словами, модуляция – это процесс «нанесения» сообщения на сигнал-переносчик информации. Благодаря модуляции сообщения могут передаваться дистанционно одновременно с передачей несущего колебания. При этом несущее колебание содержит передаваемое сообщение в одном из своих параметров.

Благодаря модуляции появляется возможность передачи большого числа сообщений по одной линии связи путем использования частотного разделения каналов связи, повышаются помехоустойчивость передаваемых сигналов и эффективность излучения сигнала при использовании радиоканала.

Методы модуляции условно могут быть разделены на две большие группы, различающиеся видом несущего колебания.

Первую группу образуют **непрерывные методы модуляции**. Данные методы в качестве несущей используют гармоническое колебание, изменяющееся по закону

$$U = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) .$$

Данный сигнал характеризуется тремя параметрами: амплитудой, частотой и фазой. При передаче сообщений в соответствии с его мгновенными значениями может изменяться любой из этих параметров несущей. Если при модуляции в соответствии с передаваемым сообщением изменяется амплитуда несущей, то имеет место **амплитудная модуляция (АМ)**, при изменении частоты несущей – **частотная модуляция (ЧМ)**, при изменении мгновенной фазы несущей – **фазовая модуляция (ФМ)**.

Вторую группу составляют **импульсные методы модуляции**. Эти методы в качестве переносчика информации используют импульсную несущую в

виде последовательности прямоугольных импульсов. Импульсная несущая характеризуется четырьмя параметрами: амплитудой импульсов, длительностью импульсов, частотой следования импульсов и мгновенным фазовым сдвигом относительно опорного сигнала. Сообщение (или модулирующий сигнал) может быть «нанесено» на любой из этих параметров. Соответствующие методы импульсной модуляции называются **амплитудно-импульсная модуляция (АИМ)**, **широтно-импульсная модуляция (ШИМ)**, **частотно-импульсная модуляция (ЧИМ)** и **фазиимпульсная модуляция (ФИМ)**.

Кроме перечисленных выше импульсных методов модуляции существует ряд специфических методов модуляции, используемых для передачи предварительно квантованных непрерывных сообщений. При передаче таких модулированных сигналов также используется последовательность прямоугольных импульсов. Однако при этом сообщение содержится не в каком-либо параметре несущего колебания, а наносится на несущее колебание методами кодирования. При этом могут передаваться коды, соответствующие как абсолютным значениям дискретных сообщений (**кодоимпульсная модуляция (КИМ)**), так и приращениями дискретных сообщений ( **$\Delta$ -модуляция, разностно-дискретная модуляция (РДМ)**).

### 3.2 Амплитудная модуляция (АМ)

При амплитудной модуляции в соответствии с мгновенными значениями сообщения или модулирующего сигнала изменяется амплитуда гармонической несущей. Закон изменения амплитудно-модулированного сигнала имеет вид

$$U_{AM} = (U_0 + \Delta U f(t)) \cos \omega_0 t = U_0 \left( 1 + \frac{\Delta U}{U_0} f(t) \right) \cos \omega_0 t = \\ = U_0 (1 + m f(t)) \cos \omega_0 t,$$

где  $m = \Delta U / U_0$  – глубина амплитудной модуляции;

$f(t)$  – закон изменения сообщения (модулирующего сигнала).

При нормальном режиме модуляции  $m < 1$ . При  $m = 1$  имеет место так называемая 100-процентная модуляция. При  $m > 1$  наступает явление перемодуляции, при котором сигнал не может быть правильно восстановлен при демодуляции.

На рисунке 3.1 показан процесс амплитудной модуляции несущего гармонического колебания (рисунок 3.1, б) фрагментом сообщения, имеющего один период гармонического колебания (рисунок 3.1, а). Нормальный режим амплитудной модуляции показан на рисунке 3.1, в. Видно, что амплитуда модулированного сигнала подчиняется закону модулирующего сигнала  $f(t)$ . Режим 100-процентной модуляции изображен на рисунке 3.1, г. Явление перемодуляции иллюстрируется рисунком 3.1, д.

Рассмотрим, каким образом изменяется спектр несущего колебания при его модуляции в соответствии с некоторым сообщением. Пусть сообщение изменяется по гармоническому закону

$$f(t) = \cos \Omega t,$$

причем  $\Omega \ll \omega_0$ .

Тогда выражение для амплитудно-модулированного сигнала можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{AM} &= U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{mU_0}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t. \end{aligned}$$

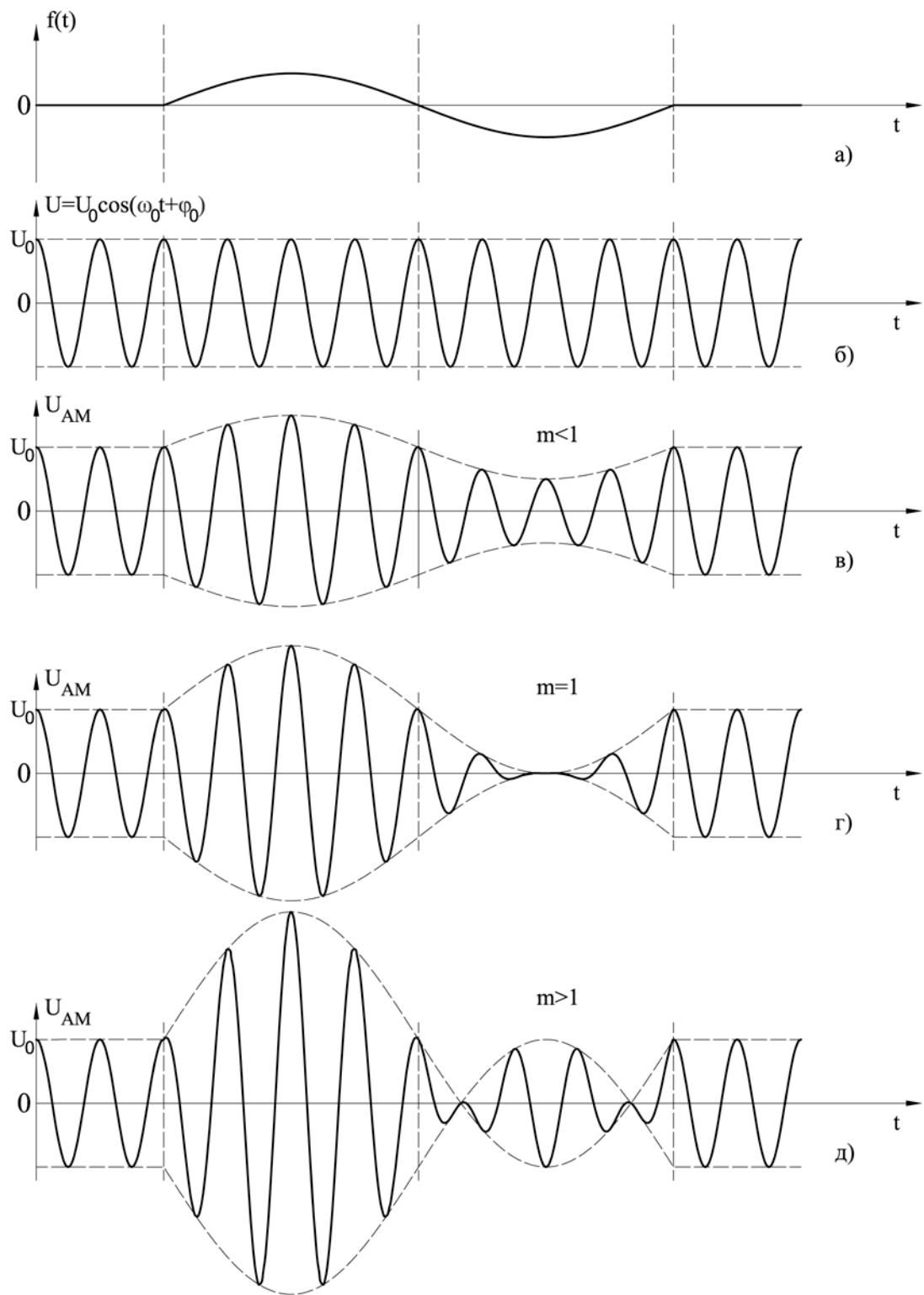


Рисунок 3.1 – Амплитудная модуляция

Из полученного выражения видно, что АМ-сигнал содержит сумму трех гармонических составляющих. Первая составляющая представляет собой несущее колебание. Информация о модулирующем сигнале (сообщении) содержится

жится в двух других слагаемых. Рассмотрим поведение АМ-сигнала на спектральной характеристике (рисунок 3.2, а).

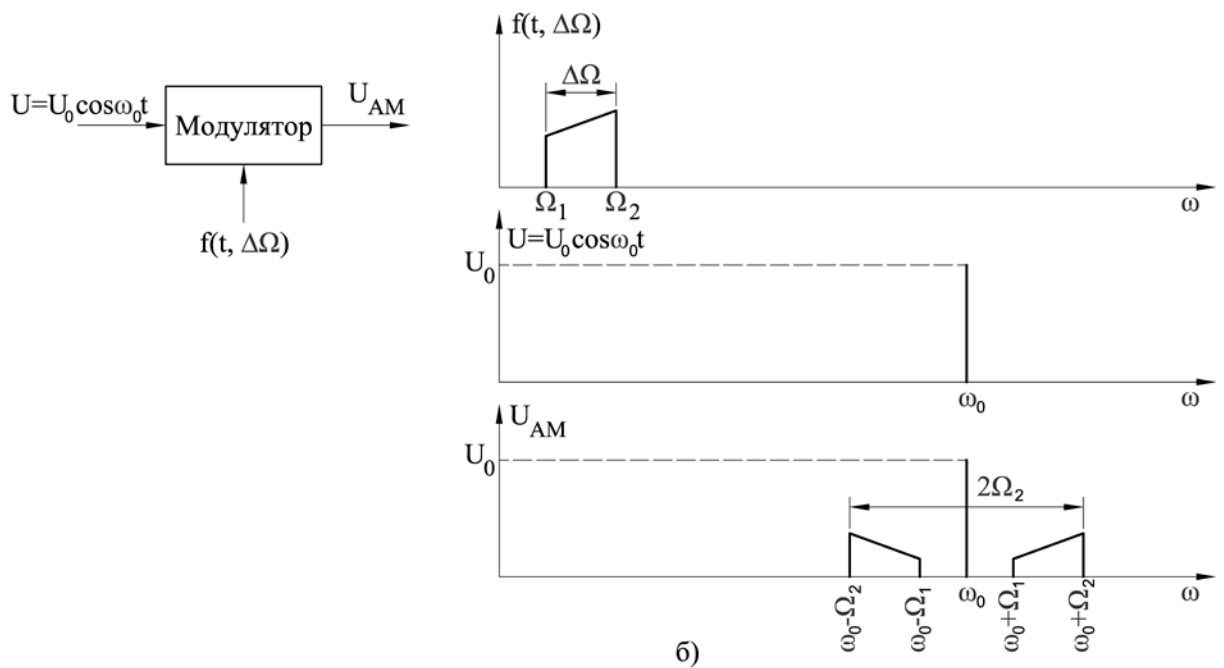
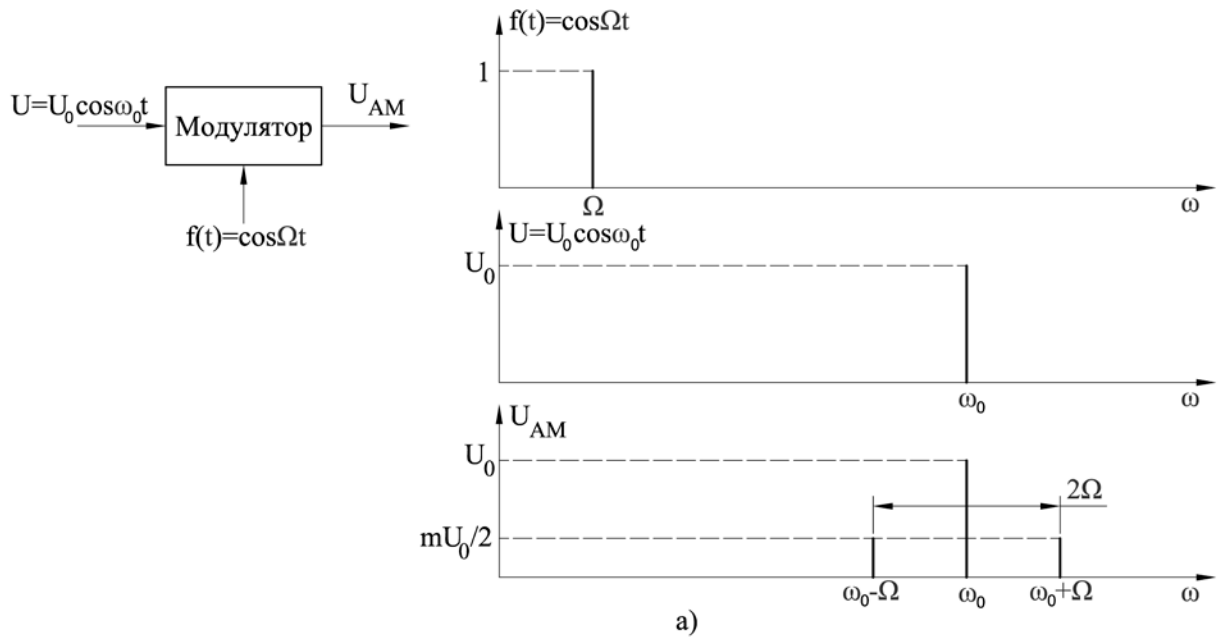


Рисунок 3.2 – Спектр амплитудно-модулированного сигнала

При нулевом модулирующем сигнале  $f(t)$  на выход модулятора поступает только несущее колебание (это также можно наблюдать на рисунке 3.1, в). При подаче на модулятор гармонического модулирующего сигнала в спектре

АМ-сигнала появляются две боковые составляющие, расположенные симметрично выше и ниже относительно линии спектра несущего колебания на расстоянии  $\Omega$  от нее. Ширина спектра АМ-сигнала равна  $2\Omega$ .

Совместное рассмотрение временной и спектральной картины амплитудно-модулированного сигнала (рисунок 3.1, в и рисунок 3.2, а) позволяет понять, каким образом сообщение содержится в модулированном сигнале (закону сообщения подчинена амплитуда модулированной несущей) и каким образом оно передается (сообщение передается боковыми составляющими спектра АМ-сигнала). Таким образом, при модуляции спектр сообщения переносится из низкочастотной области  $\Omega$  в область несущего колебания  $(\omega_0 - \Omega)$  и  $(\omega_0 + \Omega)$ .

Если сообщение имеет сложный спектральный состав, то описанный выше механизм преобразования спектра может быть применен по отношению к каждой гармонической составляющей спектра сообщения. Так, если сообщение занимает полосу частот  $(\Omega_1, \Omega_2)$ , то при амплитудной модуляции спектр сообщения переместится в область несущего колебания, как это показано на рисунке 3.2, б. При этом ширина спектра модулированного сигнала составит  $2\Omega_2$ . Область спектра  $((\omega_0 - \Omega_2), (\omega_0 - \Omega_1))$  называется нижней боковой полосой (НБП), а область  $((\omega_0 + \Omega_1), (\omega_0 + \Omega_2))$  – верхней боковой полосой (ВБП).

Благодаря свойству модуляции переносить спектр сообщения в область несущей частоты появилась возможность частотного уплотнения каналов связи. Его смысл заключается в том, что большое количество сообщений одинакового спектра могут модулировать индивидуальные несущие, разнесенные по частоте относительно друг друга. В результате спектры сообщений будут перенесены в области соответствующих несущих. Все модулированные сообщения могут быть переданы одновременно по одной линии связи при условии, что их спектры не пересекаются. На приемной стороне каждое модулированное сообщение может быть выделено путем фильтрации и восстановлено посредством демодуляции.

При частотном уплотнении каналов может передаваться весь спектр модулированного сигнала (несущая и две боковые полосы), а может передаваться

только одна боковая полоса (верхняя или нижняя). В последнем случае несущая частота и вторая боковая полоса не передаются. При этом частотная полоса, предназначенная для передачи всех сообщений, экономится более чем в два раза. Кроме того, за счет того, что не надо передавать несущую и одну боковую полосу, экономится более чем в два раза мощность передатчика. Как вариант, при сохранении мощности передатчика может быть повышена мощность передаваемой боковой полосы. Для восстановления сообщений, переданных с использованием одной боковой полосы, на приемной стороне должен быть генератор несущих частот, на которых осуществлялась модуляция сообщений.

Часто приходится подвергать амплитудной модуляции сообщения логического характера, амплитуда которых принимает только два значения и обозначает, как правило, логические нули и единицы. В этом случае модуляция называется манипуляцией. Амплитуда манипулированного сигнала в этом случае также имеет всего два значения (рисунок 3.3, в). При амплитудной манипуляции часто используется 100-процентная модуляция (глубина амплитудной модуляции  $m = 1$ ). При этом модулированный сигнал будет представлять серию радиоимпульсов с частотой заполнения, равной частоте несущей (рисунок 3.3, г).

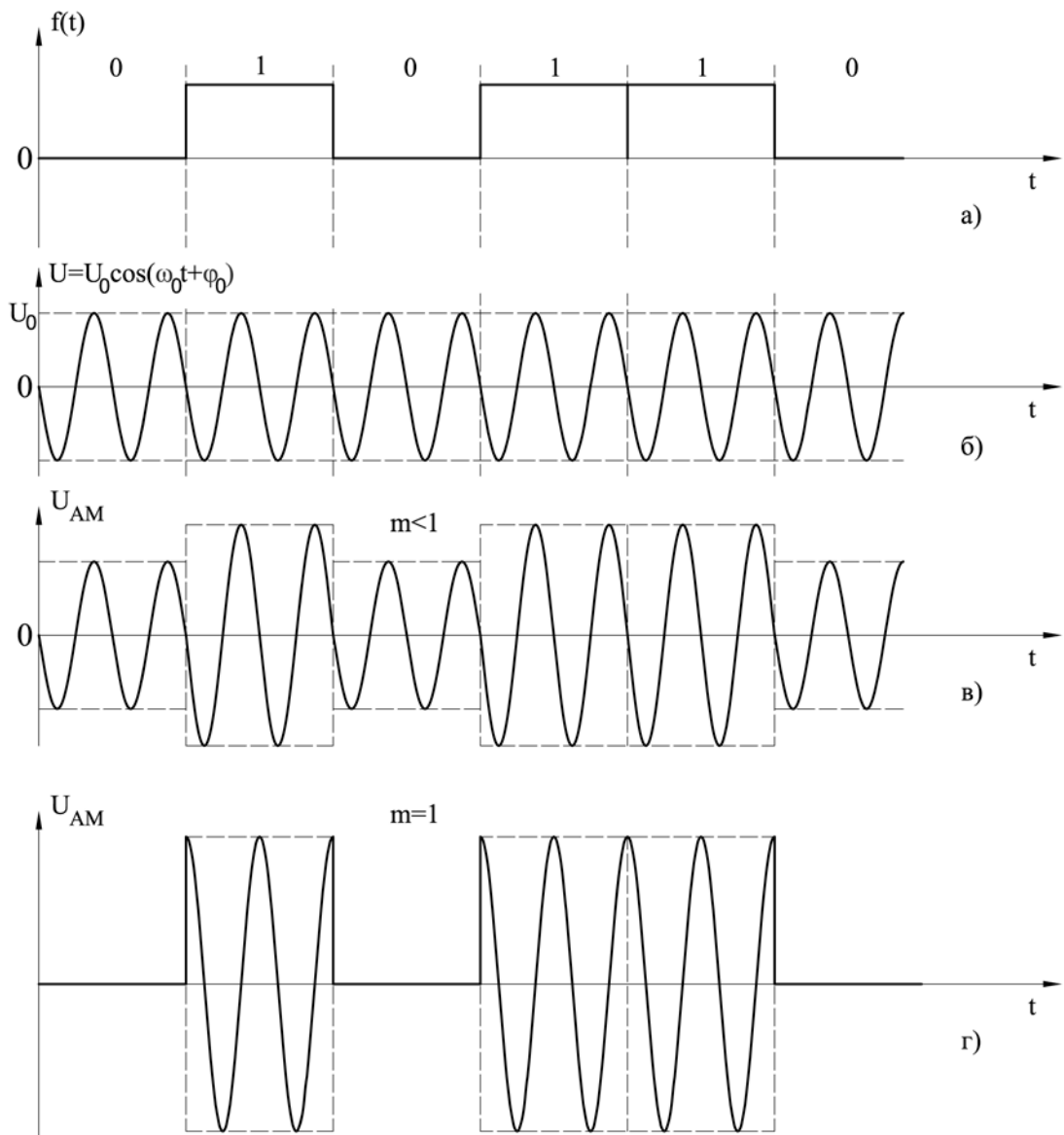


Рисунок 3.3 – Амплитудная манипуляция

### 3.3 Частотная модуляция

В процессе частотной модуляции в соответствии с мгновенными значениями сообщения (модулирующего сигнала) изменяется мгновенная частота несущего колебания относительно своего центрального значения  $\omega_0$ . Характер изменения частоты несущей определяется зависимостью

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega f(t).$$

На рисунок 3.4 представлены последовательно модулирующий сигнал или сообщение, несущее колебание, зависимость изменения частоты несущей

при частотной модуляции от времени и собственно частотно-модулированный сигнал.

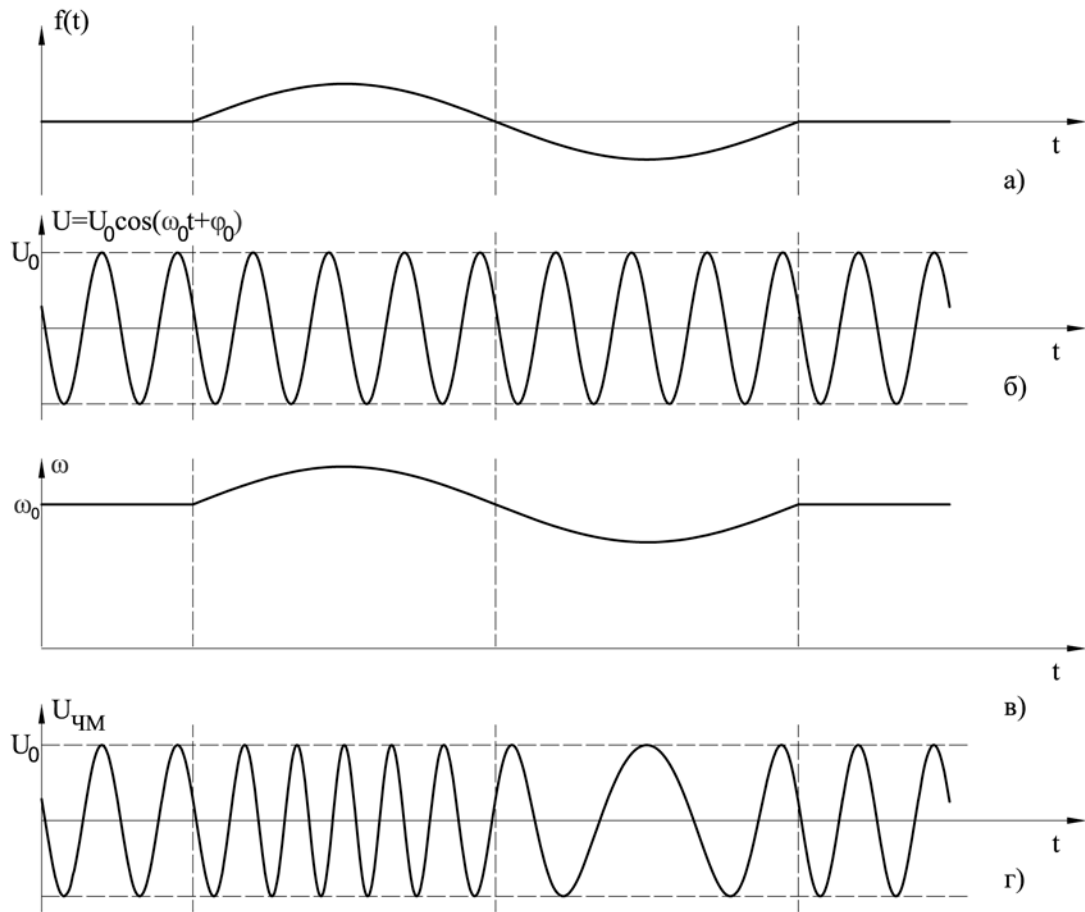


Рисунок 3.4 – Частотная модуляция

При нулевом значении модулирующего сигнала частота модулированного сигнала соответствует центральному значению частоты  $\omega_0$ . При положительных значениях сообщения частота модулированного сигнала повышается, при отрицательных значениях – понижается.

Наибольшее отклонение частоты модулированного сигнала относительно центрального значения  $\omega_0$  называется девиацией частоты. В частности, при гармоническом сообщении  $f(t) = \cos \Omega t$  девиация частоты равна  $\Delta\omega$ .

Отношение  $m_f = \Delta\omega / \Omega$  называется индексом частотной модуляции.

Аналитическое разложение частотно-модулированного сигнала в спектр даже в случае простейшего модулирующего сигнала гармонической формы

представляет определенные трудности. Поэтому ограничимся словесным описанием характера спектра. Как и в случае амплитудной модуляции ЧМ-сигнал имеет боковые частотные составляющие, симметричные относительно частоты несущей. Однако при ЧМ каждая боковая составляющая содержит бесконечное количество субгармоник, амплитуды которых убывают по мере удаления от центральной частоты  $\omega_0$ . Поэтому эквивалентный спектр ЧМ-сигнала шире, чем при амплитудной модуляции. Полоса частот при частотной модуляции гармонического сообщения, на которую приходится более 90 % энергии сигнала, составляет

$$\Delta\omega_{\text{ЧМ}} \approx 2(\Delta\omega + \Omega) = 2\Omega(m_f + 1).$$

При частотной модуляции логического сообщения, амплитуда которого принимает только два значения, имеет место частотная манипуляция. В этом случае частота ЧМ-сигнала принимает только два логических значения (рисунок 3.5, в). Данный способ передачи дискретной информации находит широкое применение в технике передачи данных в силу высокой помехоустойчивости частотного сигнала.

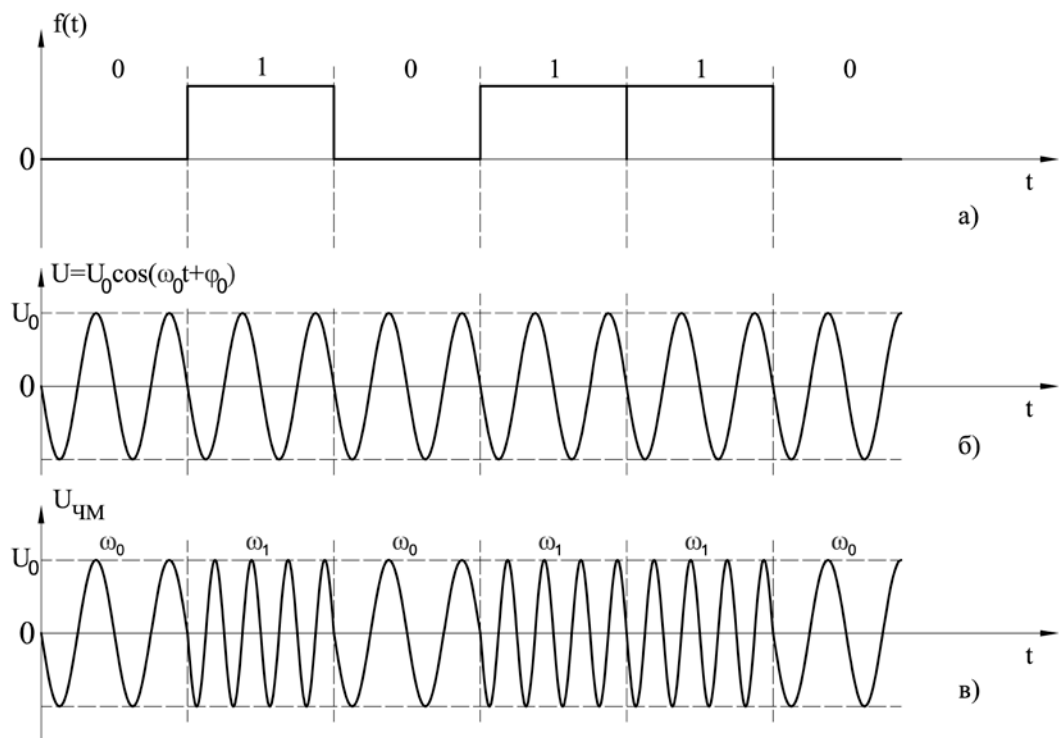


Рисунок 3.5 – Частотная манипуляция

### 3.4 Фазовая модуляция

При фазовой модуляции значение фазы несущего колебания изменяется по закону модулирующего сигнала (сообщения):

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi f(t).$$

Величина  $m_f = \Delta\varphi$  называется индексом фазовой модуляции.

Особенности фазовой модуляции можно увидеть на рисунке 3.6, в. При нулевом значении модулирующего сигнала фаза модулированного сигнала совпадает с фазой несущего колебания. При положительных значениях сообщения ФМ-сигнал опережает по фазе несущее колебание, а при отрицательных значениях сообщения – отстает.

При совместном рассмотрении ЧМ-сигнала (рисунок 3.4) и ФМ-сигнала (рисунок 3.6) можно увидеть следующие закономерности. Изменение мгновенной частоты модулированного сигнала при ЧМ влечет за собой неизменное изменение мгновенной фазы модулированного сигнала. И наоборот, изменение мгновенной фазы модулированного сигнала при ФМ вызывает изменение мгновенной частоты этого сигнала. Таким образом, частотная модуляция и фазовая модуляция это две стороны одного процесса, называемого угловой модуляцией. Девияция частоты и индекс фазовой модуляции связаны между собой следующим соотношением:

$$\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi.$$

Полоса частот, на которую приходится более 90 % энергии фазомодулированного сигнала, определяется по аналогичной с ЧМ формуле

$$\Delta\omega_{\text{ФМ}} \approx 2\Omega(m_\varphi + 1).$$

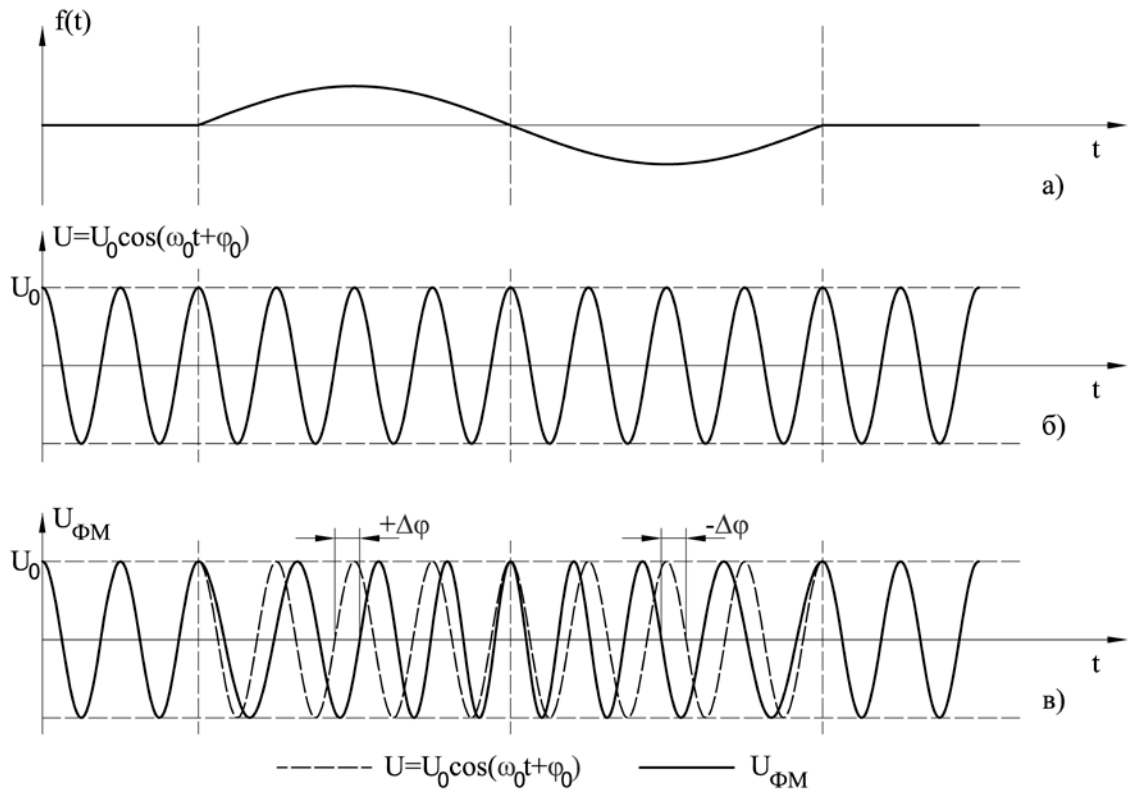


Рисунок 3.6 – Фазовая модуляция

При фазовой манипуляции осуществляется изменение мгновенной фазы несущего колебания в соответствии с дискретным сообщением, амплитуда которого принимает только два значения. На практике при фазовой манипуляции применяют, как правило, фазовые сдвиги, кратные  $\pi/2$ . Пример фазовой манипуляции приведен на рисунке 3.7, в.

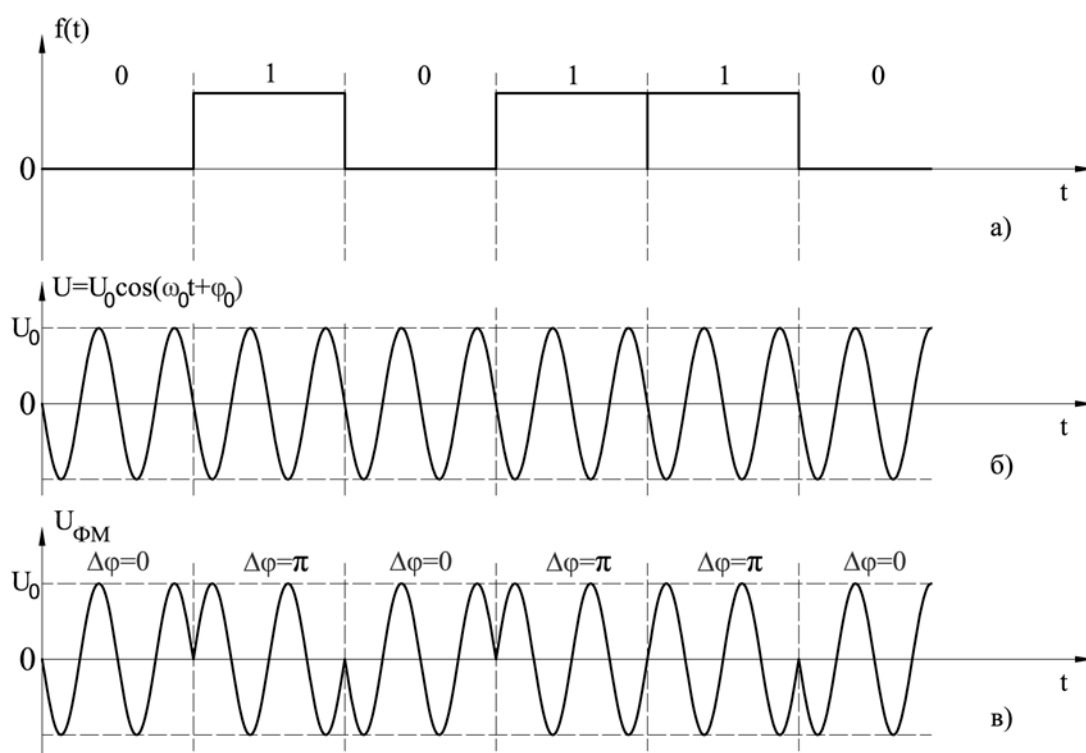


Рисунок 3.7 – Фазовая манипуляция

### 3.5 Импульсные методы модуляции

Особенностью импульсных методов модуляции является использование в качестве несущего колебания последовательности прямоугольных импульсов. При импульсной модуляции в соответствии с законом изменения сообщения изменяется один из параметров последовательности прямоугольных импульсов: амплитуда, длительность, частота следования импульсов или фазовый сдвиг относительно опорного колебания. Как правило, модуляции подлежит только один признак импульсной последовательности, называемый информационным признаком. Остальные признаки при этом являются неинформационными. Рассмотрим процессы импульсной модуляции, представленные на рисунке 3.8.

При **амплитудно-импульсной модуляции (АИМ)** информативным, подлежащим изменению по закону сообщения, является амплитуда прямоугольных импульсов (рисунок 3.8., в). Частота следования импульсов (период последовательности) и длительность импульсов у модулированного сигнала не изменяются, а фазовый сдвиг относительно несущего колебания равен нулю. Эти па-

параметры модулированного сигнала являются неинформативными. Эквивалентная ширина спектра АИМ-сигнала будет определяться длительностью импульсов модулированного сигнала.

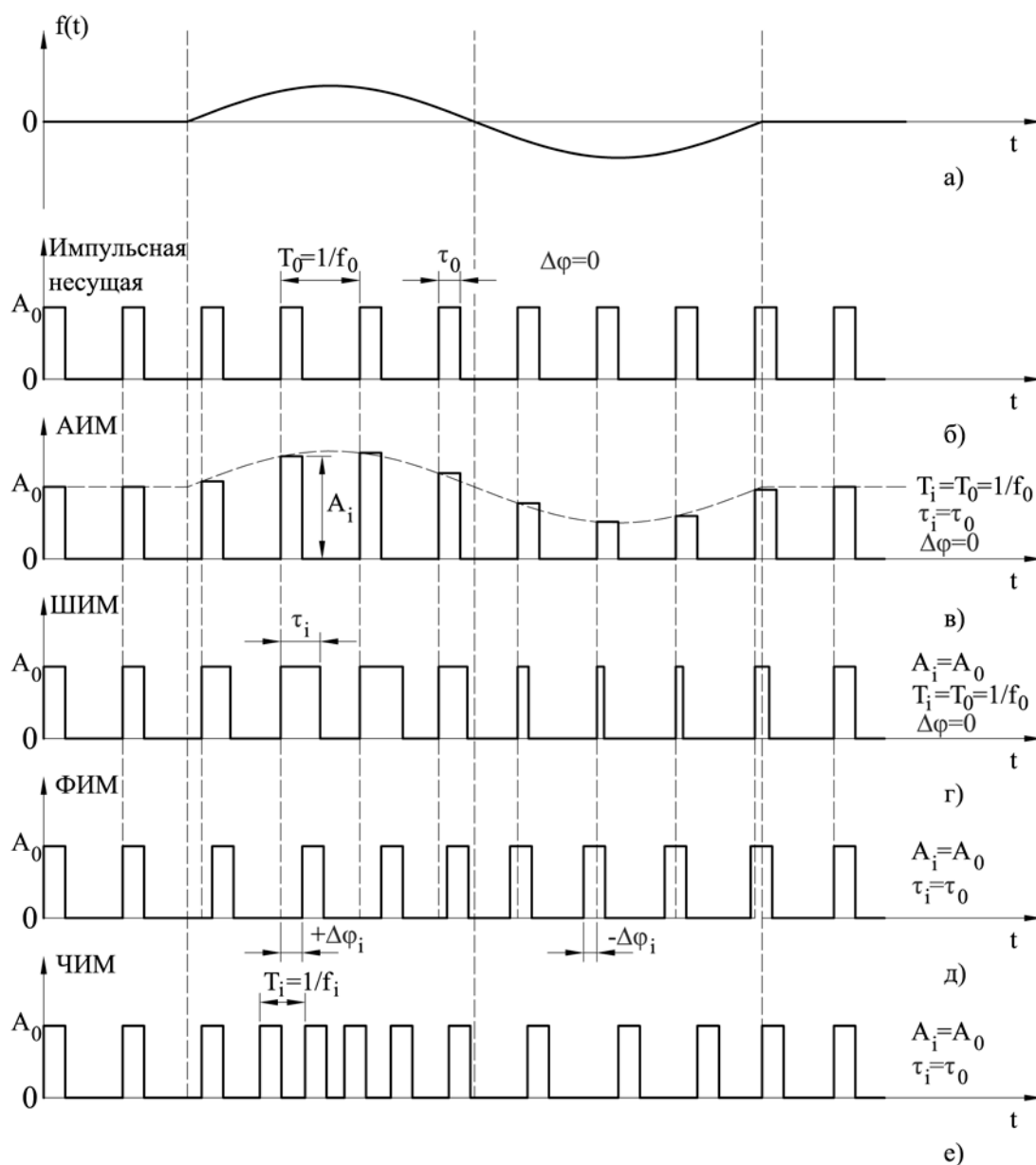


Рисунок 3.8 – Импульсные методы модуляции

**Широтно-импульсная модуляция (ШИМ)** предполагает изменение по закону сообщения длительностей импульсов несущего колебания (рисунок 3.8, г). Как правило, изменение длительности импульсов осуществляется за счет изменения положения их задних фронтов при неизменном положении передних. Т.е. информативным признаком при ШИМ является длительность импульсов. Другие параметры несущего колебания будут неинформативными. Это

значит, что амплитуда импульсов модулированного сигнала остается неизменной. Период следования импульсов, определенный по передним фронтам импульсов, постоянный, а фазовый сдвиг относительно передних фронтов несущего колебания равен нулю. Эквивалентную ширину спектра ШИМ-сигнала принято оценивать исходя из длительности самого короткого импульса модулированного сигнала.

При **фазиимпульсной модуляции (ФИМ)** в соответствии с мгновенными значениями сообщения изменяется время появления переднего фронта модулированного сигнала относительно передних фронтов импульсов несущего колебания (рисунок 3.8, д). Другими словами, по закону сообщения изменяется мгновенная фаза модулированного сигнала относительно сигнала несущего колебания. На рисунке условно принято, что положительные сообщения приводят к опережению модулированным сигналом сигнала несущего колебания, а отрицательные сообщения – к отставанию. При фазиимпульсной модуляции амплитуда и длительность импульсов модулированного сигнала не изменяются. Изменение фазового сдвига влечет за собой изменение мгновенной частоты следования импульсов, т.е. ФИМ и ЧИМ взаимосвязаны.

**Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ)** приводит к изменению частоты следования импульсов модулированного сигнала по закону модулирующего сигнала (рисунок 3.8, е). На рисунке условно принято, что положительные сообщения вызывают повышение частоты, а отрицательные сообщения – ее понижение. При частотно-импульсной модуляции амплитуда импульсов и их длительность не изменяются. Однако, изменение частоты следования импульсов вызывает изменение фазового сдвига импульсов как это наблюдалось при ФИМ.

Некоторые импульсные методы модуляции ориентированы не на изменение параметров импульсов несущего колебания, а используют методы кодирования при нанесении сообщения на несущее колебание. Один из таких методов – **кодоимпульсная модуляция (КИМ)**. При кодоимпульсной модуляции дискретные значения сообщения передаются в фиксированные моменты времени в

виде соответствующей кодовой комбинации. Из определения следует, что непрерывное сообщение должно быть предварительно квантовано по уровню и по времени. Механизм кодоимпульсной модуляции поясняется на рисунке 2.4. Непрерывное сообщение  $f(t)$  квантовано по уровню и по времени. Каждому уровню квантования ставится в соответствие двоичный код, соответствующий номеру уровня квантования на определенном интервале квантования  $\Delta t$ . Разрядность двоичного кода  $n_0$  должна обеспечивать возможность передачи номеров всех уровней квантования, т. е. должно выполняться условие  $2^{n_0} \geq N$ .

Информация о каждом дискретном уровне передается в течение соответствующего интервала  $\Delta t$  в виде последовательного или параллельного кода. При последовательной передаче кода все  $n_0$  разрядов передаются друг за другом по одному каналу связи (рисунок 2.4, б). При этом длительность каждого импульса кодовой комбинации не может превышать значение  $\tau_{носл} \leq \Delta t/n_0$ . Длительность  $\tau_{носл}$  определяет эквивалентную ширину спектра КИМ-сигнала при его последовательной передаче.

При параллельной передаче кодовых комбинаций все  $n_0$  разряды передаются по своим индивидуальным каналам связи одновременно в течение интервала  $\Delta t$ . Таким образом, в соответствии с рисунком 2.4, б длительность каждого бита кодовой комбинации может быть  $\tau_{нар} \leq \Delta t$ . Из приведенных выражений для длительности отдельных битов следует, что эквивалентная ширина спектра КИМ-сигнала при последовательной его передаче в  $n_0$  раз шире, чем при параллельной передаче. Однако, параллельная передача кода требует организации большого количества каналов связи, что ведет к аппаратурной избыточности.

Достоинством КИМ является ее высокая помехоустойчивость по сравнению с описанными выше методами импульсной модуляции, поскольку фиксирование наличия или отсутствия импульсов гораздо проще, чем измерение их амплитудных или временных параметров, которые искажаются с большей вероятностью.

В случаях, когда сообщение изменяется относительно медленно, оно может квантоваться дифференциально. При этом нет необходимости передавать в

каждый интервал  $\Delta t$  абсолютное значение дискретного уровня, а достаточно передать информацию о знаке приращения дискретной функции. Для передачи информации о дифференциально квантованных сообщениях используется  $\Delta$ -модуляция, которая является разновидностью кодоимпульсной модуляции. Поскольку дифференциально квантованная функция в каждом шаге  $\Delta t$  делает единичное приращение вверх или вниз, для передачи такого изменения состояния достаточно одного бита. Передача информации о единичных приращениях функции осуществляется, как вариант, путем использования полярных признаков сигнала (рисунок 2.5, б). Единичному приращению дискретной функции вверх соответствует импульс положительной полярности, а приращению вниз – импульс отрицательной полярности.

Достоинством  $\Delta$ -модуляции является более высокое быстродействие по сравнению с последовательным КИМ-сигналом (в  $n_0$  раз). К недостаткам  $\Delta$ -модуляции следует отнести возможность накопления ошибок с течением времени вследствие появления лишних или подавления нужных импульсов из-за действия помех и искажений.

Другой вид импульсной модуляции, передающий информацию о единичных приращениях дискретной функции – **разностно-дискретная модуляция (РДМ)**. РДМ используется при передаче информации о квантованной по времени дискретной функции (рисунок 2.2, б). Технология передачи приращений дискретной функции аналогична  $\Delta$ -модуляции. Достоинством РДМ является возможность повышения мощности единичных импульсов при медленно изменяющихся сообщениях, поскольку в этом случае импульсы передаются достаточно редко. Тем самым повышается помехоустойчивость по отношению к КИМ и  $\Delta$ -модуляции. К недостаткам следует отнести возможность накопления ошибок как при  $\Delta$ -модуляции.

### 3.6 Многократные методы модуляции

Часто передаваемый по каналу связи сигнал образуется путем нескольких последовательных модуляций, т.е. при его формировании была использована многократная модуляция.

Многократная модуляция имеет ряд особенностей, которых следует придерживаться при получении результирующего сигнала. Если при многократной модуляции используются и импульсные и непрерывные методы, то первой всегда выполняется импульсная модуляция. При этом в соответствии с амплитудой исходного непрерывного сообщения (модулирующего сигнала) изменяется какой-либо параметр импульсной несущей (последовательности прямоугольных импульсов). Затем осуществляется одна или несколько последовательных непрерывных модуляций. При этом каждая непрерывная модуляция заключается в изменении какого-либо параметра гармонической несущей в соответствии с амплитудой предыдущего модулированного сигнала (не по закону сообщения!).

Рассмотрим закономерности многократной модуляции на примере двукратной модуляции ШИМ-АМ (рисунок 3.9). В соответствии с правилом сначала выполняется импульсная модуляция ШИМ. При этом в соответствии с амплитудой сообщения  $f(t)$  изменяется длительность импульсов  $\tau_i$  импульсной несущей (последовательности прямоугольных импульсов). Затем осуществляется амплитудная модуляция. Модулирующим сигналом для нее будет сигнал, полученный в предыдущем шаге, т.е. ШИМ сигнал. ШИМ-сигнал имеет два значения амплитуды, поэтому амплитуда АМ-сигнала также будет иметь два значения, т.е. может использоваться амплитудная манипуляция. На рисунке приведен вариант 100-процентной манипуляции. В случае, когда глубина амплитудной модуляции меньше единицы, амплитуда АМ-сигнала будет иметь два амплитудных значения.

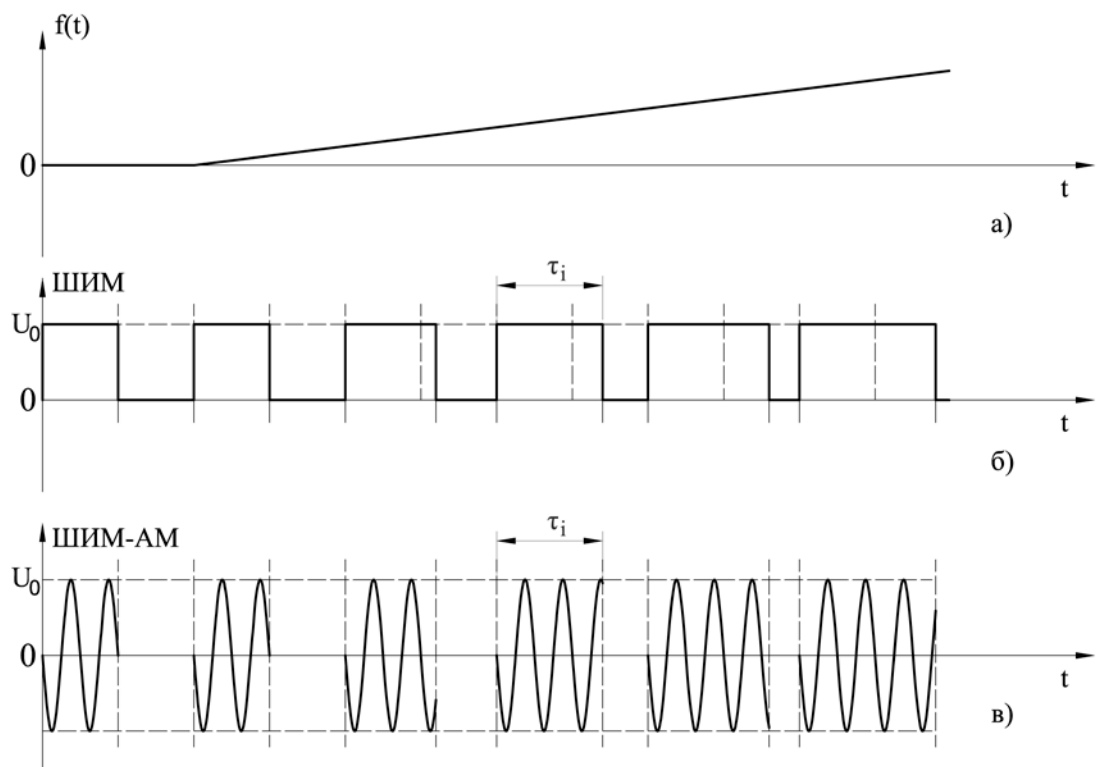


Рисунок 3.9 – Двукратная модуляция ШИМ-АМ

## 4 КОДИРОВАНИЕ

Кодирование – это осуществляемое по определенному правилу преобразование дискретного сообщения в дискретный сигнал. Цель кодирования – рациональное использование каналов связи и повышение достоверности передачи информации.

При кодировании дискретный сигнал представляется в виде кодовой комбинации из  $n$  символов (разрядов). Если число разрядов в используемых кодовых комбинациях постоянно, то такой код называется равномерный или комплектный (иногда на приемной стороне контролируется комплектность кода в качестве дополнительного признака правильности передачи). В подавляющем большинстве систем передачи данных используются комплектные коды.

Различают последовательную и параллельную передачу кодовых комбинаций. При последовательной передаче разряды кодовой комбинации передаются по одному каналу связи поочередно друг за другом. Общее время передачи всей кодовой комбинации складывается из интервалов времени, затрачиваемых на передачу каждого разряда. При параллельной передаче каждому разряду кодовой комбинации предоставляется индивидуальный канал связи и все разряды передаются одновременно. Время передачи кодовой комбинации в параллельном виде равно времени передачи одного разряда, т.е. в  $n$  раз меньше, чем при последовательной передаче. Однако, параллельная передача требует организации в  $n$  раз большего количества каналов связи, чем последовательная передача.

Коды строят, как правило, по закону натуральных чисел:

$$N_m = a_n m^{n-1} + \dots + a_i m^{i-1} + \dots + a_2 m^1 + a_1 m^0,$$

где  $m$  – основание системы счисления;

$a$  – коэффициенты, равные  $0, 1, 2, \dots, m-1$ ;

$n$  – число разрядов кода.

Например, число в десятичном виде представляется так:

$$2015_{10} = 2 \times 10^3 + 0 \times 10^2 + 1 \times 10^1 + 5 \times 10^0.$$

Аналогичным образом образуются коды в других системах счисления, например, в двоичной

$$101101_2 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 45_{10}.$$

Кодовая комбинация может быть представлена в виде полинома (многочлена). Учитывая, что коэффициенты  $a_i$  в двоичной системе могут принимать только значения 0 или 1, можно записать

$$\begin{aligned} 101101 &= 1 \times m^5 + 0 \times m^4 + 1 \times m^3 + 1 \times m^2 + 0 \times m^1 + 1 \times m^0 = \\ &= m^5 + m^3 + m^2 + 1. \end{aligned}$$

В процессе построения кодов с различными свойствами с кодовыми комбинациями производятся различные математические операции. Спецификой теории кодирования является то, что в ней операции сложения и вычитания заменяются на логическую операцию «исключающее ИЛИ» или, по другому, на суммирование по модулю 2. Особенностью этой операции является отсутствие переноса единицы в старшие разряды, что не приводит к изменению разрядности кодов в процессе их преобразования.

Правила суммирования по модулю 2 следующие:

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

Другими словами, если суммируются четное количество единиц, то в результате будет нуль, если суммируются нечетное количество единиц – то единица. При выполнении суммирования по модулю 2 с многочленами работает аналогичное правило: суммирование четного числа однородных слагаемых дает нуль, нечетного числа – сохраняет его:

$$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0; 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1; m^2 \oplus m^2 = 0; m^2 \oplus m^2 \oplus m^2 = m^2.$$

При выполнении операции умножения кодовых комбинаций обычное суммирование заменяется на суммирование по модулю 2:

$$\begin{array}{r} \times 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ \hline \phantom{\times} \phantom{1} \ 0 \ 1 \\ \oplus \phantom{\times} \phantom{1} \ 0 \ 1 \ 1 \\ \hline \phantom{\times} \phantom{1} \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \end{array} \quad \begin{array}{r} \times m^3 + m + 1 \\ \hline \phantom{\times} \phantom{m^3} + m + 1 \\ \oplus \phantom{\times} \phantom{m^3} + m + 1 \\ \hline \phantom{\times} \phantom{m^3} + m^3 + m^2 \\ \hline \phantom{\times} \phantom{m^3} + m^2 + m + 1 \end{array}$$

Деление кодовых комбинаций выполняется как традиционное, однако операция вычитания заменяется на суммирование по модулю 2:

$$\begin{array}{r|l} \oplus \begin{array}{r} 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1 \\ \underline{1\ 1\ 0\ 1} \\ \oplus \begin{array}{r} 1\ 1\ 0\ 0\ 1 \\ \underline{1\ 1\ 0\ 1} \\ \hline 1\ 1 \end{array} \end{array} & \begin{array}{r} 1\ 1\ 0\ 1 \\ \hline 1\ 1 \end{array} \\ \oplus \begin{array}{r} m^5 + m^3 + m^2 + 1 \\ \underline{m^5 + m^4 + m^2} \\ \oplus \begin{array}{r} m^4 + m^3 + 1 \\ \underline{m^4 + m^3 + m} \\ \hline m + 1 \end{array} \end{array} & \begin{array}{r} m^3 + m^2 + 1 \\ \hline m^2 + m \end{array} \end{array}$$

#### 4.1 Непомехозащищенные коды

Отличительной особенностью непомехозащищенных кодов является то, что разрешенные для передачи кодовые комбинации различаются между собой в одном разряде, т.е. при искажении в процессе передачи любого разряда кода возникает другая разрешенная комбинация. По этой причине произошедшее искажение не может быть обнаружено на приемной стороне.

Существует несколько разновидностей непомехозащищенных кодов, которые будут рассмотрены ниже.

**Натуральный двоичный код (НДК)** на все сочетания. Данный код образуется путем записи натурального ряда чисел в двоичной системе счисления:

0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
...	...
14	1110
15	1111

Выше приведен пример четырехразрядного натурального двоичного кода. Нетрудно убедиться, что искажение любого разряда этого кода даст в результате другую комбинацию из этого набора.

**Единично-десятичный код.** Этот код образуется путем записи цифр десятичного числа соответствующим количеством единиц:

$237_{10}$       11 111 1111111 – вариант некомплектной записи;

$237_{10}$       0000000011 0000000111 0001111111 – комплектная запись.

В данном коде изменение количества единиц в процессе передачи вследствие действия помех приводит к возникновению другой разрешенной комбинации и не может быть обнаружено приемником.

**Двоично-десятичный код.** В двоично-десятичном коде каждая цифра десятичного числа записывается четырехразрядным двоичным кодом. В результате задействованы десять кодовых комбинаций из шестнадцати возможных. Если при искажении во время передачи кода возникает одна из используемых десяти комбинаций, то такая ошибка не обнаруживается на приемной стороне. Пример двоично-десятичного кода:

$237_{10}$       0010 0011 0111

**Число-импульсный код** (единичный или унитарный). В число-импульсном коде десятичному числу соответствует такое же число единиц в кодовой комбинации. Например, пятиразрядный код будет иметь вид:

1	10000
2	11000
3	11100
4	11110
5	11111

## 4.2 Кодовые маски. Код Грея

Кодовые маски – это устройства, преобразующие угловое или линейное перемещение в соответствующую кодовую комбинацию. По принципу действия различают электрические, оптические и магнитные кодовые маски. Например, электрическая кодовая маска углового перемещения состоит из вращающегося диска, связанного с объектом, угловое перемещение которого определяется. На диске выполнены кольцевые дорожки в соответствии с разрядностью выходного кода. Дорожки поделены на радиальные сектора, причем количество

секторов каждой дорожки, как правило, соответствует общему количеству кодовых комбинаций, т.е. выполняется соотношение  $2^n = N$ , где  $n$  – число разрядов кода (число кольцевых дорожек),  $N$  – число радиальных секторов (регистрируемых угловых положений). В результате на диске получается  $n \times N$  секторов. Сектора выполняются из проводящих и непроводящих материалов и размещают их на диске таким образом, что каждому угловому положению соответствует своя кодовая комбинация, считываемая неподвижными расположенными радиально контактными щетками.

Считываемые с диска кодовые комбинации определенным образом чередуются. Наиболее удобным чередованием кодов с точки зрения их дальнейшего преобразования является натуральный двоичный код. Будучи переведенным в десятичный, он сразу дает значение углового перемещения. Однако, кодовой маске НДК присущ один серьезный недостаток. На границах соседних положений переключение разрядов кода происходит неодновременно из-за технологических неточностей изготовления элементов маски. Поэтому при переходе из одного углового положения в другое возможно появление ложных кодовых комбинаций. Например, при переходе маски из положения 5 (0101) в положение 6 (0110) ложное чтение возможно в двух младших разрядах. Возможно появление комбинации 0100, что соответствует положению 4, и комбинации 0111, что соответствует положению 7. Естественно, что между положениями 5 и 6 не должно быть комбинаций 0100 и 0111, т.е. это ошибки.

Несложно заметить, что ошибки чтения не возникают при таких переходах, где соседние кодовые комбинации различаются только в одном разряде. Например, при переходе из положения 6 (0110) в положение 7 (0111) переключение происходит только в одном младшем разряде, другие разряды своего состояния не изменяют. В этом случае ошибки чтения отсутствуют. Таким образом, чтобы исключить ошибки чтения, необходимо чтобы соседние кодовые комбинации различались только в одном разряде.

Такой код был изобретен и запатентован Френком Греем и носит его имя (код Грея). Для получения кода Грея из НДК необходимо к рассматриваемой

комбинации НДК прибавить по модулю 2 точно такую же, смещенную на один разряд вправо или влево. Младший бит результата отбрасывается. Например, комбинация НДК 1011 может быть преобразована в комбинацию кода Грея 1110:

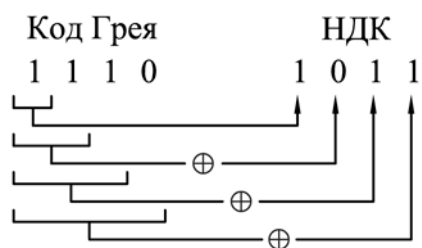
$$\begin{array}{r} \oplus 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ \quad 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ \hline 1 \ 1 \ 1 \ 0 \end{array} \begin{array}{l} \\ \\ \diagdown \end{array}$$

На трехразрядной кодовой маске комбинации кода Грея будут чередоваться следующим образом:

№	НДК	Код Грея
0	0 0 0	0 0 0
1	0 0 1	0 0 1
2	0 1 0	0 1 1
3	0 1 1	0 1 0
4	1 0 0	1 1 0
5	1 0 1	1 1 1
6	1 1 0	1 0 1
7	1 1 1	1 0 0

Как видно из таблицы, все комбинации кода Грея отличаются от соседних только в одном разряде. Код Грея, как и НДК, является кодом на все сочетания. Поэтому при его передаче любое искажение какого-либо разряда неизбежно приведет к появлению другой разрешенной комбинации. Поэтому код Грея относится, как и НДК, к непохозащищенным кодам.

На приемной стороне, чтобы определить номер положения кодовой маски, полученный код Грея необходимо преобразовать в НДК, а затем в десятичное число. Преобразование кода Грея в НДК выполняется в соответствии с правилом: старший разряд НДК равен старшему разряду кода Грея; каждый последующий разряд НДК равен сумме по модулю 2 разрядов кода Грея, начиная со старшего и заканчивая рассматриваемым. Например, код Грея 1110 может быть преобразован в НДК 1011:



Недостатками кода Грея являются сложность перевода в десятичный и обратно и то, что этот код неарифметический, поскольку не имеет постоянного веса разрядов. Несмотря на это, код Грея нашел широкое применение в современных преобразователях углового (энкодеры) и линейного перемещения различных принципов действия вследствие минимальных ошибок считывания маски.

### 4.3 Помехозащитные свойства кодов

Одна из задач, решаемых с помощью кодирования – повышение достоверности передачи информации. Это достигается путем придания кодам свойств обнаружения и исправления ошибок.

Обнаружение ошибок – это свойство кода устанавливать при декодировании факт наличия одной или нескольких ошибок в полученной кодовой комбинации. При обнаружении ошибок их координата неизвестна, однако, даже в этом случае получатель информации имеет возможность предпринять действия, минимизирующие последствия произошедших ошибок (запрос повтора передачи, игнорирование ошибочной передачи и пр.).

Исправление ошибок – свойство кода определять координаты ошибок в полученной кодовой комбинации. В этом случае ошибки могут быть исправлены путем инверсии разрядов с установленными при декодировании координатами.

Выше было установлено, что коды, использующие все возможные комбинации, не обладают помехозащитными свойствами (НДК, код Грея). Если использовать не все возможные комбинации, а меньшее количество, то декодер может по определенным признакам различать «запрещенные» комбинации при

анализе полученных кодов и тем самым устанавливать факт наличия ошибок, т.е. обнаруживать ошибки. Для получения свойств исправления ошибок необходимо все разряды передаваемого кода связать между собой некоторой функциональной зависимостью, известной и кодирующему и декодирующему устройствам, чтобы на приемной стороне алгоритм декодирования мог определить координаты ошибок.

Для иллюстрации помехозащитных свойств кодов Ричард Хэмминг предложил геометрические модели кодов, позволившие понять природу помехозащитных свойств кодов и сформулировать фундаментальные принципы построения корректирующих кодов.

В соответствии с моделью Хэмминга любой  $n$ -разрядный код может быть представлен  $n$ -мерным многогранником. Вершины многогранника соответствуют всем возможным комбинациям кода, причем коды соседних вершин, соединяемых между собой ребром, отличаются только в одном разряде. Минимальное расстояние между произвольными вершинами многогранника, определенное количеством пройденных ребер, называется кодовым расстоянием  $d$ . Таким образом, кодовое расстояние определяется количеством разрядов, в которых рассматриваемые комбинации различаются.

Кодовое расстояние между произвольными кодовыми комбинациями может быть определено как количество единиц суммы по модулю 2 рассматриваемых комбинаций. Количество единиц в кодовой комбинации называется весом кодовой комбинации  $w$ . Таким образом, кодовое расстояние соответствует весу суммы по модулю 2 рассматриваемых комбинаций. Например, кодовое расстояние между комбинациями 11101010 и 10010100 определится следующим образом:

$$\begin{array}{r} \oplus 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \\ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \\ \hline 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \end{array}$$

Вес суммы по модулю 2 равен  $w = 6$ , значит и кодовое расстояние будет равно  $d = w = 6$ .

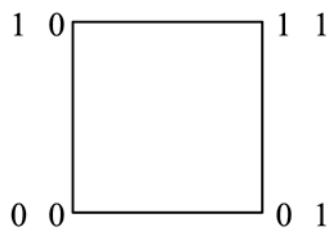
Рассмотрим геометрические модели Хэмминга для некоторых кодов.

1 Пусть для передачи информации используется одноразрядный код, т.е.  $n = 1$ . Общее количество возможных двоичных комбинаций одноразрядного кода равно  $N = 2^n = 2$ . Геометрическая модель кода с такими параметрами будет представлять собой отрезок, на концах которого располагаются одноразрядные коды 0 и 1:



Если для передачи сообщений использовать комбинации с кодовым расстоянием  $d = 1$ , то должны использоваться все комбинации, т.е. в этом случае получается код на все сочетания, который является непомехозащищенным.

2 При использовании для передачи информации двухразрядного кода  $n = 2$ , общее количество комбинаций  $N = 4$ . Геометрическая модель Хэмминга будет соответствовать квадрату с двухразрядными кодами в вершинах:



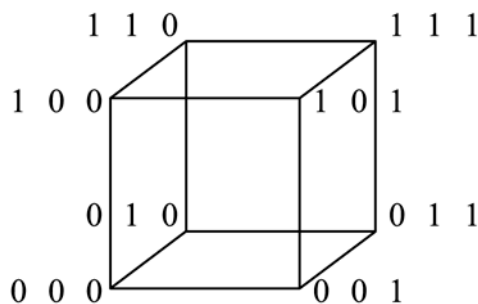
Если при передаче сообщений использовать коды с кодовым расстоянием  $d = 1$ , то вновь получается код на все сочетания, являющийся непомехозащищенным. Если использовать комбинации, отличающиеся в двух разрядах ( $d = 2$ ), то из всех комбинаций разрешенными будут только две, расположенные по диагонали квадрата, например, 00 и 11. Другие две комбинации будут являться запрещенными (01 и 10). В этом случае приемник, получив одну из разрешенных комбинаций, считает, что передача прошла без ошибок. Если в процессе передачи произошла ошибка в одном из разрядов, то приемник получает одну из запрещенных комбинаций кода. Приемник достоверно определяет, что произошла ошибка, однако, он не может указать, какая из разрешенных комбинаций была искажена. Например, получив запрещенную комбинацию 10, прием-

ник не может достоверно утверждать, что это была ошибка в первом разряде при передаче кода 00 или это была ошибка во втором разряде кода 11.

Таким образом, при  $d = 2$  однозначно устанавливается факт наличия одиночной ошибки, но не определяется ее координата, т.е. при  $d = 2$  можно обнаруживать одиночные ошибки.

При возникновении в процессе передачи двойной ошибки возникает другая разрешенная комбинация, которую приемник ложно принимает за правильную. Таким образом, двойная ошибка при  $d = 2$  не обнаруживается.

3 Для трехразрядного кода  $n = 3$  общее количество кодовых комбинаций равно  $N = 8$ , а геометрическая модель будет представлять собой куб:



По аналогии с уже рассмотренными случаями при  $d = 1$  код будет непохоже защищенным. При  $d = 2$  у кода появляются свойства обнаружения одиночных ошибок. Пусть разрешенными комбинациями являются 000, 011, 101, 110, а запрещенными 111, 100, 010, 001. Тогда при получении, например, запрещенного кода 100 приемник определяет факт возникновения ошибки, но не может установить, какая из трех соседних разрешенных комбинаций (000, 101, 110) была искажена при передаче.

В трехразрядном коде можно использовать для передачи информации коды с кодовым расстоянием  $d = 3$ . В этом случае разрешенными будут только две комбинации, расположенные по диагонали куба, а остальные шесть будут запрещены. Например, пусть будут разрешены комбинации 000 и 111, а остальные 001, 010, 100, 110, 101, 011 запрещены. Пусть, для определенности, передается код 000. При передаче этого кода возможны четыре исхода: правильная передача, передача с одиночной, двойной или тройной ошибками. Рассмотрим,

как реагирует приемник на все эти ситуации. При получении кода 000 приемник распознает разрешенную комбинацию и делает вывод о правильном приеме. Если при передаче возникнет ошибка в одном или в двух разрядах, то приемник однозначно получит одну из запрещенных комбинаций кода и сделает вывод о наличии ошибок без указания на их количество, т.е. при  $d = 3$  обнаруживаются одиночные и двойные ошибки. Если при передаче кода 000 исказились все три разряда, то приемник получит код 111, который является разрешенным. Такая ситуация называется трансформацией и не может быть обнаружена. В этой ситуации приемник сделает ложный вывод о правильном приеме.

При  $d = 3$  возможно исправление одиночных ошибок при условии, что вероятность их возникновения мала. Пусть вероятность одиночной ошибки  $p_1 \ll 1$ . Тогда вероятность двойной ошибки будет  $p_2 = p_1^2 \ll p_1$  много меньше вероятности одиночной ошибки. Тогда, получив, например, код 100, приемник может установить, что эта комбинация является с вероятностью  $p_1$  одиночной ошибкой при передаче кода 000, и с вероятностью  $p_1^2$  двойной ошибкой при передаче кода 111. Учитывая, что первое событие намного вероятнее второго, может быть сделано суждение, что исходно передавалась комбинация 000. Таким образом, при  $d = 3$  имеется возможность исправлять одиночные ошибки.

Полученные выше закономерности Хэмминг распространил на коды произвольной разрядности и определил связь кодового расстояния с помехозащитными свойствами кодов. Обозначим количество обнаруживаемых ошибок  $r$ , а количество исправляемых ошибок  $s$ . Хэмминг установил, что помехозащитные свойства кодов определяются используемым в коде кодовым расстоянием

$$d = r + s + 1.$$

Из этого фундаментального соотношения вытекают два важных следствия:

– максимально возможное количество обнаруживаемых ошибок равно

$$r = d - 1,$$

при этом ошибки не исправляются  $s = 0$ ;

– максимально возможное количество исправляемых ошибок равно

$$s = \frac{d - 1}{2},$$

при этом исправляться могут только обнаруженные ошибки, т.е.  $r = s$ .

Из полученных соотношений становится понятным, что для повышения помехозащитных свойств кодов (для увеличения количества обнаруживаемых и исправляемых ошибок) следует увеличивать кодовое расстояние между разрешенными кодовыми комбинациями. Это достигается двумя путями:

– путем запрещения по какому-либо правилу части кодовых комбинаций натурального двоичного кода и использования оставшихся комбинаций в качестве разрешенных для передачи;

– путем добавления к информационной части кода, являющейся, как правило, натуральным двоичным кодом, в соответствии с некоторыми правилами определенного количества дополнительных контрольных разрядов. В дальнейших разделах рассматривается ряд алгоритмов, позволяющих строить коды с обнаружением и с исправлением ошибок.

#### 4.4 Коды с обнаружением ошибок

Свойства обнаружения ошибок коды начинают приобретать, начиная с  $d = 2$  и более. При образовании этих кодов используют как уменьшение числа разрешенных комбинаций, так и добавление к коду на все сочетания контрольных разрядов.

**Код с постоянным весом.** Образуется путем исключения из кода на все сочетания тех комбинаций кода, в которых количество единиц отличается от заданного. В общем случае количество кодовых комбинаций кода с постоянным весом определяется как число сочетаний из  $n$  элементов по  $w$  по формуле

$$N = C_n^w = \frac{n!}{w!(n-w)!},$$

где  $n$  – число разрядов кода;

$w$  – вес кода (число единиц в коде).

Наибольшее распространение получили пятиразрядный код с двумя единицами и семиразрядный код с тремя единицами. Они имеют соответственно  $N = C_5^2=10$  и  $N = C_7^3=35$  разрешенных кодовых комбинаций.

На приемной стороне производится контроль веса кодовых комбинаций и, в случае отличия его значения от заданного числа, кодовая комбинация бракуется, не используется. Код с постоянным весом позволяет обнаруживать все одиночные ошибки и большое количество многократных ошибок за исключением ошибок типа смещения, когда происходит двойное искажение - один из нулей переходит в единицу, а одна из единиц – в нуль.

Частным случаем кода с постоянным весом является распределительный или позиционный код, в котором разрешена только одна единица. Он имеет число кодовых комбинаций, равное  $N = C_n^1 = n$ .

**Коды с защитой по паритету** (с защитой на четность или на нечетность). В качестве информационной части данный код использует натуральный двоичный код.

При кодировании к информационной части кода добавляется один контрольный разряд, который доводит общее количество единиц в полученном коде до четного числа при защите на четность или до нечетного числа при защите на нечетность. Таким образом, если информационная часть кода содержит нечетное количество единиц, то при защите на четность контрольный разряд будет равен 1, а при защите на нечетность – 0. Например, необходимо защитить на четность кодовую комбинацию 1011011. Информационная часть содержит нечетное количество единиц. Значит контрольный разряд должен быть 1. В результате код с защитой на четность будет равен 10110111.

На практике при определении четности кодовых комбинаций зачастую используется операция суммирования по модулю 2. Поэтому при защите на четность контрольный разряд равен сумме по модулю 2 всех информационных разрядов, а при защите на нечетность – инверсии этой суммы. Например, контрольный разряд в предыдущей задаче мог быть определен так:

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

На приемной стороне при декодировании осуществляется проверка четности всего полученного кода. Если при защите на четность получена четная комбинация, а при защите на нечетность нечетная, то принимается решение о правильном приеме. При этом контрольный разряд отбрасывается, а информационная часть используется по назначению. Если проверка четности полученного кода обнаруживает нарушение четности, то принимается решение о неправильном приеме, т.е. кодовая комбинация бракуется.

Несложно заметить, что любая одиночная или нечетная по количеству ошибка приводит к нарушению четности закодированной комбинации. Четное число ошибок не нарушает четности сообщения. Таким образом, коды с защитой по паритету позволяют обнаруживать нечетное количество ошибок.

**Корреляционный код.** Информационная часть этого кода представляет собой натуральный двоичный код.

При кодировании к каждому разряду информационной части добавляется один контрольный разряд, инверсный информационному. Другими словами, логические единицы в информационной части заменяются комбинацией 10, а логические нули – комбинацией 01. Таким образом, число разрядов в корреляционном коде удваивается. Например, для информационной части 1101101 корреляционный код будет 10100110100110.

На приемной стороне все пары полученного корреляционного кода проверяются на совпадение разрядов в пределах пары символов. Если во всех парах разрядов обнаруживаются несовпадающие символы (01 или 10), то принимается решение о правильном приеме. При этом контрольные разряды отбрасываются, а информационная часть используется по назначению. Если хотя бы в пределах одной пары разрядов декодер обнаружит совпадающие символы (00 или 11), то принимается решение о неправильном приеме. При этом кодовая комбинация бракуется.

Корреляционный код обладает хорошими помехозащитными свойствами. Обнаруживаются все одиночные и большое количество многократных ошибок. Не могут быть обнаружены только двойные ошибки в пределах одной пары

символов, когда одновременно искажаются информационный разряд и соответствующий ему контрольный разряд.

**Инверсный код.** В качестве информационной части инверсный код использует натуральный двоичный код.

При образовании инверсного кода к информационной части кода добавляется такой же длины контрольная часть, причем, если информационная часть содержит четное число единиц, то контрольная часть повторяет информационную, а если информационная часть нечетная, то контрольная часть инверсна информационной. Например, для четной информационной части кода 11011 контрольная часть будет такой же 11011, а сам инверсный код – 110111011. Для нечетной информационной части 10101 контрольная часть будет инверсна информационно, т.е. 01010. Сам инверсный код будет таким 1010101010.

При декодировании инверсного кода сначала проверяется четность полученной информационной части кода. Если информационная часть четная, то контрольная часть принимается без изменений, а если информационная часть нечетная – то полученная контрольная часть кода инвертируется. После этого полученные информационная и контрольная части кода сравниваются поразрядно. При совпадении всех разрядов информационной и контрольной частей принимается решение о правильном приеме, контрольная часть отбрасывается, а информационная часть используется по назначению. Если хотя бы в одном разряде обнаруживается несовпадение, то принимается решение об ошибке при передаче и полученная кодовая комбинация бракуется.

Например, пусть передавался инверсный код 1101111011. Рассмотрим работу декодирующего устройства при различных исходах передачи: при правильной передаче и при одиночной ошибке в информационной части и при одиночной ошибке в контрольной части.

При правильной передаче декодер получит инверсный код 1101111011. Проверка четности информационной части устанавливает ее четность. Значит, контрольная часть принимается без изменений. Проверку совпадения разрядов информационной и контрольной частей удобно проводить путем их суммиро-

вания по модулю 2. Несовпадение разрядов дает в результате суммировании логическую единицу, а совпадение всех разрядов – нуль.

$$\begin{array}{r} \oplus 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ \hline 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \end{array}$$

Поскольку совпадают все разряды информационной и контрольной частей, то принимается решение о правильной передаче.

При одиночной ошибке в информационной части инверсного кода приемник получит, например, такую комбинацию 1001111011 (ошибка указана курсивом). Проверка четности информационной части говорит о ее нечетности. Значит, полученная контрольная часть должна быть инвертирована, т.е. 00100. Поразрядное сравнение информационной и контрольной частей дает следующий результат:

$$\begin{array}{r} \oplus 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \\ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \\ \hline 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \end{array}$$

Поскольку в результате сравнения установлены несовпадающие разряды, принимается решение о неправильном приеме и полученный инверсный код бракуется.

При одиночной ошибке в контрольной части декодер получит, например, такую комбинацию 1101111001. Проверка информационной части устанавливает ее четность. Это значит, что контрольная часть принимается без изменения, т.е. 11001. Поразрядное сравнение частей инверсного кода дает:

$$\begin{array}{r} \oplus 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \\ \hline 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \end{array}$$

Несовпадение одного из разрядов свидетельствует о произошедшей при передаче ошибке, поэтому принимается решение о неправильной передаче и комбинация бракуется.

Инверсный код обладает очень мощными помехозащитными свойствами и позволяет обнаруживать все одиночные и огромное количество многократных ошибок. Обучающимся предлагается найти хотя бы одну комбинацию

многократных ошибок, которая не будет обнаружена алгоритмом декодирования.

#### 4.5 Коды с исправлением ошибок

Свойства исправления ошибок появляются у кодов при кодовом расстоянии  $d = 3$  и более. При построении кодов с исправлением ошибок практически всегда к информационной части кода, представляющей собой код на все сочетания, добавляются по определенному правилу контрольные разряды и обеспечивается такая функциональная связь всех разрядов, которая позволяет при декодировании определять координаты искаженных разрядов. Разряды, расположенные в указанных координатах, инвертируются, и тем самым получается скорректированная кодовая комбинация. Существует несколько принципов указания на координаты ошибок, которые будут рассмотрены ниже:

- указание координаты ошибки как узел пересечения строки и столбца некоторой матрицы;
- указание номера искаженного разряда с помощью сформированного специальным алгоритмом проверочного двоичного кода;
- указание координат многократных ошибок с помощью специальной корректирующей кодовой комбинации.

**Итеративный код.** Итеративный код использует в качестве информационной части натуральный двоичный код.

Кодирование заключается в представлении информационной части кода в виде матрицы определенной размерности и защите ее строк и столбцов на четность. После этого информационные и контрольные разряды передаются построчно последовательно в канал связи. Таким образом, итеративный код представляет собой построчную запись защищенной на четность по строкам и по столбцам матрицы, построенной из информационной части кода.

Рассмотрим образование итеративного кода на примере. Пусть информационная часть кода равна 110101100111. Один из вариантов ее записи в матрицу – запись в три строки по четыре разряда в каждой строке:

$$\begin{array}{cccc} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{array}$$

Добавляем справа и снизу матрицы контрольные разряды, защищающие строки и столбцы матрицы на четность:

$$\begin{array}{cccccc} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & \end{array}$$

Правый нижний контрольный разряд называется защитой зашит и представляет собой сумму по модулю два всех информационных разрядов. Итеративный код образуется путем записи строк матрицы в единую строку:

$$11011011000111111000.$$

В таком виде код передается в канал связи. Следует заметить, что итеративный код имеет четное количество единиц, поскольку производилась защита на четность.

На приемной стороне контролируется четность итеративного кода. Если код имеет четное число единиц, то принимается решение о правильном приеме. При этом контрольные разряды отбрасываются, а информационная часть используется по назначению. При нарушении четности полученный итеративный код записывается в матрицу той же размерности, что и на передающей стороне, и контролируется четность строк и столбцов. Ошибка находится на пересечении строки и столбца, в которых нарушена четность.

Пусть в процессе передачи произошло искажение седьмого разряда итеративного кода (выделен курсивом), и на приемную сторону поступила комбинация:

$$11011001000111111000.$$

Проверка кода на четность выявляет нарушение четности в процессе передачи кода. Полученная комбинация записывается в виде матрицы:

1	1	0	1	1
0	0	1	0	0
0	1	1	1	1
1	1	0	0	0

Пересечение строки и столбца, в которых нарушена четность (помечены знаком -), дает координату ошибки:

1	1	0	1	1	+
0	0	1	0	0	-
0	1	1	1	1	+
1	1	0	0	0	+
+	-	+	+	+	

Найденный разряд может быть инвертирован, после чего полученный код будет скорректирован.

Итеративный код позволяет обнаруживать и исправлять все одиночные ошибки, возникающие в процессе передачи.

#### 4.6 Код Хэмминга с исправлением одиночных ошибок

Код Хэмминга использует в качестве информационной части натуральный двоичный код. Кодирование заключается в добавлении к информационной части кода длиной  $n$  в соответствии с правилом кодирования  $k$  контрольных разрядов. Алгоритм декодирования позволяет сформировать двоичный  $k$ -разрядный код, который указывает на порядковый номер исказившегося в процессе передачи разряда, а также распознает состояние правильной передачи. Из приведенного выше функционала  $k$ -разрядного кода следует, что общего количества его кодовых комбинаций должно хватить для указания всех возможных одиночных ошибок в  $n$  информационных и  $k$  контрольных разрядах и для указания состояния правильного приема, которое может быть только одно. Таким образом, должно выполняться следующее условие:

$$2^k \geq n + k + 1,$$

где  $2^k$  – общее число  $k$ -разрядных кодовых комбинаций;

$n$  – возможное количество одиночных ошибок в информационной части кода;

$k$  – возможное количество одиночных ошибок в контрольной части кода;

1 – количество состояний правильного приема.

Приведенное выше выражение используется при определении количества контрольных разрядов  $k$  по заданной длине информационной части кода. Например, при длине информационной части кода  $n = 4$  минимальное количество контрольных разрядов  $k$  должно быть не менее трех.

Правило образования кода Хэмминга с исправлением одиночных ошибок рассмотрим для случая некоторой информационной части

$$n_4 n_3 n_2 n_1.$$

1. По заданной длине информационной части кода  $n = 4$  определяется число контрольных разрядов  $k$ . Выше было показано, что в этом случае  $k = 3$ . Таким образом, длина кода Хэмминга будет  $n + k = 7$  разрядов.

2. Контрольные разряды размещаются среди информационных разрядов, причем, первый контрольный разряд размещается на первой позиции, второй – на второй позиции,  $i$ -тый контрольный разряд размещается на позиции  $2^{i-1}$ , то есть контрольные разряды размещаются на позициях 1, 2, 4, 8 и т.д. Между контрольными разрядами размещаются по порядку информационные разряды:

$$k_1 k_2 n_4 k_3 n_3 n_2 n_1$$

Таким образом, получился семиразрядный код Хэмминга, в котором в определенном порядке расположены информационные и контрольные символы. При этом информационные разряды представляют собой конкретные логические состояния в виде единиц и нулей, а контрольные символы пока не определены.

3. Определяются значения контрольных символов. Для этого составляется так называемая проверочная матрица, в которую определенным образом входят и контрольные и информационные разряды. В первую строку матрицы записываются разряды кода, начиная с  $k_1$  по одному разряду через один разряд, т.е.

разряды с номерами 1, 3, 5 и 7. Во вторую строку входят разряды кода начиная с  $k_2$  по два разряда через два разряда, т.е. разряды с номерами 2, 3, 6 и 7. В  $i$ -тую строку входят разряды кода, начиная с  $k_i$  по  $2^{i-1}$  разрядов через  $2^{i-1}$  разрядов. В рассматриваемом случае матрица будет иметь три строки. В третью строку войдут разряды с номерами 4, 5, 6 и 7. В результате проверочная матрица будет иметь вид:

$$k_1 n_4 n_3 n_1$$

$$k_2 n_4 n_2 n_1$$

$$k_3 n_3 n_2 n_1$$

Контрольные разряды доводят строки матрицы до четного числа единиц, т.е. защищают строки матрицы на четность:

$$k_1 = n_4 \oplus n_3 \oplus n_1$$

$$k_2 = n_4 \oplus n_2 \oplus n_1$$

$$k_3 = n_3 \oplus n_2 \oplus n_1$$

Теперь контрольные разряды принимают конкретные логические значения, и код Хэмминга полностью определен.

Рассмотри приведенный выше алгоритм с конкретной информационной частью кода. Пусть информационная часть кода равна 1101. Поскольку она четырехразрядная, для кода Хэмминга требуется три контрольных разряда. Размещаем контрольные разряды среди информационных разрядов:

$$k_1 k_2 1 k_3 1 0 1$$

Составим проверочную матрицу:

$$k_1 1 1 1$$

$$k_2 1 0 1$$

$$k_3 1 0 1$$

Отсюда получаем значения контрольных разрядов:

$$k_1 = 1 \oplus 1 \oplus 1 = 1$$

$$k_2 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0$$

$$k_3 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0$$

Таким образом, код Хэмминга будет иметь вид 1010101.

Декодирование кода Хэмминга осуществляется в следующей последовательности.

1. Полученный код Хэмминга записывается в проверочную матрицу в соответствии с приведенным выше правилом

$$k_1 n_4 n_3 n_1$$

$$k_2 n_4 n_2 n_1$$

$$k_3 n_3 n_2 n_1$$

2. Определяется сумма по модулю 2 всех строк матрицы:

$$k_1 \oplus n_4 \oplus n_3 \oplus n_1 = a_1$$

$$k_2 \oplus n_4 \oplus n_2 \oplus n_1 = a_2$$

$$k_3 \oplus n_3 \oplus n_2 \oplus n_1 = a_3$$

3. Определяется порядковый номер разряда кода Хэмминга, в котором произошла ошибка. В результате предыдущей операции был сформирован  $k$ -разрядный (в данном случае трехразрядный) двоичный код  $a_3 a_2 a_1$ , который после перевода его в десятичное число указывает номер разряда, в котором произошла в процессе передачи ошибка. Для получения исправленного кода необходимо данный разряд инвертировать. Если код  $a_3 a_2 a_1$  получился нулевым, то это означает передачу без ошибок.

Рассмотрим декодирование кода Хэмминга на примере. Пусть при передаче кода Хэмминга 1010101 произошла одиночная ошибка в третьем разряде. В результате приемник получит кодовую комбинацию 1000101 (ошибка выделена курсивом). Запишем проверочную матрицу:

$$1011$$

$$0001$$

$$0101$$

Определим сумму по модулю 2 строк матрицы:

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

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

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

В результате получили двоичный код  $a_3a_2a_1=011$ , который при переводе в десятичное число дает третий разряд:

$$(011)_2=3_{10}.$$

Указанный третий разряд необходимо инвертировать, чтобы получить скорректированную кодовую комбинацию.

**Циклические коды.** Циклические коды получили широкое распространение при передаче цифровой информации благодаря своей относительно малой избыточности, простоте технической реализации и возможности обнаружения и исправления любого количества ошибок. Информационная часть циклического кода представляет собой натуральный двоичный код. При образовании кода используются так называемые порождающие (генераторные, образующие) многочлены, которые, по аналогии с простыми числами, являются неприводимыми, т.е. делятся только на единицу или на самого себя. Порождающие многочлены определяют помехозащитные свойства циклических кодов, чем выше степень порождающего многочлена, тем выше помехозащитные свойства циклического кода. Вопрос нахождения порождающего многочлена по заданным помехозащитным свойствам представляет собой отдельную тему, выходящую за рамки данного курса. Ниже приведены примеры порождающих многочленов, записанных в виде собственно многочлена, в виде десятичного числа и в виде двоичного числа:

$P(m^1)=m+1$	3	11
$P(m^2)=m^2+m+1$	7	111
$P(m^3)=m^3+m+1$	11	1011
$P(m^4)=m^4+m+1$	19	10011
...	...	...

Существует несколько методов построения циклических кодов. Рассмотрим один из них.

Пусть информационная часть кода, которую необходимо защитить циклическим кодом, представляет собой кодовую комбинацию, записанную в виде многочлена  $G(m)$ . При образовании кода будем использовать порождающий

многочлен  $P(m)$ , старшая степень которого равна  $k$ . Выведем правило образования циклического кода.

1. Умножим информационную часть кода  $G(m)$  на одночлен  $m^k$ , имеющей ту же степень, что и порождающий многочлен.

2. Разделим произведение  $G(m)m^k$  на порождающий многочлен  $P(m)$ :

$$\frac{G(m)m^k}{P(m)} = Q(m) + \frac{R(m)}{P(m)},$$

где  $Q(m)$  – многочлен-частное от деления;

$R(m)$  – многочлен-остаток от деления.

3. Умножим обе части равенства на порождающий многочлен  $P(m)$  и прибавим к обеим частям остаток  $R(m)$ :

$$F(m) = Q(m)P(m) = G(m)m^k + R(m).$$

В результате получается два правила образования циклического кода.

Рассмотрим пример образования циклического кода. Пусть задана информационная часть кода  $G(m)=m^4+m^3+m$  (11010). Порождающий многочлен имеет вид  $P(m)=m^3+m+1$  (1011).

Произведем математические преобразования, необходимые в соответствии с алгоритмом кодирования.

$$G(m)m^k = (m^4 + m^3 + m)m^3 = m^7 + m^6 + m^4 \text{ (11010000)}$$

Разделим полученное выражение на порождающий многочлен:

$$\begin{array}{r} \oplus \frac{m^7 + m^6 + m^4}{m^7 + m^5 + m^4} \quad \left| \frac{m^3 + m + 1}{m^4 + m^3 + m^2 + m} = Q(m) \text{ (11110)} \right. \\ \oplus \frac{m^6 + m^5}{m^6 + m^4 + m^3} \\ \oplus \frac{m^5 + m^4 + m^3}{m^5 + m^3 + m^2} \\ \oplus \frac{m^4 + m^2}{m^4 + m^2 + m} \\ \hline m = R(m) \text{ (010)} \end{array}$$

В соответствии с одним правилом получаем следующий циклический код:

$$F(m) = G(m)m^k + R(m) = m^7 + m^6 + m^4 + m \text{ (11010010)}.$$

При использовании другого правила получается аналогичный результат:

$$F(m) = Q(m)P(m) = m^7 + m^6 + m^4 + m \text{ (11010010)}.$$

$$\begin{array}{r} \phantom{m^7 + m^6 + m^5 + m^4} \times \frac{m^4 + m^3 + m^2 + m}{m^3 + m + 1} \\ \phantom{m^7 + m^6 + m^5 + m^4} \phantom{\times} m^4 + m^3 + m^2 + m \\ \oplus \phantom{m^7 + m^6 + m^5 + m^4} \phantom{\times} m^5 + m^4 + m^3 + m^2 \\ \hline m^7 + m^6 + m^5 + m^4 \\ \hline m^7 + m^6 + 0 + m^4 + 0 + 0 + m + 0 \quad (11010010) \end{array}$$

При декодировании полученный из канала связи циклический код необходимо разделить на порождающий многочлен, который использовался при кодировании. Если деление прошло без остатка, то комбинация принята без ошибок.

Если при передаче сообщений используется *циклический код с обнаружением ошибок*, то не равный нулю остаток от деления свидетельствует об ошибке при передаче кода. В этом случае полученный код бракуется.

Если применяется *циклический код с исправлением ошибок*, то после деления необходимо применить алгоритм исправления ошибок. Суть его заключается в следующем. После деления полученного циклического кода на порождающий многочлен производится сравнение веса остатка от деления  $w$  и числа исправляемых ошибок  $s$ , использованного при формировании порождающего многочлена. Если  $w \leq s$ , то полученный циклический код суммируют по модулю 2 с остатком от деления и получают исправленную кодовую комбинацию. Если после деления  $w > s$ , то полученный циклический код циклически сдвигают влево на один разряд (старший разряд переносится в младший). После этого производится деление сдвинутого кода на порождающий многочлен и повторное сравнение веса нового остатка и числа исправляемых ошибок. Операции сдвига, деления и сравнения производятся до тех пор, пока не выполнится условие  $w \leq s$ . После этого последний остаток от деления суммируется по модулю 2 с последней сдвинутой комбинацией циклического кода, и производятся обратные циклические сдвиги полученной суммы вправо на то же самое число разрядов, что и до этого влево. В результате получается исправленная комбинация циклического кода. Контрольные разряды отбрасываются, а информационная часть кода используется по назначению. Используя данный алгоритм

можно одновременно исправить любое количество ошибок, заранее заложенное в используемом порождающем многочлене.

## 5 КОДИРОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КАНАЛАМ

Для последовательной передачи информации между удаленными объектами необходимо представить ее в виде последовательного потока битов. Характеристики сигналов такой последовательности зависят от особенностей конкретной системы. Физической основой такой системы является линия связи, которая может представлять собой витую пару проводов, коаксиальный кабель или оптический световод. При передаче информации на дальние расстояния в структуру системы передачи данных могут быть включены ретрансляторы, которые однократно или многократно восстанавливают амплитудные и временные характеристики сигналов, искажающиеся в процессе передачи.

Сигналы, передаваемые по последовательным линиям связи, называются линейными кодами. Линейные коды определяют алгоритм работы передатчика и приемника.

### 5.1 Униполярный код NRZ и его свойства

Простейшим линейным кодом является униполярный код типа NRZ (non return to zero).

Сигнал данного кода образуется двумя уровнями напряжения: логический ноль представляется напряжением, близким к нулю, а логическая единица – импульсом некоторого положительного напряжения (рисунок 5.1, а).

Формирование сигнала этого кода очень просто, однако ему свойственны некоторые особенности, ограничивающие применение:

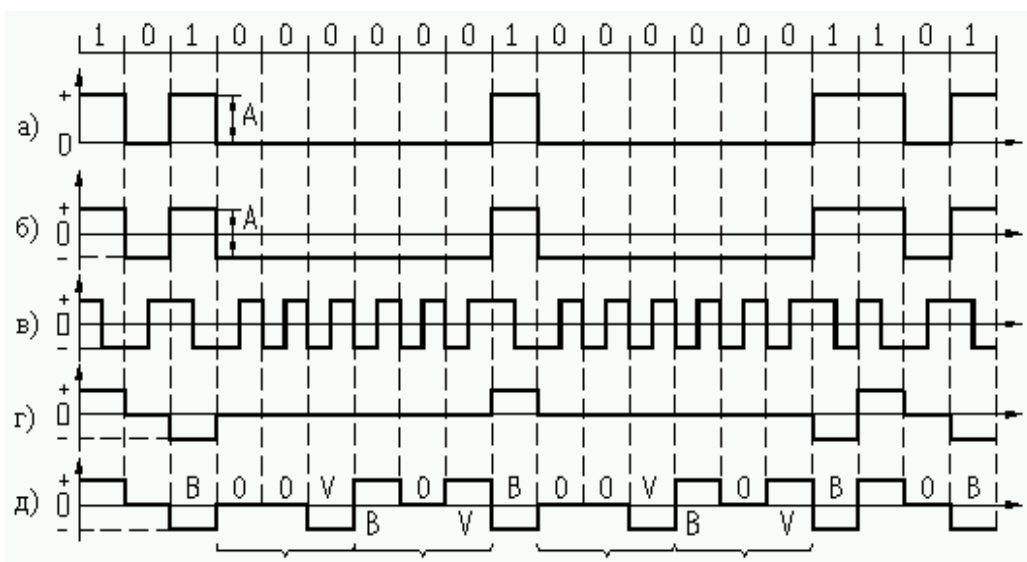
- сигнал кода NRZ имеет постоянную составляющую, уровень которой определяется соотношением логических сигналов. Данное свойство затрудняет селекцию логических уровней сигнала на приемной стороне;

– средняя мощность сигнала, выделяемая на нагрузке  $R$ , равна  $U^2/2R$ , где  $U$  – амплитуда импульса. Как будет показано далее, эта величина вдвое больше мощности биполярного сигнала;

– при сопряжении линии связи с приемопередающей аппаратурой через реактивные элементы, такие, как трансформаторы, со стороны приемника затруднен или невозможен прием длинных последовательностей логических нулей или единиц. Это связано с тем, что на низких частотах реактивные элементы представляют собой либо «обрыв», либо «короткое замыкание». На приемной стороне это равносильно отсутствию входного сигнала, что может быть истолковано как неисправность линии связи;

– при передаче длинных последовательностей логических единиц или нулей возможно нарушение синхронизации передатчика и приемника (ретранслятора), поскольку в этом случае у передаваемого сигнала отсутствуют какие-либо признаки, по которым синхронизация может быть восстановлена;

– униполярный код NRZ не имеет признаков, которые позволяли бы оперативно регистрировать такие ошибки передачи, как пропадание или появление лишних импульсов вследствие действия помех при последовательной передаче данных.



а) униполярный код NRZ; б) биполярный код NRZ; в) код «Манчестер-II»;  
г) AMI-сигнал; д) код B3ZS

Рисунок 5.1 – Линейные коды

Перечисленные особенности кода NRZ затрудняют его использование

## 5.2 Биполярный код NRZ и его свойства

Сигнал биполярного кода NRZ обладает лучшими энергетическими свойствами по сравнению с униполярным кодом (рисунок 5.1, б).

Данный сигнал образуется путем передачи логической единицы положительным уровнем напряжения, а логического нуля – отрицательным уровнем напряжения. Биполярный сигнал обладает меньшей постоянной составляющей, что улучшает условия селекции логических уровней на приемной стороне.

Средняя мощность, выделяемая в нагрузке при перепаде уровня сигнала, как у униполярного кода, равна  $U^2/4R$ , т.е. вдвое меньше, чем в предыдущем случае. Остальные три недостатка сохраняются.

## 5.3 Кодирование цифровой информации с помощью кода «Манчестер-II»

Для устранения указанных недостатков сигнала NRZ необходимо введение избыточности. Это осуществляется двумя способами:

1) скорость передачи сигналов кода устанавливается больше, чем скорость передачи информации. При этом дополнительные электрические уровни сигнала не используются;

2) при образовании сигнала кода вводятся дополнительные электрические уровни сигнала. При этом скорость передачи сигналов в линии соответствует скорости передачи информации.

В соответствии с первым способом получен код «Манчестер-II». Сигнал этого кода биполярный (рисунок 5.1, в). Логическая единица передается отрицательным фронтом биполярного сигнала в середине битового интервала, а логический ноль – положительным фронтом сигнала. На границе битовых интервалов сигнал должен менять полярность на противоположную, если по обе сто-

роны от этой границы логическое состояние кода одинаковое. Тем самым сигнал как бы готовится к отображению очередного бита информации. Если на границе битовых интервалов логическое состояние кода меняется на противоположное, то смены полярности сигнала не происходит.

С помощью кода «Манчестер-II» решаются все перечисленные выше проблемы кодов NRZ. Данный сигнал практически не имеет постоянной составляющей, поскольку на любом достаточно длинном интервале времени число положительных импульсов соответствует числу отрицательных импульсов. Каждый бит сигнала кода «Манчестер-II» имеет тот или иной фронт в середине битового интервала. Поэтому реактивные элементы сопряжения линии связи с приемопередающей аппаратурой работают в нормальном режиме, а со стороны приемника нет неоднозначности относительно распознавания логических уровней сигнала или диагностики исправности линии связи. По этой же причине отсутствует проблема синхронизации приемника и передатчика, т.к. каждый бит информации несет в себе синхронизирующий фронт. Сигнал кода «Манчестер-II» имеет возможность оперативного определения происходящих в процессе передачи ошибок. Критерием ошибки является факт сохранения неизменным уровня сигнала в течение времени, превышающего длительность одного информационного бита. В нормальном состоянии сигнал постоянно изменяется независимо от логического состояния кода и не замирает на одном уровне дольше длительности бита.

Положительные качества кода «Манчестер-II» получены за счет удвоения пропускной способности приемопередающей аппаратуры, т.к. сигнал имеет в составе спектра только две логические составляющие:  $F$  и  $2F$ , где  $F$  – скорость передачи информационных битов. Поэтому код «Манчестер-II» нашел применение там, где частотные ограничения не являются определяющими.

## 5.4 Кодирование цифровой информации с помощью АМІ-сигнала

Второй способ введения избыточности связан с использованием дополнительного электрического уровня сигнала. В качестве примера рассмотрим так называемый АМІ-сигнал (alternate mark inversion).

Сигнал данного кода (рисунок 5.1, г) предполагает передачу логических нулей нулевым уровнем сигнала (отсутствие импульсов), а логических единиц – попеременно положительными и отрицательными импульсами. Постоянная составляющая такого сигнала равна нулю. Средняя мощность сигнала, выделяемая на нагрузке, соответствует биполярному коду NRZ. АМІ-сигнал позволяет обнаруживать ошибки, связанные с нарушением чередования импульсов различной полярности. В данном коде отсутствует проблема передачи длинных последовательностей единиц.

Для решения проблемы неоднозначного приема и синхронизации длинных последовательностей логических нулей используются стандартные вставки сигнала. АМІ-сигналы, в которых последовательность из  $N$  нулей заменяется определенной подстановкой, называются BNZS-кодами (bipolar with  $N$  zeroes substitution). Так, в коде B3ZS ( $N = 3$ ) каждые три последовательно расположенные нуля заменяются или комбинацией B0V, или 00V (рисунок 5.1, д). Символ B обозначает импульс, который не нарушает правило АМІ-сигнала, а символ V – импульс, нарушающий это правило (совпадает по полярности с предыдущим). Выбор одной из этих последовательностей должен удовлетворять двум условиям. Во-первых, число импульсов B должно быть нечетным между двумя последовательно расположенными импульсами V. Во-вторых, полярность импульсов V должна чередоваться.

Таким образом, АМІ-сигнал решает все проблемы, присущие коду NRZ. Это достигается путем использования трех уровней сигнала без изменения его частотных характеристик.

## 5.5 Последовательные каналы связи, использующие код NRZ

Система передачи данных, использующая код NRZ, содержит центральный процессор (ЦП) и ряд удаленных контроллеров  $K_i$ , каждый из которых может иметь периферийное оборудование (рисунок 5.2, а). Соединение составных частей системы осуществляется при помощи кабеля, содержащего две витые пары проводников (рисунок 5.2, б).

Первая пара проводников используется для двусторонней передачи сигналов кода NRZ, а вторая служит для передачи тактовых сигналов от центрального процессора. Положительные фронты тактовых импульсов приходятся на середины информационных битов, выставляемых на линии NRZ, и обеспечивают синхронность работы приемопередающей аппаратуры.

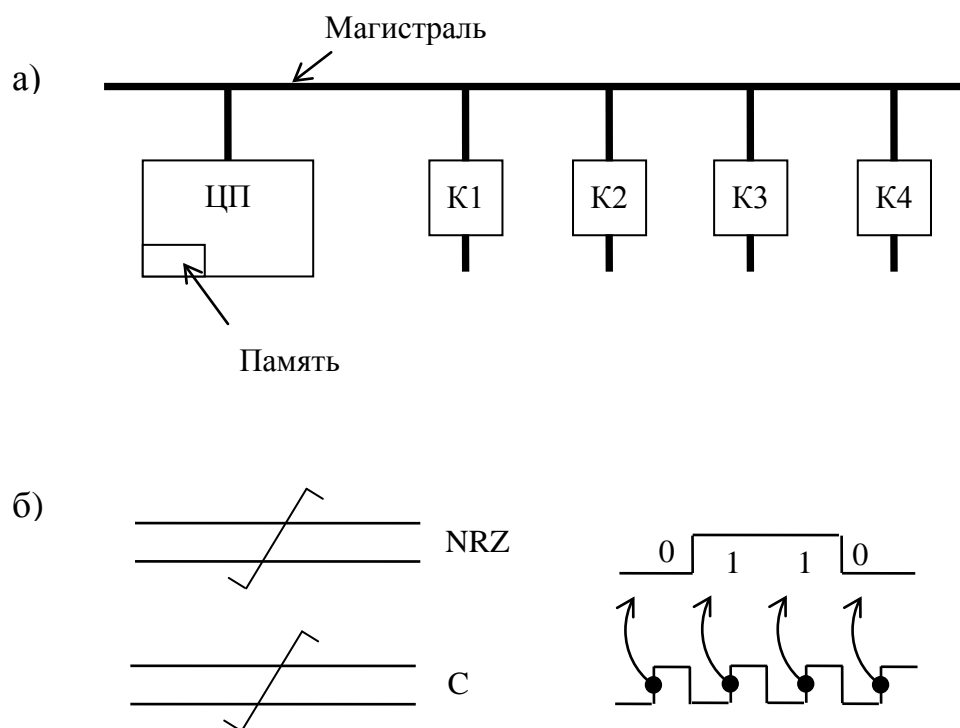


Рисунок 5.2 – Структурная схема микро-ЭВМ с магистралью последовательного типа

Обмен информацией между центральным процессором и контроллерами осуществляется при помощи информационных посылок определенного формата. Пример информационной посылки представлен на рисунке 5.3. Как правило,

посылка содержит стартовый бит (СБ), код операции или команду (КОП) и данные (D0-D7). Между кодовыми посылками имеется пауза или стоп-биты. Разрядность кода операции и битов данных определяется свойствами самой системы. Каждый контроллер имеет собственный адрес. Стартовый бит и код операции всегда выставляет в линию центральный процессор. Направление передачи битов данных определяется конкретной выполняемой командой.

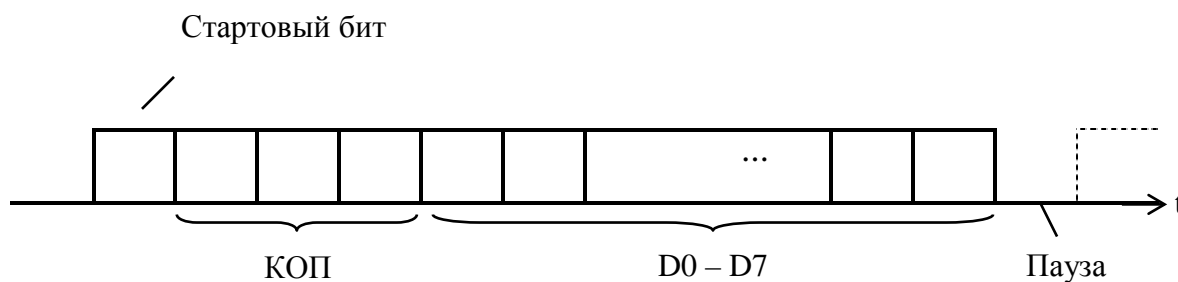


Рисунок 5.3 – Формат информационной посылки по магистрали микро-ЭВМ

Как правило, система передачи данных должна выполнять четыре основные функции: выбор контроллера, передача данных от центрального процессора в контроллер, передачу данных из контроллера в центральный процессор и контроль состояния контроллеров и их периферийного оборудования. Рассмотрим реализацию данных функций:

1) выбор контроллера (КОП = 001). В битах данных (D0-D7) центральный процессор выставляет адрес контроллера, с которым необходимо установить связь. Данную посылку принимают все контроллеры, однако последующая команда будет восприниматься только тем контроллером, чей собственный адрес совпал с выставленным в линию;

передача данных из центрального процессора в контроллер, выбранный командой 1 (КОП = 111). В этом случае данные (D0-D7) выставляет в линию NRZ центральный процессор. Данная команда может иметь модификации, отличающиеся кодом операции. При этом данные (D0-D7) поступают в какое-либо периферийное оборудование выбранного контроллера;

передача данных из контроллера, выбранного командой 1, в центральный процессор (КОП = 110). Центральный процессор выдает в линию стартовый бит и код операции, а затем переключается на прием данных (D0-D7), которые выставляет в магистраль выбранный ранее контроллер. Эта команда тоже может иметь модификации, отличающиеся кодом операции, позволяющие центральному процессору получать данные от периферийного оборудования выбранного контроллера;

контроль состояния контроллеров (КОП = 000). Центральный процессор следит за состоянием контроллеров и, если какой-нибудь из них требует обслуживания, выполняет соответствующую подпрограмму обслуживания прерывания. Для этого центральный процессор периодически выставляет в магистраль стартовый бит и код операции КОП = 000, а затем переключается на прием данных из магистрали. Если какой-либо контроллер требует обслуживания, то он выставляет собственный адрес на позициях (D0-D7). Если обслуживание требуют одновременно несколько контроллеров, то в работу включается система приоритетов, которая самостоятельно определяет, адрес какого контроллера должен поступить в магистраль. В частности, более приоритетным может быть контроллер с большим адресом. В этом случае результирующий адрес определяется как поразрядное суммирование по "ИЛИ".

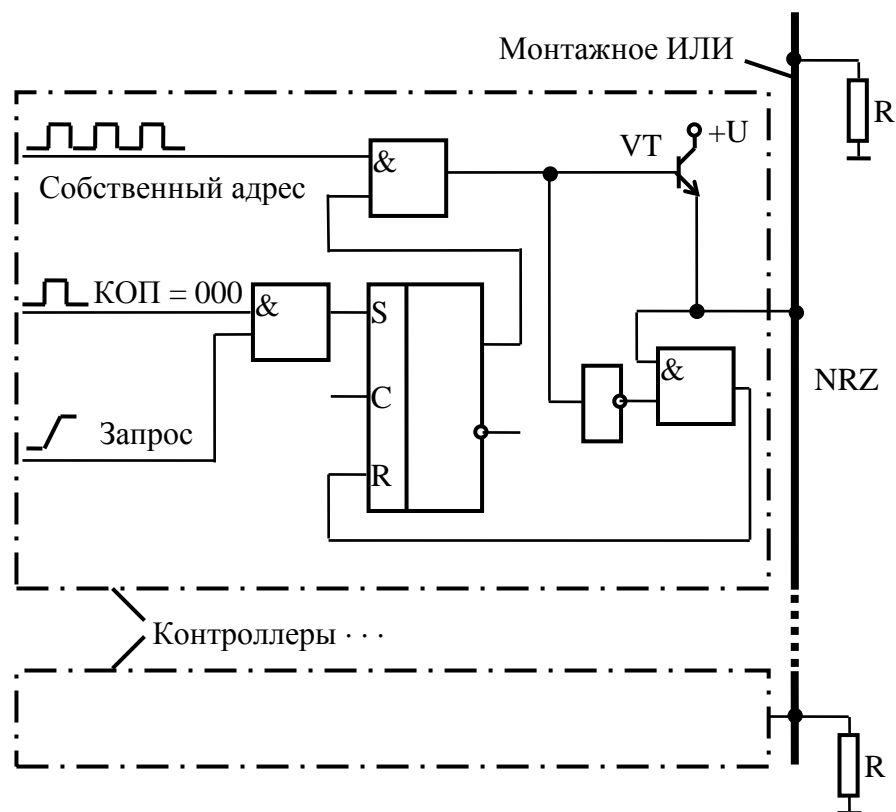


Рисунок 5.4 – Фрагмент приоритетной схемы, расположенной в контроллере

На рисунке 5.4 представлен один из вариантов аппаратного определения приоритетного адреса.

При обнаружении в магистрали NRZ кода операции КОП = 000 и при наличии у контроллера собственного запроса на обслуживание логический элемент переводит триггер в единичное состояние. Тем самым разрешается выдача в линию на позициях (D0-D7) собственного адреса через логический элемент и эмиттерный повторитель. Если текущий бит собственного адреса контроллера равен нулю, а какой-либо другой контроллер выставил в линию NRZ единицу, то срабатывает логический элемент. Он переводит триггер в нулевое состояние, запрещая тем самым дальнейшую передачу собственного адреса в магистраль NRZ.

Таким образом, с помощью посылок стандартного формата можно реализовать практически все режимы, необходимые для нормального функционирования системы передачи данных.

Число проводников в магистрали системы может быть сокращено до двух путем исключения канала передачи синхронизирующих импульсов. В этом случае каждый контроллер должен иметь собственный генератор, который запускается стартовым фронтом и формирует метки времени, соответствующие серединам битовых интервалов (рисунок 5.5). С течением времени от момента запуска генератора возможно накопление ошибки при формировании меток времени. Максимальная ошибка не должна превышать половины длительности одного бита. В противном случае возможна или потеря данных, или, наоборот, повторное чтение одного и того же бита. Для 12-битной посылки рассогласование работы генераторов не должно превышать 4%, т.к.  $12,5\Delta < T/2$ . Удовлетворить данным требованиям не составляет труда, и поэтому рассмотренный способ передачи данных нашел широкое распространение в стандартах RS-232 (США), ИРПС (Россия) и их модификациях.

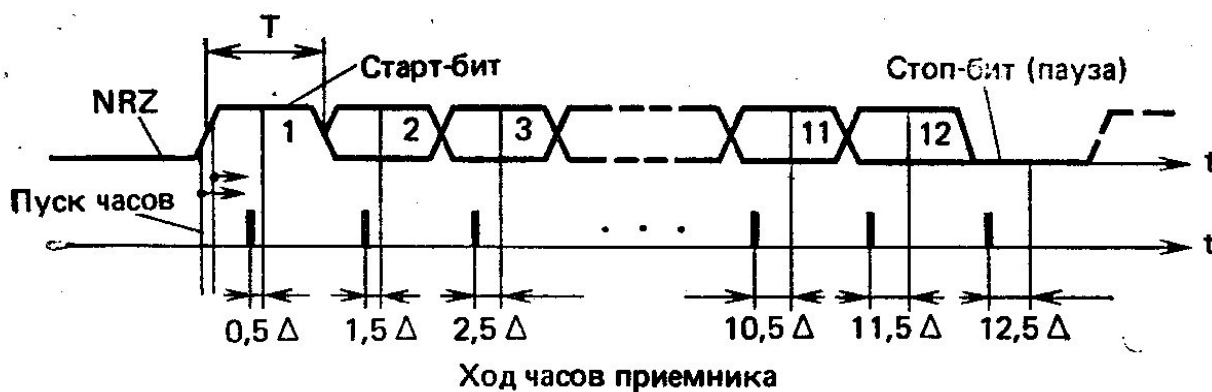


Рисунок 5.5 – Временная диаграмма передачи посылки при отсутствии в линии передачи синхросигналов

В ряде случаев система передачи данных вообще может не содержать проводную магистраль. Передача при этом может осуществляться с использованием световых, акустических или радиоканалов. При этом целостность системы не нарушается.

## 6 ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ ПОРТ IBM PC

Одной из самых универсальных частей персонального компьютера является последовательный порт. Его еще называют портом RS-232 или асинхронным адаптером RS-232. В настоящее время порт последовательной передачи данных используется очень широко. Вот далеко не полный список применений:

- подключение «мыши»;
- подключение графопостроителей (плоттеров), сканеров, принтеров и другого оборудования;
- связь двух компьютеров через порты с использованием специальных кабелей и программ;
- подключение модемов для передачи данных по телефонным линиям;
- подключение к сети персональных компьютеров;
- подключение к персональному компьютеру таких внешних устройств, как датчики и контроллеры.

Последовательный интерфейс более универсален, чем параллельный, и в ряде случаев является более предпочтительным. Один из таких случаев – передача данных на относительно удаленное периферийное устройство. Для такой передачи последовательный интерфейс требует всего один провод, в то время как параллельный – восемь проводов.

Последовательная передача данных имеет два неоспоримых преимущества перед параллельной передачей. Первое связано с тем, что стоимость кабеля и необходимого набора линейных формирователей и приемников для нее существенно ниже, чем для эквивалентной параллельной передачи. Кроме того, последовательная передача данных дает возможность пользоваться коммерческими системами связи, например обычной телефонной сетью и стандартными каналами передачи цифровой информации.

В данном разделе рассматриваются только те важные с точки зрения практики особенности сопряжения персональных компьютеров с внешними

устройствами, которые позволяют использовать интерфейсы в большинстве приложений.

### **6.1 Асинхронная и синхронная передача данных**

В синхронных системах передачи данных передача многоуровневого или многосимвольного сообщения осуществляется в виде одного непрерывного потока двоичных данных. Синхронная передача данных требует наличия внешней синхронизации передачи потока битов, поскольку даже малое отклонение частот передатчика и приемника приводит к искажению принимаемых данных. Внешняя синхронизация возможна либо с помощью отдельной линии для передачи сигналов синхронизации, либо с использованием самосинхронизирующего кодирования данных, при котором на стороне приемника из принятого сигнала могут быть выделены импульсы синхронизации.

Асинхронный метод последовательной передачи данных предполагает передачу «за один прием» кодовой комбинации определенной длины. При этом временные промежутки между отдельными комбинациями несущественны, зато строго выдерживаются временные соотношения между отдельными битами комбинации. Длительность одного двоичного разряда определяется скоростью передачи и выбирается исходя из рабочих характеристик передающего и приемного устройств.

### **6.2 Формат кодовой посылки в стандарте RS-232**

При асинхронной передаче данных в стандарте RS-232 интерфейс, как правило, программируется на передачу данных наборами по одному байту. В каждом такте на передающую линию через интерфейс направляется один разряд. Поскольку передатчик не синхронизирован с приемником, последний «не знает», когда передатчик направит ему данные. Задача синхронизации решается путем передачи на вход приемника дополнительного разряда, называемого

стартовым и посылаемого непосредственно перед передачей кодовой последовательности.

Передавая в линию стартовый бит, передатчик переключает сигнал из состояния логической единицы (режим ожидания) в состояние логического нуля. Приемник, обнаружив указанный переход, контролирует сигнал через интервал времени, соответствующий половине длительности бита. Если состояние логического нуля подтверждается, приемник приступает к последовательному чтению двоичных данных.

Стандарт RS-232 имеет возможность программно изменять число битов данных в составе одной кодовой комбинации от пяти до восьми. Кроме того, программно может генерироваться дополнительный бит, следующий непосредственно за битами данных, который защищает данные по паритету (на четность или на нечетность) или фиксируется в одном из логических состояний.

При асинхронной передаче данных кодовая комбинация заканчивается передачей одного или нескольких стоповых битов.

В качестве примера на рисунок 6.1 приведен пример кодовой последовательности, соответствующей стандарту RS-232. В данном примере осуществляется асинхронная передача 7-разрядного кода, разряда контроля на четность и двух стоповых битов. Передаваемая кодовая комбинация имеет двоичное представление 1000001, что соответствует в ASCII-коде букве А. За стартовым битом следует младший бит данных, а перед битом паритета передается старший бит данных, т.е. данные передаются младшими битами вперед.

Отдельно следует остановиться на сигналах стандарта RS-232. В нем используются несимметричные передатчики и приемники, то есть сигнал передается относительно общего провода (схемной земли SG). Интерфейс не обеспечивает гальванической развязки сопрягаемых устройств.

Логической единице соответствует напряжение на входе приемника в диапазоне -15...-3 В. Это состояние называется для линий управляющих сигналов ON (включено), а для линий последовательных данных – MARK. Иногда при этом говорят, что линия отмечена (marking).

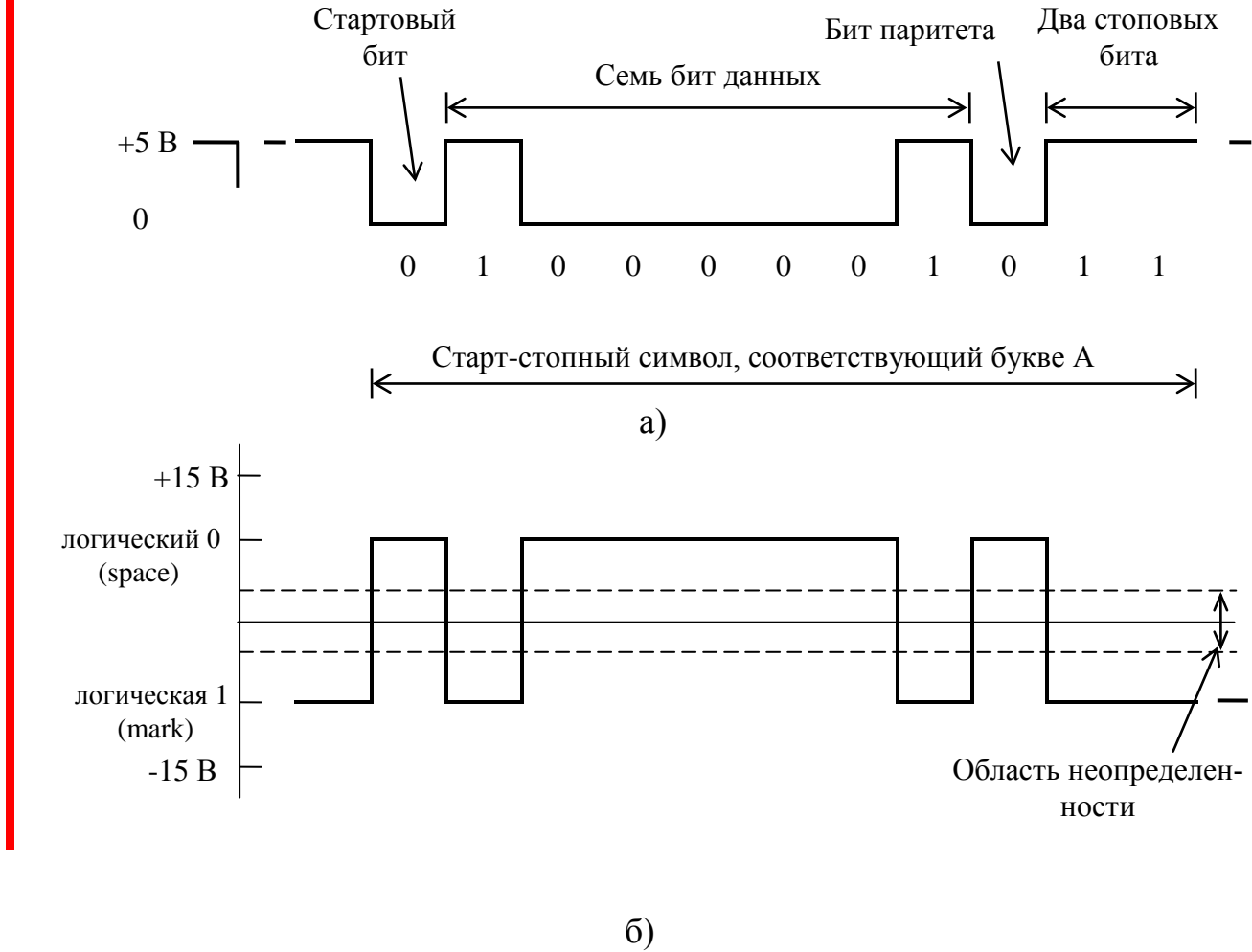


Рисунок 6.1 – Представление кода буквы А уровнями ТТЛ (а) и на сигнальных линиях интерфейса RS-232 (б)

Логическому нулю соответствует диапазон +3...+15 В. Для линий управляющих сигналов это состояние называется OFF (выключено), а для линий последовательных данных SPACE. В ряде случаев при этом говорят, что линия пустая (spacing).

Диапазон -3...+3 В является зоной нечувствительности, обуславливающей гистерезис приемника. Состояние линии будет считаться измененным только при пересечении сигналом данного порога (всего диапазона).

Уровни сигналов на выходах передатчиков должны быть в диапазонах -12...-5 В и +5...+12 В для представления логической единицы и логического нуля соответственно. При этом разность потенциалов между схемными земля-

ми (SG) не должна превышать 2 В. При более высокой разности потенциалов возможно неверное восприятие сигналов.

Обычно выходное сопротивление последовательного порта составляет 2 кОм (10 В/5 мА), а входное сопротивление – 4,3 кОм. Ток короткого замыкания выходных цепей передатчиков обычно не превышает 20 мА. Нагрузочная способность управляющих линий последовательного порта позволяет подключать к ним малопотребляющие внешние устройства, что в ряде случаев существенно упрощает подключаемое к компьютеру оборудование.

### **6.3 Универсальный асинхронный приемопередатчик (UART)**

Для организации последовательной связи были разработаны специальные микросхемы, выполняющие работу по формированию и синхронизации строк битов, составляющих последовательные данные. Эти микросхемы получили название универсальные асинхронные приемники-передатчики УАПП (universal asynchronous receiver transmitter или UART). Рассмотрим устройство и работу данных микросхем на примере UART 8250 (16450, 16550А и др.).

В состав IBM PC могут входить до четырех последовательных интерфейсов, работающих в стандарте RS-232 и называемых COM1-COM4. Им выделены следующие адреса в области портов ввода-вывода:

COM1:	3F8h – 3FEh	COM3:	338h – 33Eh
COM2:	2F8h – 2FEh	COM4:	238h – 23Eh

(интерфейсы COM3 и COM4 поддерживаются только в моделях PS/2).

Каждый интерфейс связан с определенным уровнем контроллера прерываний:

COM1 вызывает прерывание IRQ4 (Int 0Ch);

COM2 вызывает прерывание IRQ3 (Int 0Bh).

COM3 и COM4 не имеют стандартных векторов прерываний.

В простых коммуникационных процедурах процессор осуществляет непрерывный контроль регистра статуса линии, получая тем самым информацию о текущем состоянии последовательного порта (готовность передачи очередно-

го байта, факт поступления входных данных, возникновение различного рода ошибок передачи и др.). Поскольку процессор работает очень быстро по сравнению со скоростями передачи данных, этот метод напрасно расходует процессорное время, которое может использоваться для обработки поступающих или отправляемых данных. В связи с этим микросхемы UART могут устанавливаться в режим, вызывающий прерывание при возникновении того или иного события в процессе коммуникационного обмена, например, при получении очередного байта данных, при возникновении ошибки и т.п. Эти прерывания моментально вызывают соответствующие процедуры коммуникационной программы, которые выполняют действия по обслуживанию прерываний.

Каждая микросхема UART имеет в своем составе 10 программируемых однобайтовых регистров, с помощью которых контролируется и управляется порт коммуникации. Программный доступ к этим регистрам осуществляется через семь адресов портов с номерами 3F8h–3FEh для COM1 (2F8h–2FEh для COM2). В пяти случаях регистр, к которому будет осуществлен доступ через порт, зависит от установки бита 7 регистра контроля линии, имеющего адрес 3FBh. В таблице 6.1 приводится распределение адресов регистров, их название, состояние бита 7 регистра контроля линии и направление передачи данных по отношению к компьютеру:

Таблица 6.1 – Распределение адресов регистров УАПП

Адрес	Направление передачи данных	Состояние бита 7 в 3FBh	Название регистра
3F8h	OUT	бит 7=0 в 3FBh	регистр хранения передатчика
3F8h	IN	бит 7=0 в 3FBh	регистр данных приемника
3F8h	OUT	бит 7=1 в 3FBh	регистр делителя скорости обмена (младший байт)
3F9h	OUT	бит 7=1 в 3FBh	регистр делителя скорости обмена (старший байт)
3F9h	OUT	бит 7=0 в 3FBh	регистр разрешения прерывания
3FAh	IN	бит 7=0 в 3FBh	регистр идентификации прерывания
3FBh	OUT	бит 7=0 в 3FBh	регистр управления (контроля) линии
3FCh	OUT	бит 7=0 в 3FBh	регистр управления (контроля) модемом
3FDh	IN	бит 7=0 в 3FBh	регистр статуса линии
3FEh	IN	бит 7=0 в 3FBh	регистр статуса модема

Регистр хранения передатчика предназначен для временного помещения в него очередного отправляемого байта данных. Из него данные автоматически поступают в регистр сдвига передатчика и выводятся в соответствии с установленным форматом и скоростью в линию.

Регистр данных приемника осуществляет временное хранение поступившего от внешнего устройства байта данных. Задача коммуникационной программы – обеспечить своевременное чтение этих данных. В противном случае очередной байт данных может записаться поверх не считанных данных.

Регистры делителя скорости обмена данными содержат в себе некоторое двухбайтное число, определяющее временные соотношения между отдельными битами кодовой посылки. Эти регистры определяют скорость передачи данных.

Регистр разрешения прерывания служит для выбора событий, вызывающих прерывания коммуникационной программы. В целом, использование прерываний позволяет оптимизировать процессорное время.

Регистр идентификации прерывания несет в себе информацию о том, какое событие вызвало коммуникационное прерывание. В соответствии с этим программа переходит на требуемую процедуру обслуживания прерывания.

Регистр управления (контроля) линии предназначен для установки формата кодовой посылки в стандарте RS-232. С его помощью задаются длина слова данных, минимальное количество стоповых битов, управляется процесс генерации бита четности и изменяется адресация других регистров.

Регистр управления (контроля) модемом служит для управления состояниями линий готовности компьютера, а также для реализации диагностического тестирования передающих и принимающих линий UART.

Регистр статуса (состояния) линии содержит в себе информацию о текущем состоянии процесса коммуникационного обмена и позволяет своевременно управлять потоками передаваемых и принимаемых данных и реагировать на возникающие в процессе передачи события.

Регистр статуса (состояния) модема содержит информацию об изменениях состояний линий готовности модема или иного внешнего устройства. С его

помощью осуществляется контроль процесса обмена данными посредством модемов с применением процедур квитирования передачи.

Следует заметить, что для реализации простой последовательной связи необходимы только шесть из перечисленных выше регистров. Регистр хранения передатчика содержит байт данных, которые будут посланы, а регистр данных приемника – последний полученный байт. Регистры управления и статуса линии инициализируют и управляют линией связи, используя скорость, установленную в двух регистрах делителя скорости обмена. Оставшиеся четыре регистра используются в специфических режимах связи через модем и в управляемых прерываниями процедурах.

#### **6.4 Инициализация последовательного порта. Установка скорости передачи данных в стандарте RS-232**

Под инициализацией (открытием) последовательного порта понимается установка всех его параметров, необходимых для обеспечения требуемых формата кодовой посылки и скорости передачи данных. При инициализации необходимо произвести запись как минимум в четыре регистра: в два регистра делителя скорости обмена, в регистр контроля линии и в регистр разрешения прерываний. Рассмотрим данные процедуры более подробно.

Для асинхронного режима передачи последовательных данных в стандарте RS-232 принят ряд стандартных скоростей обмена: 50, 75, 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600 и 115200 бит/с. В ряде случаев вместо единицы измерения «бит/с» используют единицу «бод» (baud), хотя при рассмотрении двоичных данных это не совсем корректно, поскольку в бодах принято измерять частоту изменения состояния линии. Так как современные модемы широко применяют недвоичные способы кодирования, скорости передачи бит (бит/с) и изменения сигнала (бод) могут отличаться в несколько раз.

Делитель скорости обмена – это число, получаемое при делении частоты системных часов на требуемую скорость передачи. Частота системных часов

определяется путем деления частоты задающего кварцевого генератора на 16. Так, при частоте задающего кварцевого генератора 1,8432 МГц частота системных часов будет равна 115200 Гц. Данная частота определяет максимально возможную скорость асинхронной передачи данных. Например, если требуется установить скорость передачи данных 9600 бит/с, делитель скорости обмена будет равен  $115200/9600 = 12$  или 0Ch. Данное число заносится в два регистра делителя скорости обмена. В рассмотренном примере по адресу 3F8h в младший байт делителя скорости обмена заносится число 0Ch, а по адресу 3F9h в старший байт заносится 00h (для порта COM1).

Как следует из предыдущего раздела, регистры делителя скорости обмена становятся программно доступны только при установлении старшего бита регистра контроля линии в состояние логической единицы. По этой причине при инициализации последовательного порта данные регистры устанавливаются первыми. После этого старший бит регистра контроля линии сбрасывается в состояние логического нуля и становятся доступны все остальные регистры UART.

В таблице 6.2 приводится соответствие скоростей последовательной передачи и содержимого регистров делителя скорости обмена для частоты задающего кварцевого генератора 1,8432 МГц.

Следует заметить, что при подключении внешних устройств к компьютеру скорости передачи могут быть незначительно рассогласованы. Так, при передаче 8 бит данных, бита паритета и одного стоп-бита предельно допустимое рассогласование скоростей, при котором данные будут распознаны верно, не должно превышать 5%. С учетом фазовых искажений и дискретности работы внутреннего счетчика синхронизации реально допустимо меньшее отклонение скоростей. Чем выше скорости передачи, тем больше влияние искажений фронтов на фазу принимаемого сигнала и выше требования к согласованности скоростей обмена.

Таблица 6.2 – Таблица соответствия

Скорость, бит/с	Делитель (десятичный)	Делитель (шестнадцатиричный)	Ошибка, %
1	2	3	4
50	2304	900	-
75	1536	600	-
110	1047	417	0,026
134.5	857	359	0,058
150	768	300	-
300	384	180	-
600	192	C0	-
1200	96	60	-
1800	64	40	-
2000	58	3A	0,69
2400	48	30	4
3600	32	20	-
4800	24	18	-
7200	16	10	-
9600	12	C	-
19200	6	6	-
38400	3	3	-
57600	2	2	-
115200	1	1	-

### 6.5 Инициализация регистра контроля линии

Регистр контроля линии служит для установки формата посылки данных. Он находится по адресу 3FBh (для порта COM1) (или базовый адрес + 3). Инициализация данного регистра предполагает запись в него некоторого числа, определяющего количество битов данных в посылке, устанавливающего бит четности и минимальное количество стоповых битов.

Назначение битов этого регистра следующее:

D    D    D    D    D    D    D    D  
D7   D6   D5   D4   D3   D2   D1   D0



– D1 – D0 – длина слова в битах:

00 – длина слова 5 бит;

01 – 6 бит;

10 – 7 бит;

11 – 8 бит.

– D2 – количество стоповых бит:

0 – минимальное количество стоповых бит – 1;

1 – 2 бита (если длина слова 5 бит, то количество стоповых бит равно 1,5);

– D4 – D3 – управляют генерацией бита контроля по паритету:

X0– контроль или формирование бита паритета отсутствует;

01– генерируется бит контроля на нечетность;

11– генерируется бит контроля на четность;

– D5 – управляет фиксацией бита паритета в одном из логических состояний. При установке этого бита в состояние «0» бит паритета генерируется в соответствии с состояниями битов D4–D3, т.е. бит паритета или отсутствует в посылке вообще, или защищает данные на четность или нечетность. При установке бита D5 в «1» бит четности всегда принимает значение «0» (если биты D4–D3 равны 11) или «1» (если биты D4–D3 равны 01) независимо от четности передаваемых данных;

– D6 – бит управления перерывом передачи. Когда данный бит равен «1», последовательный выход SOUT порта устанавливается в состояние логического 0 и находится в этом состоянии независимо от других сигналов управления передачи. Таким образом, установка бита D6 в единицу вызывает вывод строки нулей в качестве сигнала Break для подключенного устройства;

– D7 – DLAB (Divisor Latch Access Bit) разряд доступа к регистрам делителя скорости обмена. Он отвечает за адресацию регистров последовательного порта. Когда этот бит установлен в состояние логической единицы, становятся программно доступными регистры делителя скорости обмена для записи

в них числа, соответствующего выбранной скорости. Для адресации остальных регистров UART данный бит предварительно устанавливается в состояние логического нуля.

Например, если для последовательной передачи данных используются семибитные посылки, минимальное число стоповых битов равно двум, биты данных защищаются на четность, то в регистр контроля линии требуется занести число двоичное число 00011110 или число 30 в десятичном виде.

## 6.6 Инициализация регистра разрешения прерываний

Универсальный асинхронный приемопередатчик UART имеет встроенную возможность прерывания, которая обеспечивает гибкость при сопряжении наиболее часто используемых микропроцессоров. Это позволяет использовать минимальный объем программного обеспечения при передаче последовательных данных благодаря разделению прерываний UART по приоритету на 4 уровня:

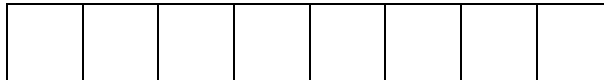
- приоритет 1: состояние линии приемника;
- приоритет 2: готовность принимаемых данных;
- приоритет 3: регистр хранения передатчика пуст;
- приоритет 4: состояние модема.

Регистр разрешения прерывания расположен по адресу 3F9h для порта COM1 (базовый адрес + 1). Даже если не используются прерывания, все равно надо произвести запись в регистр разрешения прерывания, чтобы быть уверенным, что прерывания запрещены. Надо просто поместить в этот регистр 0. Регистр идентификации прерывания можно игнорировать.

Для разрешения того или иного прерывания необходимо в соответствующий бит регистра разрешения прерывания занести логическую единицу.

Назначение битов регистра следующее:

*D D D D D D D D*  
*D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0*



- D0 – ERFBI (Enable Receiver Buffer Full Interrupt) – разрешение прерывания при готовности принимаемых данных;
- D1 – ETBEI (Enable Transmitter Buffer Empty Interrupt) – разрешение прерывания после передачи байта (когда выходной буфер передатчика пуст);
- D2 – ELSI (Enable Line Status Interrupt) – разрешение прерывания состояния линии;
- D3 – EDSSI (Enable Delta Status Signals Interrupt) – разрешение прерывания изменения состояния модема;
- D4...D7 – не используются, должны быть равны 0.

### 6.7 Определение статуса последовательного порта

Регистр статуса линии находится по адресу 3FDh (для порта COM1) (или базовый адрес плюс 5). Состояние логического нуля является нормальным, а появление логической единицы в одном из битов регистра свидетельствует о возникновении одного из нижеперечисленных событий. Назначение битов следующее:

*D D D D D D D D*  
*D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0*



- D0 – DR (Data Ready) – логическая единица в этом бите говорит о том, что данные получены и готовы для чтения. Единица сбрасывается чтением регистра буфера приемника или прямой записью в этот бит;
- D1 – OE (Overrun Error) – появление логической единицы в этом бите свидетельствует об ошибке переполнения. Был принят новый байт данных, а предыдущий еще не был прочитан и обработан программой. В этой ситуации

предыдущий байт безвозвратно потерян. Этот бит сбрасывается чтением регистра состояния линии;

- D2 – PE (Parity Error) – логическая единица в этом бите говорит об ошибке проверки на четность, сбрасывается чтением регистра состояния линии;

- D3 – FE (Framming Error) – ошибка синхронизации. Устанавливается в состоянии логической единицы, если следующий за последним битом данных или битом паритета бит равен 0 (отсутствует стоповый бит). Возникает из-за ошибочных битов (помехи и т.д.). Сбрасывается чтением регистра состояния линии;

- D4 – Break – обнаружен запрос на прерывание передачи «Break» – длинная строка нулей (вход принимаемых данных удерживается в состоянии логического нуля в течение времени, превышающего время передачи полного символа, т.е. общее время старт-бита, биты данных, бит паритета и стоп-биты);

- D5 – THRE (Transmitter Holding Register Empty) – появление логической единицы в этом бите свидетельствует о том, что регистр хранения передатчика пуст, в него можно записать новый байт для передачи. Устанавливается после передачи байта данных из регистра хранения передатчика в регистр сдвига передатчика. Сбрасывается записью нового байта в регистр хранения передатчика;

- D6 – TEMT (Transmitter Empty) – единица в этом бите возникает, когда регистр сдвига передатчика пуст. Указывает на то, что регистр передатчика бездействует. Регистр сдвига передатчика получает данные из регистра хранения передатчика (THR) и преобразует их в последовательный вид для передачи. Сбрасывается записью в него байта из THR;

- D7 – FIFOerr - Ошибка FIFO. Устанавливается, если хотя бы один байт в FIFO был получен с ошибкой. Сбрасывается чтением регистра состояния линии (при отсутствии других ошибок FIFO). Для UART без FIFO постоянно установлен в 0.

–

## 6.8 Прием и передача данных

Процесс приема данных полностью не может быть отделен от передачи данных, поскольку программе может потребоваться послать сигнал о прекращении потока данных, если они поступают слишком быстро и программа не успевает их обрабатывать. Существует также специальный код, сообщающий удаленной станции о возможности продолжения передачи.

В зависимости от сложности протокола обмена принимаемые данные могут требовать простой или сложной обработки.

При получении данных без использования коммуникационного прерывания программа должна постоянно проверять регистр статуса линии, адрес порта которого на 5 больше базового адреса используемого коммуникационного адаптера. Бит 0 этого регистра будет равен нулю, пока не будет получен символ в регистр данных приемника. Когда бит 0 становится равным 1, надо немедленно считать его из регистра, с тем чтобы на него не наложился следующий принимаемый символ. После того, как символ считан, бит 0 опять становится равным 0 и остается таковым, пока не прибудет новый символ.

Передача данных проще, чем их прием, поскольку программа полностью контролирует состав данных и скорость, с которой они должны посылаться.

Тем не менее, могут возникнуть сложности, если данные обрабатываются по мере их посылки.

Байт данных необходимо поместить в регистр хранения передатчика, после этого он автоматически выводится в последовательный канал через регистр сдвига передатчика. Последний сериализует данные – направляет данные в последовательный порт.

Импульс бита строга не нужен.

Бит 5 регистра статуса линии показывает, свободен ли регистр хранения передатчика для приема данных. Регистр постоянно проверяется до тех пор, пока бит 5 не станет равным 1. После этого в регистр хранения передатчика посылается очередной байт.

В процессе передачи бит 5 равен 0, и только когда он опять станет равным 1, в регистр хранения передатчика может быть послан следующий символ. Этот процесс повторяется до тех пор, пока в этом есть необходимость.