

**КАЗАНСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ**

*Институт Управления, автоматизации и информационных технологий  
Факультет Управления и автоматизации  
Кафедра автоматизированных систем сбора и обработки информации (АССиОИ)*

**Терентьев С.А.**

**Передача информации в информационно-измерительных системах  
Конспект лекций.**

Казань, 2017 год.

## Понятие системы передачи данных

Для передачи информации используют некоторый материальный носитель - **сигнал**. Различают статические и динамические сигналы. Статические сигналы в основном предназначены для передачи информации во времени, т. е. для хранения информации с последующим ее использованием, динамические сигналы - для передачи информации в пространстве. Любой сигнал неразрывно связан с определенной материальной системой, называемой **системой связи или системой передачи информации**.



Система передачи информации

Будем считать, что с источником информации связано определенное множество сообщений.

Генерация некоторого сообщения заключается в случайном выборе одного сообщения из множества возможных. Какое это конкретно будет сообщение, заранее неизвестно, по крайней мере тому, для кого оно пред-назначается. Известно лишь, что сообщение принадлежит определенному множеству.

Множества возможных сообщений бывают различных типов:

- конечные множества символов;
- конечные наборы детерминированных функций времени;
- '• бесконечные множества значений некоторой непрерывной физической величины.

Сообщение, принадлежащее конечному множеству возможных значений, называется дискретным, а сообщение, выбираемое из бесконечного множества - непрерывным.

**Передатчик** преобразует сообщение в передаваемый сигнал. В передатчике каждое из возможных сообщений на входе преобразуется в одно из возможных значений сигнала на выходе по строго определенному правилу. Правила, по которым осуществляется преобразование сообщения в сигнал, разные в зависимости от типов сообщений и сигналов (модуляция, кодирование, манипуляция).

Линия связи - собственно физическая среда (medium), по которой передаются сигналы. Одна и та же линия связи может служить одновременно для реализации одного или нескольких каналов связи (многоканальная связь).

**Канал (канал связи)** - средства односторонней передачи данных. Примером канала может служить полоса частот, выделенная одному передатчику при радиосвязи. В некоторой линии можно образовать несколько каналов связи, по каждому из которых передается своя информация. При этом говорят, что линия разделяется между несколькими каналами. Существуют два метода разделения линии передачи данных:

**Получатель** в системах передачи информации - это либо непосредственно человек, либо технические средства, связанные с человеком.

временное мультиплексирование (иначе разделение по времени или TDM - Time Division Method), при котором каждому каналу выделяется некоторый квант времени, частотное разделение (FDM - Frequency Division Method), при котором каналу выделяется некоторая полоса частот.

Принимаемый сигнал на выходе канала связи отличается от входного передаваемого сигнала из-за наложения помехи на полезный сигнал.

**Приемник** осуществляет восстановление переданного источником информации сообщения по принятому сигналу. Данная операция возможна, если известно правило преобразования сообщения в сигнал. На основании этого правила вырабатывается правило обратного преобразования сигнала в сообщение (демодуляция, декодирование). Это правило позволяет в конечном счете выбрать приемной стороне сообщение из известного множества возможных сообщений, в идеальном случае полностью совпадающее с переданным сообщением.

Однако это бывает не всегда, вследствие **искажения** принятого сигнала возможна ошибка при восстановлении сообщения.

## Типы линий связи

**Физическая среда передачи данных** может представлять собой кабель, т. е. набор проводов, изоляционных и защитных оболочек и соединительных разъемов, а также земную атмосферу или космическое пространство, через которые распространяются электромагнитные волны.

В зависимости от **среды передачи данных** различают следующие линии связи:

- проводные (воздушные);
- кабельные (медные и волоконно-оптические);
- радиоканалы наземной и спутниковой связи;
- инфракрасные лучи.

***Проводные (воздушные) линии связи*** представляют собой провода без каких-либо изолирующих или экранирующих оплеток, проложенные между столбами и висящие в воздухе. По таким линиям связи традиционно передают телефонные или телеграфные сигналы, но при отсутствии других возможностей эти линии используют и для передачи компьютерных данных. Скоростные качества и помехозащищенность этих линий оставляют желать лучшего. Сегодня проводные линии связи быстро вытесняются кабельными.

**Кабельные линии** представляют собой достаточно сложную конструкцию. Кабель состоит из проводников, заключенных в несколько слоев изоляции: электрической, электромагнитной, механической, а также, возможно, климатической. Кроме того, кабель может быть оснащен разъемами, позволяющими быстро выполнять присоединение к нему различного оборудования. В системах телекоммуникации и компьютерных сетях применяют три основных типа кабеля: кабели на основе скрученных пар медных проводов, коаксиальные кабели с медной жилой, волоконно-оптические кабели.



Скрученная пара проводов называется *витой парой* (twisted pair). Витая пара изготавливается в двух вариантах: в экранированном (STP - Shielded Twisted Pair) - когда пара медных проводов обертывается в изоляционный экран, и неэкранированном (UTP - Unshielded Twisted Pair) - когда изоляционная обертка каждой пары отсутствует.

Скручивание проводов снижает влияние внешних помех на полезные сигналы, передаваемые по кабелю.

***Коаксиальный кабель*** (coaxial) имеет несимметричную конструкцию и состоит из внутренней медной жилы и оплетки, отделенной от жилы слоем изоляции. Существует несколько типов коаксиального кабеля, отличающихся характеристиками и областями применения - для локальных сетей, для глобальных сетей, для кабельного телевидения и т. п.

***Волоконно-оптический кабель*** (optical fiber) состоит из тонких (5...60 микрон) волокон, по которым распространяются световые сигналы. Это наиболее качественный тип кабеля, он обеспечивает передачу данных с очень высокой скоростью (до 10 Гбит/с и выше) и к тому же лучше других типов передающей среды обеспечивает защиту данных от внешних помех.

*Радиоканалы наземной и спутниковой связи* образуются с помощью передатчика и приемника радиоволн. Существует много типов радиоканалов, отличающихся как используемым частотным диапазоном, так и дальностью связи.

Диапазоны коротких, средних и длинных волн (КВ, СВ и ДВ), называемые также диапазонами амплитудной модуляции (АМ - Amplitude Modulation) по типу используемого в них метода модуляции сигнала, обеспечивают дальнюю связь, но при невысокой скорости передачи данных.

Более скоростными являются каналы, работающие на диапазонах ультракоротких волн (УКВ), для которых характерна частотная модуляция (FM - Frequency Modulation), а также на диапазонах сверхвысоких частот (СВЧ или microwaves).

В диапазоне СВЧ (свыше 4 ГГц) сигналы уже не отражаются ионосферой Земли, и для устойчивой связи необходимо наличие прямой видимости между передатчиком и приемником. Поэтому такие частоты используют либо спутниковые каналы, либо радиорелейные каналы, где это условие выполняется.

**Инфракрасное излучение.** Инфракрасные беспроводные сети используют для передачи данных инфракрасные лучи. В подобных системах необходимо генерировать очень сильный сигнал, так как в противном случае значительное влияние будут оказывать другие источники.

**Сети на рассеянном инфракрасном излучении.** При этой технологии сигналы, отражаясь от стен и потолка, в конце концов достигают приемника. Эффективная область ограничивается примерно 30 м. Скорость передачи невелика (так как все сигналы отраженные).

**Сети на отраженном инфракрасном излучении.** В таких сетях оптические трансиверы, расположенные рядом с компьютером, передают сигналы в определенное место, из которого они транслируются соответствующему компьютеру.

**Широкополосные оптические сети.** Эти инфракрасные беспроводные сети предоставляют широкополосные услуги магистрали, соответствуют жестким требованиям мультимедийной среды и практически не уступают кабельным сетям. Хотя скорость и удобство использования инфракрасных сетей очень притягательны, возникают трудности при передаче сигналов на расстояние более 10 м. К тому же такие сети подвержены помехам со стороны сильных источников света, которые есть в большинстве помещений.



В компьютерных сетях в настоящее время применяют практически все описанные типы физических сред передачи данных, но наиболее перспективными являются волоконно-оптические. На них сегодня строят как магистрали крупных территориальных сетей, так и высокоскоростные линии связи локальных сетей. Популярной средой является также витая пара, которая характеризуется отличным соотношением качества к стоимости и простотой монтажа. С помощью витой пары обычно подключают конечных абонентов сетей на расстояниях до 100 м от концентратора. Спутниковые каналы и радиосвязь используют чаще всего в случаях, когда кабельные связи применить нельзя - например, при прохождении канала через малонаселенную местность или же для связи с мобильным пользователем сети.

## Математические модели сигналов

Для передачи информации в качестве сигналов используют различные физические процессы или объекты, характеризующиеся большим числом параметров. Однако не все параметры этих процессов существенны с точки зрения передачи информации. Поэтому часто применяют приближенное представление физического процесса, используемого для передачи информации - *модель сигнала*.

Различают следующие параметры сигнала: структурные, идентифицирующие, информативные.

***Структурные*** параметры определяют число степеней свободы сигнала.

***Идентифицирующие*** параметры служат для выделения полезного сигнала среди других сигналов, не предназначенных для данного адресата.

***Информативные*** используют для кодирования передаваемой информации.

Пример. Пусть математическое описание сигнала задано выражением:

$$S=X \sin(2 \pi f t + \varphi)$$

и возможные сообщения, выбираемые из множества  $C$  источником, преобразуются в передатчике в различные значения амплитуды  $X$  синусоидального колебания.

В этом случае амплитуда сигнала  $X$  является информативным параметром сигнала.

По частоте  $f$  сигнала  $S$  обычно его выделяют среди других сигналов того же класса с другими значениями частоты. Таким образом, параметр  $f$  можно отнести к идентифицирующим параметрам.

Число степеней свободы по информативному параметру сигнала  $S$  в общем случае зависит от времени - параметра  $t$ , поэтому  $t$  следует рассматривать как структурный параметр сигнала.

В случае, если информативный параметр  $X$  не зависит от структурного параметра  $t$ , то выбранное значение амплитуды остается неизменным на всем протяжении сигнала, т.е. каждое возможное сообщение сопоставляется с гармоническим колебанием бесконечной длительности и определенной амплитуды. Таким образом, в этом случае сигнал  $S$  по информативному параметру  $X$  имеет всего лишь одну степень свободы.

Если  $X$  зависит от параметра  $t$  в выражении  $S(t) = X(t) \sin(2 \pi f t + \varphi)$ , то сигнал  $S(t)$  в принципе имеет бесконечное число степеней свободы.

В качестве информативных можно использовать различные параметры, например  $f$  или  $\varphi$ , причем  $f$  может быть одновременно и информативным, и идентифицирующим параметром.

По информативным параметрам различают сигналы *дискретные* и *непрерывные*.

Если множество возможных значений информативного параметра сигнала **конечно или счетно**, то сигнал называется *дискретным* по данному параметру.

Если информативный параметр сигнала принимает **континиум** значений, то сигнал называется *непрерывным* по данному параметру.

Если информативный параметр не один, то сигнал может быть дискретным по одному параметру и непрерывным по другому. Поэтому часто бывает удобно пользоваться понятием «*состояние сигнала*», которое определяется тем, какие конкретные значения примут  $K$  информативных параметров по каждой степени свободы.

Число возможных состояний сигнала

$$N = (m_1 m_2 \dots m_i \dots m_k)^n, \quad (**)$$

где  $m_i$  - число возможных значений  $i$ -го параметра сигнала;  $n$  - число степеней свободы сигнала.

End Лекция 1

## Лекция 2

Из выражения (\*\*\*) ясно, что если число степеней свободы сигнала или, по крайней мере, один из сомножителей бесконечно большой, то и число состояний сигнала также будет бесконечно большим.

Так как в передатчике происходит изменение значений информативных параметров сигнала и, следовательно, изменение состояния сигнала в соответствии с передаваемым сообщением, то информация, переносимая сигналом, заключается именно в его состоянии.



- Таким образом для любой модели сигнала (дискретные значения или непрерывные процессы) сущность процесса передачи информации не меняется и состоит в следующем:
- в передатчике сообщения трансформируются в состояние сигнала;
  - сигнал в канале искажается помехой, и состояние сигнала непредсказуемо изменяется;
  - в приемнике по измененному состоянию сигнала принимается решение относительно переданного сообщения.

Отсюда ясно, что при восстановлении сообщения возможны ошибки, и очевидно, что вероятность возникновения ошибок будет тем меньше, чем существенней в некотором смысле различаются между собой состояния сигнала, кодирующие различные сообщения.

Следовательно, для того чтобы с помощью математической модели сигнала исследовать помехоустойчивость, в ней должна быть определена степень различия между возможными состояниями сигнала.

Одним из приемов, позволяющим делать это, является представление возможных состояний сигнала в виде точек в некотором абстрактном пространстве, в котором тем или иным способом определено расстояние между любыми двумя точками, т. е. метрическое пространство.

Как правило, в качестве модели сигнала используется *метрическое линейное пространство*, которое называют *пространством сигнала*.

В пространстве сигнала точек должно быть не меньше, чем возможных сообщений источника информации:  $M > C$ , где  $M$ - мощность множества пространства сигнала  $X$ ,  $C$  - мощность множества сообщений источника.

Сигналы, представляемые в пространствах, где  $M = C$ , обладают низкой устойчивостью к помехам.

Для повышения помехоустойчивости процесса передачи информации используют сигналы с большим числом состояний, чем это необходимо для кодирования всех возможных сообщений, т. е.  $M > C$ .

Тогда возникает вопрос: какие точки пространства сигнала сопоставлять возможным сообщениям источника информации?

На вход приемника поступает сигнал, искаженный помехой, которому соответствует точка  $x$  в пространстве сигнала  $X$ , отличная от той, которая была сопоставлена в передатчике передаваемому сообщению. Таким образом, в приемнике одному и тому же переданному сообщению могут соответствовать различные точки пространства сигнала. Чтобы приемник мог принимать каждый раз решение относительно переданного сообщения, пространство сигнала должно быть классифицировано, т. е. множество  $X$  должно быть априорно разбито на непересекающиеся подмножества (классы)  $C_1, C_2, \dots, C_m$  и установлено взаимно однозначное отображение разбиения  $\{C_1, C_2, \dots, C_m\}$  на множество возможных сообщений источника информации:

$$\{C_1, C_2, \dots, C_m\} \leftrightarrow C.$$

Рассмотрим один из способов такого разбиения, основанный на выделении в пространстве сигнала так называемых реперных точек  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , которые являются представителями соответствующих классов  $C_1, C_2, \dots, C_m$ .

В передатчике каждому передаваемому сообщению сопоставляется определенная реперная точка пространства сигнала. В процессе передачи помеха переводит эту реперную точку в другую точку  $x$  пространства сигнала. В приемнике осуществляется процесс, который, в сущности, сводится к оценке расстояния между точкой  $x$  пространства сигнала  $X$  и всеми реперными точками  $x_1, x_2, \dots, x_m$  и выбору той реперной точки, до которой от точки  $x$  расстояние минимально, т. е. вычисляется

$$\min_i d(x_i, x_j) \text{ для всех } i \text{ и } j \text{ от } 1 \text{ до } m. \quad (2.3)$$

Фактически в приемнике осуществляется классификация пространства сигнала, объединением точек, ближайших к данной реперной точке  $x_i$ , в один класс  $C_i(x, x_i)$  (рис. 2.2):

$$C_i(x, x_i) = \{x \in X \mid d(x, x_i) < d(x, x_j), i \neq j\}. \quad (2.4)$$

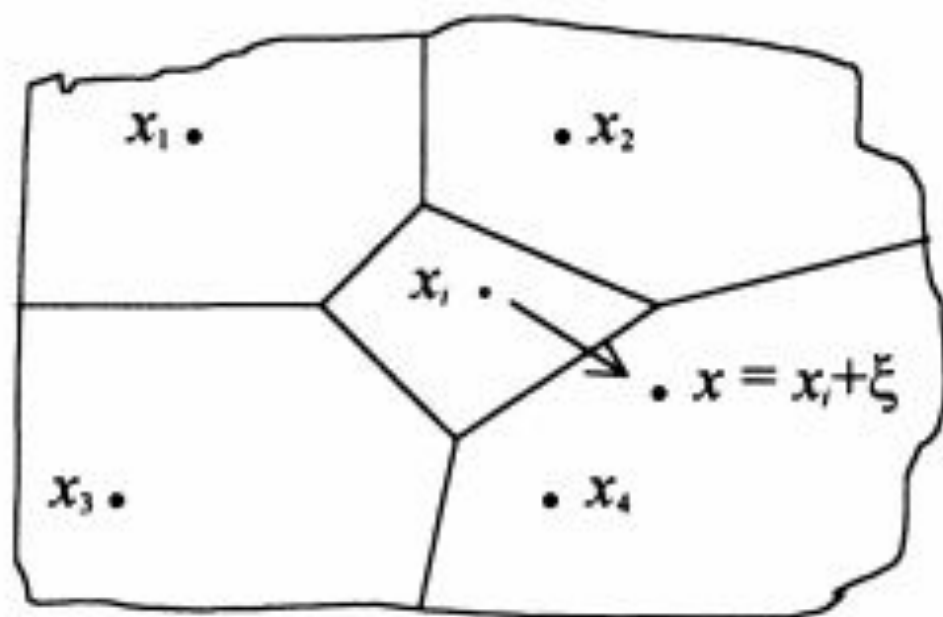


Рис. 2.2. Классификация пространства сигнала

На рис. 2.2 линии состоят из точек пространства, не вошедших ни в один из классов.

Искажение сигнала в канале можно рассматривать как наложение на выбранную передатчиком реперную точку  $x_i$  некоторой помехи  $\xi$ . В результате становится доступной для анализа в приемнике точка  $x = x_i + \xi$ . Значения  $x_i$  и  $\xi$  неизвестны. Поэтому возникает задача так распределить реперные точки при заданном статистическом описании сообщений и помехи, чтобы выход точки  $x = x_i + \xi$  за границы класса  $C_i(x, x_i)$  происходил бы как можно реже.

Рассмотрим одно из частных решений поставленной задачи. Пусть пространство сигнала есть линейное пространство, заданное в некотором ортонормированном базисе  $u_1, u_2, \dots, u_n$ . В ортонормированном линейном векторном пространстве *норма* произвольного вектора

$$v = \sum_{i=1}^n \alpha_i u_i = \alpha_1 u_1 + \alpha_2 u_2 + \dots + \alpha_k u_k + \dots + \alpha_n u_n \quad (2.5)$$



определится как

$$\|v\| = \sqrt{(v, v)} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \alpha_i^2}, \quad (2.6)$$

а расстояние между парой векторов  $v$  и  $w$  определяется выражением:

$$d(v, w) = \|v - w\| = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\alpha_i - \beta_i)^2} = \sqrt{(v - w, v - w)}. \quad (2.7)$$

Точка  $x = \alpha_1 u_1 + \alpha_2 u_2 + \dots + \alpha_k u_k + \dots + \alpha_n u_n$  – произвольная точка в этом пространстве. Она рассматривается как возможное состояние сигнала, в частности возможное значение его информативного параметра.

В теории связи квадрат нормы вектора  $x$  обычно называют *энергией* сигнала.

$$E = \|x\|^2 = (x, x). \quad (2.8)$$

Предположим, что в рассматриваемом пространстве сигнала необходимо разместить  $m$  реперных точек –  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , расстояние между любой парой точек  $x_i$  и  $x_j$ :

$$d(x_i, x_j) = \|x_i - x_j\|. \quad (2.9)$$

Для уменьшения числа ошибок при восстановлении сообщений необходимо стремиться увеличивать расстояние между реперными точками.

Пусть  $E_i$  – энергия сигнала  $x_i$ , а  $E_j$  – энергия сигнала  $x_j$ . Умножим левую и правую части равенства (2.9) на вещественное неотрицательное число  $\lambda$ :

$$\lambda d(x_i, x_j) = \|\lambda x_i - \lambda x_j\|. \quad (2.10)$$

Используя выражение для энергии, для сигналов  $\lambda x_i$  и  $\lambda x_j$  получим значения энергий  $\lambda^2 E_i$  и  $\lambda^2 E_j$  соответственно. Отсюда следует, что при пропорциональном увеличении энергии сигналов  $x_i$  и  $x_j$  расстояние между ними увеличивается. Реальная энергия сигнала всегда ограничена. Поэтому будем решать задачу оптимального распределения реперных точек в пространстве сигнала при условии равенства конечных энергий сигналов  $x_1, x_2, \dots, x_m$ , выполняющих роль реперных точек.

Из определения расстояния в линейных пространствах со скалярным произведением векторов, имеем:

$$\begin{aligned}d^2(x_i, x_j) &= (x_i - x_j, x_i - x_j) = (x_i, x_i - x_j) - (x_j, x_i - x_j) = \\ &= (x_i, x_i) - (x_i, x_j) - (x_j, x_i) + (x_j, x_j).\end{aligned}\tag{2.11}$$

Учитывая, что  $E_i = (x_i, x_i)$ , а  $E_j = (x_j, x_j)$  и по условию  $E_i = E_j = E$  получим:

$$d^2(x_i, x_j) = 2E - 2(x_i, x_j),\tag{2.12}$$

т. е. расстояние между сигналами зависит не только от их энергии, но и от их скалярного произведения.

Учитывая, что  $-E \leq (x_i, x_j) \leq E$ , представим скалярное произведение  $(x_i, x_j)$  в виде произведения  $\lambda_{ij}E$ , где  $\lambda_{ij}$  – коэффициент различимости сигналов ( $-1 \leq \lambda_{ij} \leq 1$ ):

$$d^2(x_i, x_j) = 2E(1 - \lambda_{ij}). \quad (2.13)$$

Из формулы (2.13) видно, что расстояние между сигналами минимально и равно нулю, когда  $x_i = x_j$ , при этом  $(x_i, x_j) = E$ ,  $\lambda_{ij} = 1$ ,  $d(x_i, x_j) = 0$ .

Расстояние между сигналами  $x_i$  и  $x_j$  равной энергии максимально, когда  $x_i = -x_j$ . В этом случае  $\lambda_{ij} = -1$ , а  $d^2(x_i, x_j) = 4E$ .

Если в пространстве сигнала необходимо разместить только две реперные точки, то вопрос об их оптимальном распределении решается весьма просто: нужно выбрать произвольный сигнал  $x_1$  заданной энергии и в качестве второго сигнала  $x_2$  взять сигнал  $-x_1$ .

## **Количественная оценка информационного содержания сигнала**

Рассмотрим дискретный по параметру информативности сигнал. С помощью этого сигнала можно закодировать конечное множество возможных сообщений. Интуитивно понятно, что количество информации, которое получает адресат, некоторым образом связано с априорной неопределенностью ситуации, зависящей, в конечном счете, от числа возможных сообщений. Таким образом, чем больше число возможных сообщений и, следовательно, чем больше возможных значений сигнала, тем больше априорная неопределенность и тем большее количество информации получает адресат, когда эта неопределенность снимается.

Впервые количественную оценку неопределенности ввел в 1928 г. Р. Хартли для опыта  $X$  с  $m$  различными исходами:

$$H(X) = \log m. \quad (2.14)$$

Под опытом  $X$  можно понимать информативный параметр сигнала.

Однако в оценке Р. Хартли не учтены вероятности различных исходов. К. Шеннон ограничил рамки применимости оценки Р. Хартли случаем, когда все  $m$  исходов в опыте  $X$  равновероятны ( $p = 1/m$ ), а затем применил формулу к разновероятным исходам, усреднив полученные неопределенности по всем исходам.



Для опыта  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ , где  $x_1, x_2, \dots, x_m$  – возможные исходы с вероятностями  $p_1, p_2, \dots, p_m$ , неопределенность каждого исхода равна  $-\log p_1, -\log p_2, \dots, -\log p_m$ , а математическое ожидание дает количественную оценку неопределенности – энтропию:

$$H(X) = -\sum_{i=1}^m p_i \log p_i \quad (2.15)$$

Понятие энтропии тесно связано с понятием количества информации. Под количеством информации понимается мера снятия неопределенности в процессе получения сигнала адресатом.

**Пример.** Априорно ситуация характеризовалась энтропией  $H_1$ . После получения сигнала, энтропия уменьшилась до  $H_2$ . Количество информации, полученной адресатом, равно  $I = H_1 - H_2$ . Если неопределенность снята полностью ( $H_2 = 0$ ), то  $I = H_1$ .

Рассмотрим свойства, которыми обладает энтропия дискретного сигнала. Энтропия заранее известного сигнала (значение его информативного параметра априорно известно) равна нулю. Формула для энтропии в этом случае будет состоять из слагаемых только двух видов: либо  $1 \times \log 1$  для заранее известного сигнала, либо  $0 \times \log 0$ , так как вероятность появления всех других равна нулю.

Так как  $1 \times \log 1 = 0$  и  $\lim_{x \rightarrow 0} (x \times \log x) = 0$ , то энтропия заранее известного сигнала равна нулю.

Энтропия – вещественная и неотрицательная величина. Это справедливо, так как перед знаком суммы в формуле энтропии стоит знак минус, а вероятности неотрицательны и не превышают значение единицы. Энтропия – величина конечная при любом конечном числе  $m$ .

Продифференцируем и приравняем нулю производную:

$$\frac{d}{dp_i} (-p_i \log p_i) = -\log p_i - p_i \frac{1}{p_i} \log e = 0. \quad (2.16)$$

Отсюда следует, что  $p_i = 1/e$  и все слагаемые в формуле для энтропии не превышают значение  $1/e \times \log e$ . Следовательно,  $H(X)$  – конечна.

Энтропия достигает максимального значения, когда вероятности появления возможных значений информативного параметра сигнала одинаковы.

Найдем максимум функции

$$F = -\sum_{i=1}^m p_i \log p_i - \lambda \sum_{i=1}^m p_i \quad (2.17)$$

методом неопределенных множителей Лагранжа при дополнительном условии

$$\sum_{i=1}^m p_i = 1.$$

Дифференцировав  $F$  по  $p_i$  и приравняв производную нулю, получим:

$$-\log p_i - 1/p_i p_i \log e - \lambda = 0$$

или

$$-\log p_i = \log e + \lambda, \quad (2.18)$$

т. е. вероятность  $p_i$  не зависит от переменной суммирования  $i$ . Это может быть лишь в том случае, когда все вероятности равны между собой:  $p_1 = p_2 = \dots = p_m = p = 1/m$ .

Следовательно,

$$H_{\max} = - \sum_{i=1}^m \frac{1}{m} \log \left( \frac{1}{m} \right) = \log m, \quad (2.19)$$

таким образом энтропия достигает своего максимального значения при равновероятных значениях информативного параметра сигнала и равна оценке Р. Хартли.

Для получения количественной оценки энтропии обычно используют основание логарифма равное двум, при этом полученная единица измерения количества информации называется битом (bit – binary digit).

## **Непрерывный и дискретный каналы**

В зависимости от того, какие сигналы передаются по каналу связи, различают аналоговые (непрерывные) и цифровые (дискретные) каналы.

В аналоговых каналах передатчик (см. рис. 2.1) выполняет роль устройства согласования источника сообщений с непрерывным каналом, т.е. осуществляет преобразование непрерывного или дискретного сообщения в непрерывный по структурному параметру сигнал с такими характеристиками, которые обеспечивают его прохождение по данному каналу связи. В таких каналах для согласования параметров среды и сигналов применяют амплитудную, частотную, фазовую и квадратурно-амплитудную модуляции.

В цифровых каналах на выходе передатчика и входе приемника действует дискретный по структурному параметру сигнал. В них для передачи данных используют самосинхронизирующиеся коды, а для передачи аналоговых сигналов – кодово-импульсную модуляцию.

Обычно дискретным каналом называют комплекс технических средств, обеспечивающих передачу дискретного сигнала. Во многих системах передачи данных дискретный канал включает непрерывный канал связи. Однако при анализе дискретного канала свойства непрерывного канала учитывают косвенно через свойства источника ошибок.



*Основными характеристиками непрерывных каналов связи являются:*  
амплитудно-частотная характеристика,  
полоса пропускания,  
затухание,  
помехоустойчивость,  
шумы,  
пропускная способность,  
достоверность передачи данных,  
удельная стоимость.

Разработчика вычислительной сети в первую очередь интересуют пропускная способность и достоверность передачи данных, поскольку эти характеристики прямо влияют на производительность и надежность создаваемой сети.

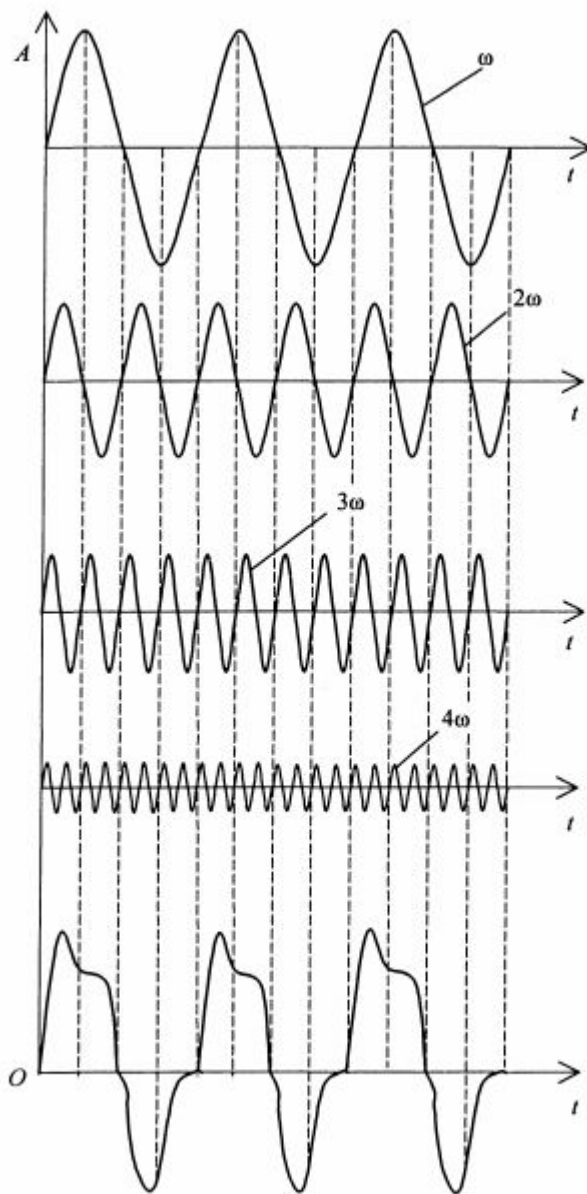
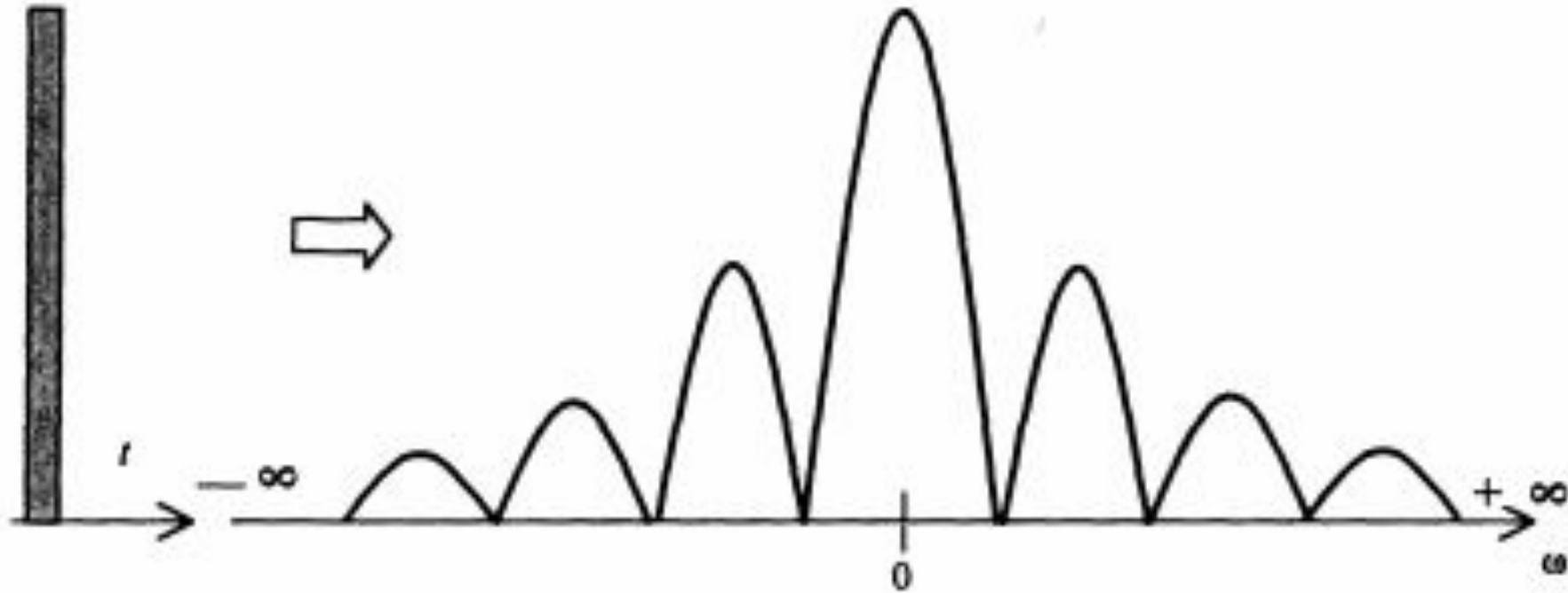


Рис. 2.3. Представление периодического сигнала суммой синусоид



**Рис. 2.4.** Спектральное разложение идеального импульса

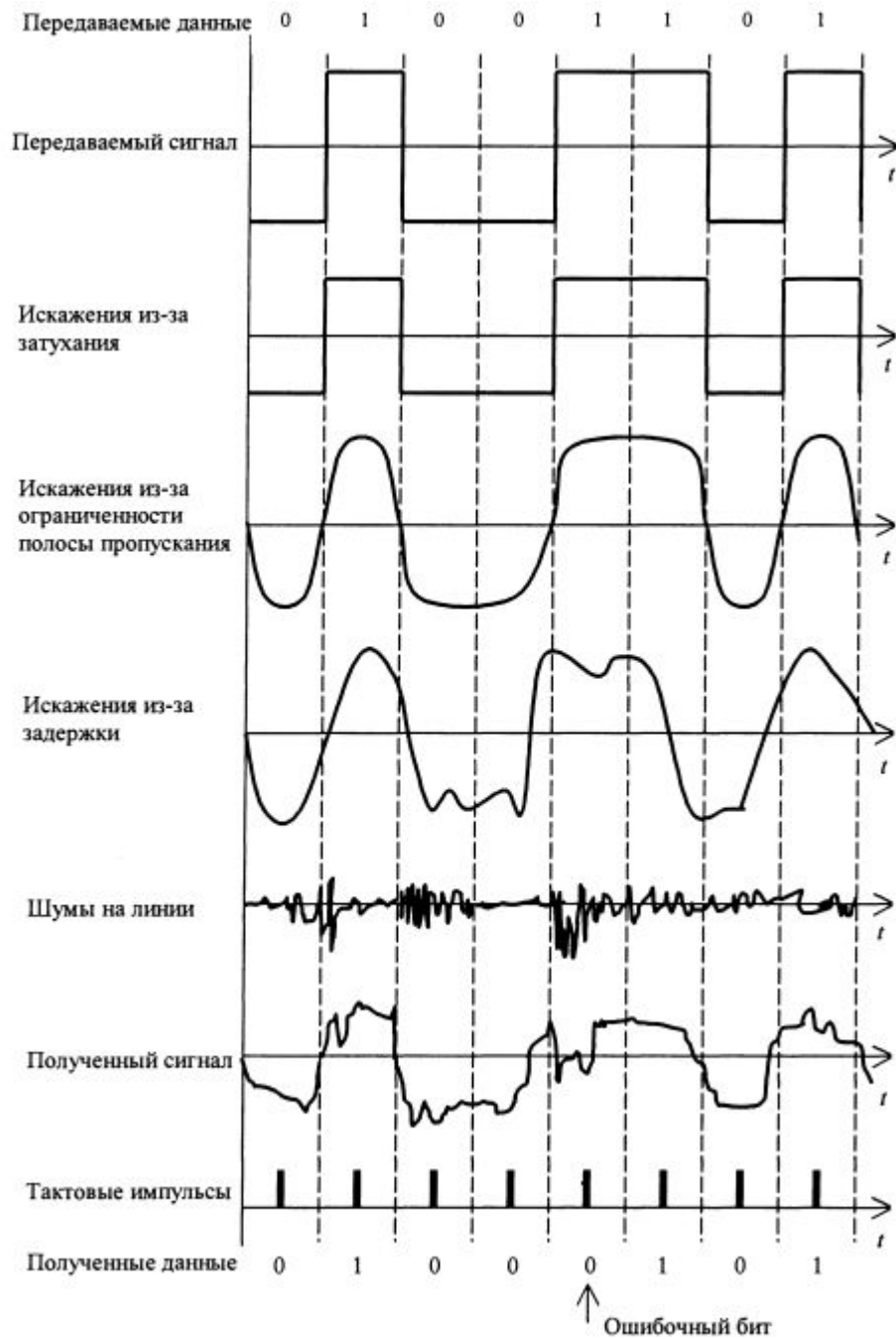


Рис. 2.5. Источники затухания и искажения сигнала



Рис. 2.6. Амплитудно-частотная характеристика

Затухание  $A$  (дБ) вычисляют по формуле:

$$A = 10 \lg P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}, \quad (2.20)$$

где  $P_{\text{вых}}$  – мощность сигнала на выходе канала,  $P_{\text{вх}}$  – мощность сигнала на входе канала.

Так как мощность выходного сигнала среды передачи без промежуточных усилителей всегда меньше, чем мощность входного сигнала, затухание среды передачи всегда является отрицательной величиной.

Абсолютный уровень мощности, например, уровень мощности передатчика, также измеряется в децибелах. При этом в качестве базового значения мощности сигнала, относительно которого измеряется текущая мощность, принимается значение в 1 мВт. Таким образом, уровень мощности, дБм,

$$p = 10 \lg P/1 \text{ мВт}, \quad (2.21)$$

где  $P$  – мощность сигнала, мВт; дБм ( $dBm$ ) – единица измерения уровня мощности (децибел на 1 мВт).

*Полоса пропускания* (bandwidth) – непрерывный диапазон частот, для которого отношение амплитуды выходного сигнала ко входному превышает некоторый заранее заданный предел, обычно 0,5; т. е. полоса пропускания определяет диапазон частот синусоидального сигнала, при которых этот сигнал передается по каналу связи без значительных искажений.

Так как любой дискретный сигнал состоит из компонент различной частоты, то на вход приемного устройства поступают только те компоненты, частоты которых находятся внутри полосы пропускания. Ограниченность полосы пропускания приводит к частотным искажениям сигнала. Известно, что амплитуда каждой из частотных гармоник снижается с ростом частоты. Поэтому, чем шире полоса пропускания среды передачи, тем большее число высокочастотных компонент проходит по линии связи, а следовательно, тем надежнее будет полученный сигнал воспроизводить переданный сигнал.



*Искажение из-за задержки* определяется тем, что скорость распространения синусоидального сигнала по линии связи изменяется с изменением частоты. Следовательно, при передаче цифрового сигнала различные компоненты, из которых образован сигнал, достигают приемника с различными задержками. Результатом этого является искажение сигнала, называемое искажением, вызванным задержкой. Степень искажения растет с увеличением скорости передачи битов, что вызвано следующей причиной: по мере роста скорости битов некоторые частотные компоненты, связанные с передачей данного бита, задерживаются и начинают влиять на частотные компоненты следующего бита.

Поэтому искажения из-за задержки называют также межсимвольными взаимными помехами. В результате действия этого искажения в моменты измерения поступивший сигнал изменяется. Так как обычно поступивший сигнал измеряется в номинальном центре каждого битового интервала, то, следовательно, при увеличении скорости битов искажение из-за задержки может привести к некорректной интерпретации полученного сигнала.

*Шумы* постоянно присутствуют в реальном канале. В отсутствие передаваемого сигнала в идеальной линии связи должен быть нулевой уровень электрического сигнала. Однако на практике в линии имеют место случайные всплески даже тогда, когда никакой сигнал не передается. Эти всплески называют уровнем шумов в линии, и в пределе по мере затухания передаваемого сигнала его уровень становится сравнимым с уровнем шума. Важным параметром, связанным со средой передачи является отношение мощности полученного сигнала  $P_S$  к мощности уровня шумов  $P_N$ :  $SNP = P_S / P_N$ . Отношение  $S/N$  называют отношением сигнал–шум и обычно выражают в децибелах:

$$S/N = 10 \lg (SNP). \quad (2.22)$$

Совершенно очевидно, что высокое значение отношения свидетельствует о высокой мощности сигнала по отношению к имеющемуся уровню шумов и поэтому характеризует сигнал хорошего качества. Наоборот, низкое значение отношения  $S/N$  свидетельствует о сигнале низкого качества.

*Помехоустойчивость линии* определяет ее способность уменьшать уровень помех, создаваемых внешней средой, на внутренних проводниках. Помехоустойчивость линии зависит от типа используемой физической среды, а также от экранирующих и подавляющих помехи средств самой линии. Наименее помехоустойчивыми являются радиолинии, хорошей устойчивостью обладают кабельные линии и отличной – волоконно-оптические линии, малочувствительные ко внешнему электромагнитному излучению. Обычно для уменьшения помех, появляющихся из-за внешних электромагнитных полей, проводники экранируют и/или скручивают.

Перекрестные наводки NEXT (Near End Cross Talk) определяют помехоустойчивость кабеля к внутренним источникам помех, когда электромагнитное поле сигнала, передаваемого выходом передатчика по одной паре проводников, наводит на другую пару проводников сигнал помехи. Если ко второй паре будет подключен приемник, то он может принять наведенную внутреннюю помеху за полезный сигнал. Показатель NEXT, выраженный в децибелах, равен

$$\text{NEXT} = 10 \lg P_{\text{вых}} / P_{\text{нав}},$$

где  $P_{\text{вых}}$  – мощность выходного сигнала,  $P_{\text{нав}}$  – мощность наведенного сигнала.

Показатель NEXT обычно используют применительно к кабелю, состоящему из нескольких витых пар, так как в этом случае взаимные наводки одной пары на другую могут достигать значительных величин.

*Пропускная способность* (throughput) линии характеризует максимально возможную скорость передачи данных по линии связи. Пропускная способность измеряется в битах в секунду – бит/с, а также в производных единицах: кбит/с, Мбит/с и т. д.

Выбор способа представления дискретной информации в виде сигналов, подаваемых на линию связи, называется физическим или линейным кодированием. От выбранного способа кодирования зависит спектр сигналов и, соответственно, пропускная способность линии. Таким образом, для одного способа кодирования линия может характеризоваться одной пропускной способностью, а для другого – другой.

Теория информации говорит, что любое различимое и непредсказуемое изменение принимаемого сигнала несет в себе информацию. В соответствии с этим прием синусоиды, у которой амплитуда, фаза и частота остаются неизменными, информации не несет, так как изменение сигнала хотя и происходит, но является хорошо предсказуемым. Большинство способов кодирования используют изменение какого-либо параметра периодического сигнала: частоты, амплитуды и фазы синусоиды или же знак потенциала последовательности импульсов. Периодический сигнал, параметры которого изменяются, называют несущим сигналом, сигналом-переносчиком или несущей частотой, если в качестве такого сигнала используется синусоида.

Если сигнал изменяется так, что равновероятно можно различить только два состояния его информативного параметра, то в соответствии с оценкой Р. Хартли любое изменение сигнала, как отмечалось выше, будет соответствовать наименьшей единице информации – биту. Если же сигнал может иметь более двух различных состояний, то любое его изменение будет нести несколько бит информации.

Количество изменений информативного параметра несущего периодического сигнала в секунду измеряется в бодах (*baud*). Период времени между соседними изменениями информативного параметра сигнала называется тактом работы передатчика или бодовым интервалом.

Пропускная способность линии в бит/с в общем случае не совпадает с числом бод. Она может быть как выше, так и ниже числа бод, что зависит от способа кодирования.

Если сигнал имеет более двух различных состояний, то пропускная способность в бит/с будет выше, чем число бод. Например, если информативными параметрами являются фаза и амплитуда синусоиды, причем различаются 4 состояния фазы в  $0$ ,  $90$ ,  $180$  и  $270^\circ$  и два значения амплитуды сигнала, то информационный сигнал может иметь 8 различных состояний. В этом случае модем, работающий со скоростью 2400 бод (с тактовой частотой 2400 Гц) передает информацию со скоростью 7200 бит/с, так как при одном изменении сигнала передается 3 бита информации.



Достоверность передачи данных характеризует вероятность искажения для каждого передаваемого бита данных. Иногда этот же показатель называют интенсивностью битовых ошибок (BER – Bit Error Rate). Значение BER для каналов связи без дополнительных средств защиты от ошибок (например, самокорректирующихся кодов или протоколов с повторной передачей искаженных кадров) составляет, как правило,  $10^{-4}$ – $10^{-6}$  в оптоволоконных линиях связи –  $10^{-9}$ . Значение достоверности передачи данных, например,  $10^{-4}$  говорит о том, что в среднем из 10000 бит искажается значение одного бита.

Искажения бит происходят как из-за наличия помех на линии, так и по причине искажений формы сигнала ограниченной полосой пропускания линии. Поэтому для повышения достоверности передаваемых данных нужно повышать степень помехозащищенности линии, снижать уровень перекрестных наводок в кабеле, а также использовать более широкополосные линии связи.

Чем выше частота несущего периодического сигнала, тем больше информации в единицу времени передается по линии и тем выше пропускная способность линии при фиксированном способе физического кодирования. Однако, с другой стороны, с увеличением частоты периодического несущего сигнала увеличивается и ширина спектра этого сигнала, т. е. разность между максимальной и минимальной частотами того набора синусоид, которые в сумме дадут выбранную для физического кодирования последовательность сигналов. Линия связи передает этот спектр синусоид с теми искажениями, которые определяются ее полосой пропускания. Чем больше несоответствие между полосой пропускания линии и шириной спектра передаваемых информационных сигналов, тем больше сигналы искажаются и тем вероятнее ошибки в распознавании информации принимающей стороной, а значит, скорость передачи информации на самом деле оказывается меньше, чем можно было предположить.

Связь между полосой пропускания линии и ее максимально возможной пропускной способностью, вне зависимости от принятого способа физического кодирования, установили Шеннон и Хартли. Эта формула называется законом Шеннона–Хартли:

$$C = B \log_2(1 + SNP), \quad (2.23)$$

где  $C$  – максимальная пропускная способность линии, бит/с;  $B$  – ширина полосы пропускания линии, Гц;  $SNP$  – отношение мощностей сигнала и шума.

Из формулы (2.23) видно, что хотя теоретического предела пропускной способности линии с фиксированной полосой пропускания не существует, на практике такой предел имеется. Действительно, повысить пропускную способность линии можно за счет увеличения мощности передатчика или же уменьшения мощности шума (помех) на линии связи. Обе эти составляющие поддаются изменению с большим трудом. Повышение мощности передатчика ведет к значительному увеличению его габаритов и стоимости. Снижение уровня шума требует применения специальных кабелей с хорошими защитными экранами, что весьма дорого, а также снижения шума в передатчике и промежуточной аппаратуре, чего достичь весьма не просто. К тому же влияние мощностей полезного сигнала и шума на пропускную способность ограничено логарифмической зависимостью, которая растет далеко не так быстро, как прямо-пропорциональная. Так, при достаточно типичном исходном отношении мощности сигнала к мощности шума в 100 раз, повышение мощности передатчика в 2 раза даст только 15 % увеличения пропускной способности линии.

Найквист вывел формулу, определяющую зависимость максимальной скорости передачи информации (данных)  $C$  [бит/с] от ширины полосы пропускания  $B$  без учета шума в канале:

$$C = 2B \log_2 M, \quad (2.24)$$

где  $M$  – число различных состояний информативного параметра сигнала.

Если сигнал имеет 2 состояния, то пропускная способность равна удвоенному значению ширины полосы пропускания линии связи.

Если же передатчик использует более чем 2 устойчивых состояния сигнала для кодирования данных, то пропускная способность линии повышается, так как за один такт работы передатчик передает несколько бит исходных данных.

**Пример.** Модем в телефонной сети общего пользования применяет метод квадратурной амплитудной модуляции с 8-ю уровнями ( 4 значения фазы x 2 значения амплитуды для каждой фазы) на каждый сигнальный элемент. Если полоса пропускания телефонной сети равна 3100 Гц, то согласно формуле Найквиста максимальная скорость передачи данных будет равна:

$$C = 2B \log_2 M = 2 \cdot 3100 \cdot \log_2 8 = 18600 \text{ бит/с.}$$

## **Передача данных на физическом уровне**

Под данными понимают информацию, закодированную в цифровой форме. При передаче данных по каналам связи применяют два основных типа физического кодирования – на основе синусоидального несущего сигнала и на основе последовательности прямоугольных импульсов. Первый способ часто называют также модуляцией или аналоговой модуляцией, подчеркивая тот факт, что кодирование осуществляется за счет изменения параметров аналогового сигнала. Вторым способом обычно называют цифровым кодированием. Эти способы отличаются шириной спектра результирующего сигнала и сложностью аппаратуры, необходимой для их реализации.

При использовании прямоугольных импульсов спектр результирующего сигнала получается весьма широким. Это не удивительно, если вспомнить, что спектр идеального импульса имеет бесконечную ширину. Применение синусоиды приводит к спектру гораздо меньшей ширины при той же скорости передачи информации. Однако для реализации синусоидальной модуляции необходима более сложная и дорогая аппаратура, чем для реализации прямоугольных импульсов.

В настоящее время все чаще данные, изначально имеющие аналоговую форму – речь, телевизионное изображение, – передают по каналам связи в дискретном виде, т. е. в виде последовательности единиц и нулей. Процесс представления аналоговой информации в дискретной форме называется *дискретной модуляцией*.

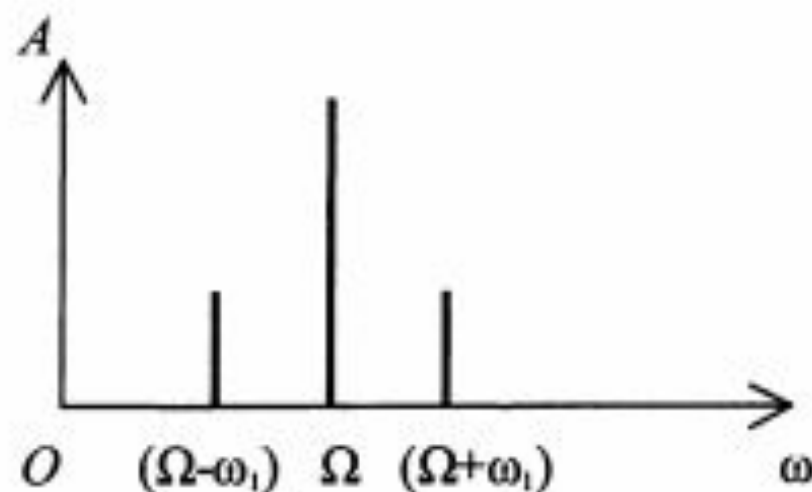


При передаче данных по непрерывному (аналоговому) каналу связи используют определенный физический процесс, называемый сигналом-переносчиком. Математической моделью его может служить функция времени  $s(t, A, B, \dots)$ , зависящая также от параметров  $A, B, \dots$ . Некоторые параметры сигналов фиксированы при данных условиях передачи, и тогда они выполняют роль идентифицирующих параметров. Другие подвергаются воздействию со стороны передатчика, и в этом случае выполняют роль информативных параметров.

*Модуляция* – отображение на передающей стороне множества возможных значений входного сигнала на множество возможных значений информативного параметра сигнала-переносчика. На приемной стороне возникает обратная задача – восстановить исходный сигнал, т. е. осуществить демодуляцию.

Как правило, аналоговую модуляцию применяют для передачи дискретных данных по каналам с узкой полосой частот, типичным представителем которых является канал тональной частоты (ТЧ), предоставляемый в распоряжение пользователям общественных телефонных сетей. Этот канал передает частоты в диапазоне от 300 до 3400 Гц, таким образом, его полоса пропускания равна 3100 Гц. Строгое ограничение полосы пропускания канала ТЧ связано с использованием аппаратуры уплотнения и коммутации каналов в телефонных сетях. Устройство, осуществляющее модуляцию несущей синусоиды на передающей стороне и демодуляцию на приемной стороне, носит название модем (модулятор—демодулятор).

**Амплитудная модуляция.** В системах с амплитудной модуляцией (АМ) модулирующая функция  $\lambda(t)$  изменяет амплитуду высокочастотной гармонической функции  $s(t)$  сигнала-переносчика:



**Рис. 2.7.** Спектр амплитудно-модулированного сигнала

$$s(t) = A \sin(\Omega t + \Phi). \quad (2.25)$$

Амплитудно-модулированный сигнал имеет вид:

$$s(t) = A[1 + m\lambda(t)] \sin(\Omega t + \Phi), \quad (2.26)$$

где  $m$  — коэффициент модуляции.

Пусть модулирующая функция  $\lambda(t) = \sin \omega_1 t$ , тогда, подставив ее в выражение для  $s(t)$  и осуществив преобразования, получим:

$$s(t) = A \left\{ \sin(\Omega t + \Phi) + \frac{m}{2} \cos[(\Omega - \omega_1)t + \Phi] - \frac{m}{2} \cos[(\Omega + \omega_1)t + \Phi] \right\}. \quad (2.27)$$

Амплитудно-модулированный сигнал имеет дискретный (линейчатый) спектр, состоящий из трех линий (рис. 2.7): несущей частоты  $\Omega$  и двух боковых частот  $(\Omega - \omega_1)$  и  $(\Omega + \omega_1)$  – одна ниже, другая выше несущей частоты. Их называют верхней и нижней боковыми частотами. Нижняя боковая – это зеркальное отображение верхней боковой по отношению к частоте несущей  $\Omega$ . Из формулы (2.27) видно, что вся информация о модулирующей функции полностью содержится в любой из боковых частот.

Система с АМ, которая передает обе боковых и несущую частоту, известна, как двухполосная система (DSB – double sideband). Несущая не несет никакой полезной информации и может быть удалена, но с несущей или без, полоса сигнала DSB вдвое больше полосы изначального сигнала. Для сужения рабочей полосы частот канала связи возможно вытеснение не только несущей, но и одной из боковых, так как они несут одну информацию. Этот вид АМ известен, как однополосная модуляция с подавленной несущей SSB-SC (Single SideBand Suppressed Carrier). Этот вид модуляции создает новый сигнал, идентичный оригиналу, но сдвинутый вверх по частоте. Частоту несущей выбирают в соответствии с условиями среды передачи. Демодуляция сигнала АМ достигается путем смешивания модулированного сигнала с несущей той же самой частоты, что и на модуляторе. Изначальный сигнал затем получают как отдельную частоту (или полосу частот) и его можно отфильтровать от других сигналов. При использовании SSB-SC несущая для демодуляции генерируется на месте, и она может не совпадать с частотой несущей на модуляторе. Небольшая разница между двумя несущими частотами является причиной несовпадения восстанавливаемых частот, что присуще телефонным цепям.

*Импульсная амплитудная модуляция (PAM – pulse amplitude modulation).* Она использует модулирующий цифровой сигнал и реализует кодирование более чем одного бита на бод путем кодирования бинарного сигнала данных в сигнал с более чем двумя уровнями. Для примера, биты бинарного сигнала данных могут быть разбиты на пары. Возможны четыре комбинации пары бит и каждая пара может быть представлена одним из четырех уровней амплитуды. Закодированный четырехуровневый сигнал имеет половину скорости в бодах изначального сигнала данных и может быть использован для амплитудной модуляции несущей обычным образом.

**Частотная модуляция.** В системах частотной модуляции (ЧМ) частота несущей изменяется в соответствии с формой модулирующего сигнала. В этом случае частота  $\Omega$  несущей (сигнала-переносчика  $s(t) = A \sin \Omega t$ ) модулируется функцией  $\cos \omega_1 t$ :

$$\omega = \Omega [1 + m\lambda(t)] = \Omega [1 + (\Delta\omega / \Omega) \cos \omega_1 t], \quad (2.28)$$

где  $\Delta\omega / \Omega$  – коэффициент модуляции (относительное изменение частоты);  $\Delta\omega$  – девиация частоты.

Тогда сигнал-переносчик

$$s(t) = A \left( \sin \int_0^t \omega dt \right) = A (\sin \Omega t \cos(\beta \sin \omega_1 t) + \cos \Omega t \sin(\beta \sin \omega_1 t)). \quad (2.29)$$

Здесь  $\beta = \Delta\omega/\omega_1$  – индекс модуляции.

При  $\beta \ll 1$

$$\begin{aligned} s(t) &\approx A (\sin \Omega t + \beta \sin \omega_1 t \cos \Omega t) = \\ &= A [\sin \Omega t + (\beta/2) \sin(\omega_1 + \Omega)t + (\beta/2) \sin(\omega_1 - \Omega)t], \end{aligned} \quad (2.30)$$

т. е. спектр частот ЧМ-сигнала практически не отличается от спектра АМ-сигнала.



Системы, в которых модулирующим сигналом является бинарный сигнал и, следовательно, несущая переключается сигналами с одной частоты на другую при неизменной амплитуде, называют системами FSK (Frequency Shift Keying)

Частотная модуляция помехоустойчива, поскольку искажению при помехах подвергается в основном амплитуда сигнала, а не частота. Необходимая для этого вида модуляции ширина спектра сигнала может быть значительно уже всей полосы пропускания канала. Частотная модуляция превосходит амплитудную в устойчивости к некоторым воздействиям, присутствующим в телефонной сети и ее следует использовать на более низких скоростях, где не требуется большая полоса частот. FSK является асинхронной техникой модуляции, для нее не требуется синхроимпульсов в модеме.

**Фазовая модуляция.** При фазовой модуляции (ФМ) информативным параметром сигнала-переносчика служит фаза  $\Phi$  несущей частоты  $\Omega$ :

$$s(t) = A \sin\{\Omega t + \Phi + \Delta\varphi\lambda(t)\}. \quad (2.31)$$

Пусть модулирующей функцией является синусоида  $\lambda(t) = \sin \omega_1 t$ , тогда фазомодулированный сигнал будет описываться выражением :

$$s(t) = A[\sin(\Omega t + \Phi)\cos(\Delta\varphi \sin \omega_1 t) + \cos(\Omega t + \Phi)\sin(\Delta\varphi \sin \omega_1 t)]. \quad (2.32)$$

Отсюда видно, что ЧМ и ФМ-сигналы похожи по форме. Различие заключается лишь в том, что коэффициент модуляции для ФМ-сигнала  $\Delta\varphi$  постоянен, а индекс модуляции для ЧМ-сигнала  $\beta$  зависит от частоты модулирующего сигнала  $\omega_1$ .

При использовании ФМ для передачи данных каждому информационному элементу – биту – ставится в соответствие определенное значение фазы (например,  $0^\circ$  – для передачи нуля,  $180^\circ$  – для передачи единицы).

При *фазоразностной модуляции* (DPSK – Differential Phase Shift Keying) каждому информационному элементу ставится в соответствие не абсолютное значение фазы, а ее изменение относительно предыдущего значения. Если информационный элемент есть *дубит*, то в зависимости от его значения (00, 01, 10 или 11) фаза сигнала может измениться на  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  или не измениться вовсе. Из теории информации известно, что фазовая модуляция наиболее информативна, однако увеличение числа кодируемых бит выше трех (8 позиций поворота фазы) приводит к резкому снижению помехоустойчивости. Поэтому в высокоскоростных модемах применяются комбинированные амплитудно-фазовые методы модуляции.

**Квадратурно-амплитудная модуляция.** *Многопозиционную амплитудно-фазовую модуляцию называют еще квадратурной амплитудной модуляцией (QAM – Quadrature Amplitude Modulation).* В данном виде модуляции для повышения пропускной способности используют одновременную манипуляцию двух параметров несущего колебания – амплитуды и фазы. Каждое возможное состояние модулированного сигнала (вектор сигнала или точка сигнального пространства) характеризуется определенным значением амплитуды и фазы, которые входят в так называемое *созвездие*.

В настоящее время используют модуляции, в которых количество кодируемых на одном бодовом интервале информационных бит может достигать до 8, а, соответственно, созвездие иметь число состояний сигнала в сигнальном пространстве – до 256.

# Методы кодирования

## Выбор способа кодирования

При выборе способа кодирования нужно одновременно стремиться к достижению нескольких целей:

- минимизировать ширину спектра сигнала, полученного в результате кодирования;
- обеспечивать синхронизацию между передатчиком и приемником;
- обеспечивать устойчивость к шумам;
- обнаруживать и по возможности исправлять битовые ошибки;
- минимизировать мощность передатчика.

Более **узкий спектр сигнала** позволяет на одной и той же линии (с одной и той же полосой пропускания) добиваться более высокой скорости передачи данных.

Как мы видели ранее, спектр сигнала при некотором выбранном методе кодирования пропорционально увеличивается при увеличении тактовой частоты передатчика, например для потенциального кодирования эта зависимость прямо пропорциональна.

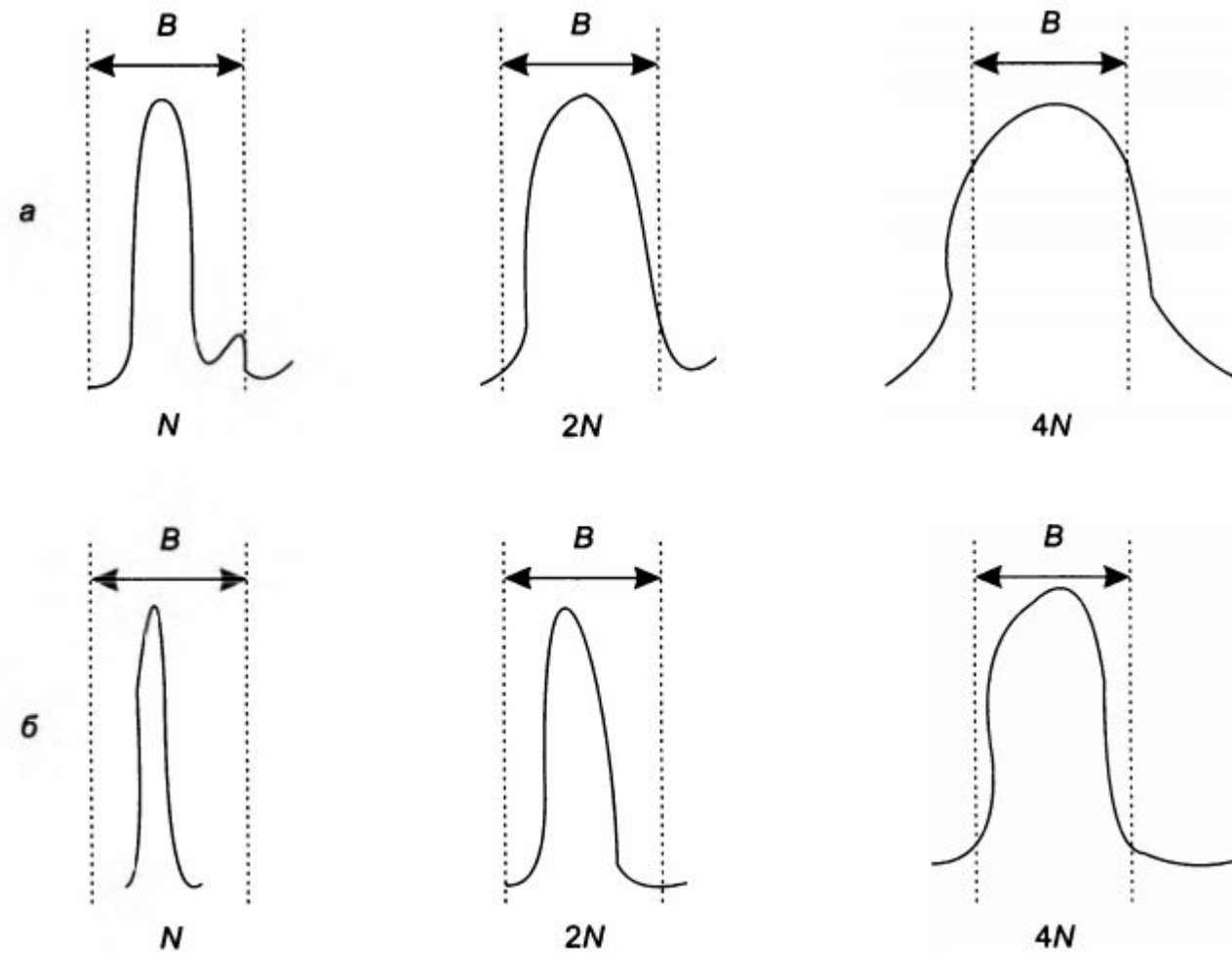
Поэтому, зафиксировав способ кодирования, мы можем повышать тактовую частоту передатчика и, следовательно, битовую скорость передаваемых дискретных данных до некоторого предела, до тех пор пока спектр сигнала еще помещается в полосу пропускания линии.

Более высокой битовой скорости мы при данном методе кодирования достичь не сможем, так как при дальнейшем повышении тактовой частоты передатчика боковые составляющие спектра будут обрезаться линией и сигналы начнут приходить на приемник искаженными, так что приемник не сможет надежно распознавать биты передаваемой информации.

Но если мы применим другой метод кодирования, который при той же тактовой частоте приводит к сигналам более узкого спектра, то, очевидно, сможем повысить тактовую частоту до более высокого предела. И если новый и старый методы кодирования использовали одно и то же число состояний сигнала, то мы добьемся выигрыша в битовой скорости — во столько раз, во сколько при одной и той же частоте спектр нового метода кодирования уже старого.



На рисунке показано, как изменяется соотношение полосы пропускания линии связи  $B$  и ширины спектра при двух различных методах кодирования (рис. 8.6, а и б). Предполагается, что в обоих методах используется одно и то же число состояний сигнала, поэтому при одной и той же тактовой частоте битовая скорость передачи данных, обеспечиваемая этими методами кодирования, равна. Пусть при тактовой частоте  $N$  она равна  $C$ . Как видно из рисунка, ширина спектра метода кодирования первого метода уже ширины спектра второго при одной и той же тактовой частоте  $N$ . При этой тактовой частоте спектр сигнала обоих методов кодирования уместается в полосу пропускания линии и оба метода приводят к устойчивой передаче данных со скоростью  $C$ .



**Рис. 8.6.** Расширение спектра сигнала в зависимости от увеличения тактовой частоты двух различных методов кодирования (здесь  $B$  — полоса пропускания линии связи, а  $N$  — тактовая частота)

При повышении тактовой частоты в два раза ширина спектра сигнала также увеличилась вдвое, и в обоих случаях она оказалась уже полосы пропускания линии связи, так что оба метода по-прежнему обеспечивают передачу данных с более высокой скоростью  $2C$ . Однако из рисунка видно, что для первого метода такая тактовая частота близка к предельной, так как ширина спектра сигнала практически равна полосе пропускания линии связи. Поэтому повышение тактовой частоты еще в два раза, до  $AN$ , для первого метода уже невозможно — его спектр в значительной мере обрезается полосой пропускания линии связи, а значит, сигналы приходят на выход линии сильно искаженными.

В то же время второй метод позволяет увеличить тактовую частоту до значения  $AN$ , так как его более узкий спектр все еще помещается в полосу пропускания и при таком значении, обеспечивая скорость передачи данных  $AC$  бит/с. Очевидно, что второй метод более эффективен для достижения максимальной битовой скорости при фиксированной полосе пропускания линии связи за счет увеличения тактовой частоты передатчика данных.

**Синхронизация передатчика и приемника** нужна для того, чтобы приемник точно знал, в какой момент времени считывать новую порцию информации с линии связи. При передаче дискретной информации время всегда разбивается на такты одинаковой длительности и приемник старается считать новый сигнал в середине каждого такта, то есть синхронизировать свои действия.

Проблема синхронизации в сетях решается сложнее, чем при обмене данными между близко расположенными устройствами, например между блоками внутри компьютера. На небольших расстояниях хорошо работает схема, основанная на отдельной *тактирующей линии связи* (рис. 8.7), так что информация снимается с линии данных только в момент прихода тактового импульса. В сетях использование этой схемы вызывает трудности из-за неоднородности характеристик проводников в кабелях. На больших расстояниях неравномерность скорости распространения сигнала может привести к тому, что тактовый импульс придет настолько позже или раньше соответствующего сигнала данных, что бит данных будет пропущен или считан повторно. Другой причиной, по которой в сетях отказываются от использования тактирующих импульсов, является экономия проводников в дорогостоящих кабелях.



**Рис. 8.7.** Синхронизация приемника и передатчика на небольших расстояниях

В сетях для решения проблемы синхронизации применяются так называемые **самосинхронизирующиеся коды**, сигналы которых несут для приемника указания о том, в какой момент времени начать распознавание очередного бита (или нескольких битов, если код ориентирован более чем на два состояния сигнала). Любой резкий перепад сигнала — **фронт** — может служить указанием на необходимость синхронизации приемника с передатчиком. При использовании синусоид в качестве несущего сигнала результирующий код обладает свойством самосинхронизации, так как изменение амплитуды несущей частоты дает возможность приемнику определить момент очередного такта.

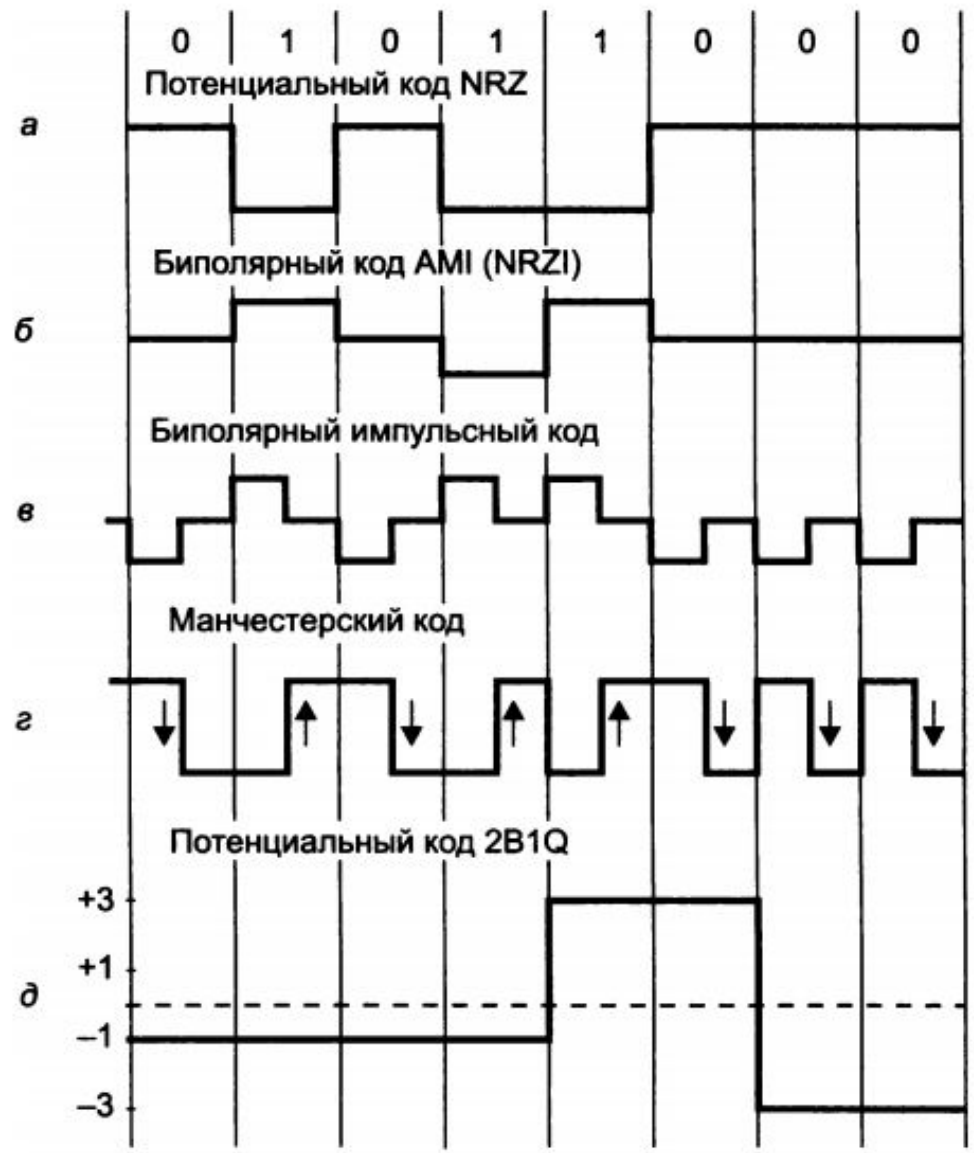
*Распознавание и коррекцию искаженных данных* сложно осуществить средствами физического уровня, поэтому чаще всего эту работу берут на себя вышележащие протоколы: канальный, сетевой, транспортный или прикладной. В то же время распознавание ошибок на физическом уровне экономит время, так как приемник не ждет полного помещения кадра в буфер, а отбраковывает его сразу при распознавании ошибочных битов внутри кадра. Требования, предъявляемые к методам кодирования, являются взаимно противоречивыми, поэтому каждый из рассматриваемых далее популярных методов кодирования обладает своими достоинствами и недостатками в сравнении с другими.



# Потенциальный код NRZ

Рисунок а иллюстрирует уже упомянутый ранее метод *потенциального кодирования*, называемый также кодированием **без возвращения к нулю** (Non Return to Zero, NRZ).

Последнее название отражает то обстоятельство, что в отличие от других методов кодирования при передаче последовательности единиц сигнал не возвращается к нулю в течение такта.



**Рис. 8.8.** Способы дискретного кодирования данных

Достоинства метода NRZ:

- Простота реализации.
- Хорошая распознаваемость кода (благодаря наличию двух резко отличающихся потенциалов).
- Основная гармоника  $f_0$  имеет достаточно низкую частоту (равную  $N/2$  Гц, как было показано в предыдущем разделе), что приводит к относительно узкому спектру.

Недостатки метода NRZ:

- Метод не обладает свойством самосинхронизации. Длинная последовательность единиц или нулей приводит к тому, что сигнал не изменяется в течение многих тактов, так что приемник не имеет возможности синхронизироваться с передатчиком.
- Наличие низкочастотной составляющей, которая приближается к постоянному сигналу при передаче длинных последовательностей единиц или нулей. Из-за этого многие линии связи, не обеспечивающие прямого гальванического соединения между приемником и источником, этот вид кодирования не поддерживают.

# Биполярное кодирование АМІ

Одной из модификаций метода NRZ является метод **биполярного кодирования с альтернативной инверсией** (Alternate Mark Inversion, АМІ). В этом методе применяются три уровня потенциала — отрицательный, нулевой и положительный (см. рис. б). Для кодирования логического нуля используется нулевой потенциал, а логическая единица кодируется либо положительным потенциалом, либо отрицательным, при этом потенциал каждой новой единицы противоположен потенциалу предыдущей.

При передаче *длинных последовательностей единиц* код АМІ частично решает проблемы наличия постоянной составляющей и отсутствия самосинхронизации, присущие коду NRZ. В этих случаях сигнал на линии представляет собой последовательность разнополярных импульсов с тем же спектром, что и у кода NRZ, передающего чередующиеся нули и единицы, то есть без постоянной составляющей и с основной гармоникой  $N/2$  Гц (где  $N$  — битовая скорость передачи данных). *Длинные же последовательности нулей* для кода АМІ столь же опасны, как и для кода NRZ, — сигнал вырождается в постоянный потенциал нулевой амплитуды.

# Потенциальный код NRZI

Потенциальный код с инверсией при единице (Non Return to Zero with ones Inverted, NRZI) при передаче нуля сохраняет потенциал, который был установлен на предыдущем такте, а при передаче единицы инвертирует на противоположный.

Код NRZI обладает лучшей самосинхронизацией, чем NRZ, так как при передаче единицы сигнал меняется. Тем не менее при передаче длинных последовательностей нулей сигнал не меняется (например, при передаче последних трех нулей на рис. 8.8, <я>), и значит, у приемника исчезает возможность синхронизации с передатчиком на значительное время, что может приводить к ошибкам распознавания данных.

# Биполярный импульсный код

Помимо *потенциальных кодов* в сетях используются *импульсные коды*, в которых данные представлены полным импульсом или же его частью — фронтом. Наиболее простым кодом такого рода является **биполярный импульсный код**, в котором единица представляется импульсом одной полярности, а ноль — другой (см. рис. 8.8, в). Каждый импульс длится половину такта. Подобный код обладает отличными самосинхронизирующими свойствами, но постоянная составляющая может присутствовать, например, при передаче длинной последовательности единиц или нулей. Кроме того, спектр у него шире, чем у потенциальных кодов. Так, при передаче всех нулей или единиц частота основной гармоники кода равна  $N$  Гц, что в два раза выше основной гармоники кода NRZ и в четыре раза выше основной гармоники кода АМІ при передаче чередующихся единиц и нулей. Из-за слишком широкого спектра биполярный импульсный код используется редко.

# Манчестерский код

В локальных сетях до недавнего времени самым распространенным был так называемый **манчестерский код** (см. рис. г). Он применяется в технологии 10 Мбит/с Ethernet.

В манчестерском коде для кодирования единиц и нулей используется перепад потенциала, то есть фронт импульса. При манчестерском кодировании каждый такт делится на две части. Информация кодируется перепадами потенциала, происходящими в середине каждого такта. Единица кодируется перепадом от низкого уровня сигнала к высокому, а ноль — обратным перепадом. В начале каждого такта может происходить служебный перепад сигнала, если нужно представить несколько единиц или нулей подряд. Так как сигнал изменяется по крайней мере один раз за такт передачи одного бита данных, то манчестерский код обладает хорошими самосинхронизирующими свойствами. Полоса пропускания манчестерского кода уже, чем у биполярного импульсного. Кроме того, у него нет постоянной составляющей, к тому же основная гармоника в худшем случае (при передаче последовательности единиц или нулей) имеет частоту  $L/Тц$ , а в лучшем (при передаче чередующихся единиц и нулей) —  $N/2$  Гц, как и у кодов AMI и NRZ. В среднем ширина полосы манчестерского кода в полтора раза уже, чем у биполярного импульсного кода, а основная гармоника колеблется вблизи значения  $3L//4$ . Манчестерский код имеет еще одно преимущество перед биполярным импульсным кодом. В последнем для передачи данных используются три уровня сигнала, а в манчестерском — два.

# Избыточные коды

**Избыточные коды** основаны на разбиении исходной последовательности битов на порции, которые часто называют *символами*. Затем каждый исходный символ заменяется новым, с большим количеством битов, чем исходный.

Например, в логическом коде **4В/5В**, используемом в технологии Fast Ethernet, исходные символы длиной 4 бит заменяются символами длиной 5 бит. Так как результирующие символы содержат избыточные биты, то общее количество битовых комбинаций в них больше, чем в исходных. Так, в коде 4В/5В результирующие символы могут содержать 32 битовые комбинации, в то время как исходные символы — только 16 (табл. 8.1). Поэтому в результирующем коде появляется возможность отобрать 16 таких комбинаций, которые не содержат большого количества нулей, а остальные посчитать **запрещенными кодами** (code violations). Помимо устранения постоянной составляющей и придания коду свойства самосинхронизации избыточные коды позволяют приемнику распознавать искаженные биты. Если приемник принимает запрещенный код, значит, на линии произошло искажение сигнала.



**Таблица 8.1.** Соответствие исходных и результирующих кодов 4В/5В

<b>Исходный код</b>	<b>Результирующий код</b>	<b>Исходный код</b>	<b>Результирующий код</b>
0000	11110	1000	10010
0001	01001	1001	10011
0010	10100	1010	10110
0011	10101	1011	10111
0100	01010	1100	11010
0101	01011	1101	11011
0110	01110	1110	11100
0111	01111	1111	11101

После разбиения получившийся код 4 В/5 В передается по линии путем преобразования с помощью какого-либо из методов потенциального кодирования, чувствительного только к длинным последовательностям нулей. Таким кодом является, например, NRZI. Символы кода 4В/5В длиной 5 бит гарантируют, что при любом их сочетании на линии не встретятся более трех нулей подряд.

**ПРИМЕЧАНИЕ**-----

**Буква В в названии кода 4В/5В означает, что элементарный сигнал имеет два состояния (от английского binary — двоичный). Имеются также коды и с тремя состояниями сигнала, например в коде 8В/6Т для кодирования 8 бит исходной информации используется код из шести сигналов, каждый из которых имеет три состояния. Избыточность кода 8В/6Т выше, чем кода 4В/5В, так как на 256 исходных кодов приходится  $3^6 = 729$  результирующих символов.**

Использование таблицы перекодировки является очень простой операцией, поэтому этот подход не усложняет сетевые адаптеры и интерфейсные блоки коммутаторов и маршрутизаторов. Для обеспечения заданной пропускной способности линии передатчик, использующий избыточный код, должен работать с повышенной тактовой частотой. Так, для передачи кодов 4В/5В со скоростью 100 Мбит/с требуется тактовая частота 125 МГц. При этом спектр сигнала на линии расширяется по сравнению со случаем, когда по линии передается не избыточный код. Тем не менее спектр избыточного потенциального кода оказывается уже спектра манчестерского кода, что оправдывает дополнительный этап логического кодирования, а также работу приемника и передатчика на повышенной тактовой частоте.

Чем ближе к единице соотношение числа исходных символов к общему числу символов, тем незначительнее становится повышение тактовой частоты передатчика. В наиболее скоростных на сегодняшний день версиях 10G Ethernet и 100G Ethernet применяется избыточный код 64В/66В.

Избавиться от длинных последовательностей нулей в коде помогает такой прием, как скремблирование — «перемешивание» битов кода в соответствии с определенным алгоритмом, позволяющим приемнику выполнить обратное преобразование.

# Обнаружение и коррекция ошибок

Надежную передачу информации обеспечивают различные методы. В главе 5 были рассмотрены принципы работы протоколов, которые обеспечивают надежность за счет повторной передачи искаженных или потерянных пакетов. Такие протоколы основаны на том, что приемник в состоянии распознать факт искажения информации в принятом кадре.

Еще одним, более эффективным подходом, чем повторная передача пакетов, является использование самокорректирующихся кодов, которые позволяют не только обнаруживать, но и исправлять ошибки в принятом кадре.

# Методы обнаружения ошибок

Методы обнаружения ошибок основаны на передаче в составе блока данных избыточной служебной информации, по которой можно судить с некоторой степенью вероятности о достоверности принятых данных. В сетях с коммутацией пакетов такой единицей информации может быть PDU любого уровня, для определенности будем считать, что мы контролируем кадры.

Избыточную служебную информацию принято называть **контрольной суммой**, или **контрольной последовательностью кадра** (Frame Check Sequence, FCS). Контрольная сумма вычисляется как функция от основной информации, причем *не обязательно путем суммирования*. Принимающая сторона повторно вычисляет контрольную сумму кадра по известному алгоритму и в случае ее совпадения с контрольной суммой, вычисленной передающей стороной, делает вывод о том, что данные были переданы через сеть корректно. Рассмотрим несколько распространенных алгоритмов вычисления контрольной суммы, отличающихся вычислительной сложностью и способностью обнаруживать ошибки в данных.

**Контроль по паритету** представляет собой наиболее простой метод контроля данных. В то же время это наименее мощный алгоритм контроля, так как с его помощью можно обнаруживать только одиночные ошибки в проверяемых данных. Метод заключается в суммировании по модулю 2 всех битов контролируемой информации. Нетрудно заметить, что для информации, состоящей из нечетного числа единиц, контрольная сумма всегда равна 1, а при четном числе единиц — 0. Например, для данных 100101011 результатом контрольного суммирования будет значение 1. Результат суммирования также представляет собой один дополнительный бит данных, который пересылается вместе с контролируемой информацией. При искажении в процессе пересылки любого одного бита исходных данных (или контрольного разряда) результат суммирования будет отличаться от принятого контрольного разряда, что говорит об ошибке. Однако двойная ошибка, например 110101010, будет неверно принята за корректные данные. Поэтому контроль по паритету применяется к небольшим порциям данных, как правило, к каждому байту, что дает для этого метода коэффициент избыточности  $1/8$ . Метод редко используется в компьютерных сетях из-за значительной избыточности и невысоких диагностических возможностей.

**Вертикальный и горизонтальный контроль по паритету** представляет собой модификацию описанного метода. Его отличие состоит в том, что исходные данные рассматриваются в виде матрицы, строки которой составляют байты данных. Контрольный разряд подсчитывается отдельно для каждой строки и для каждого столбца матрицы. Этот метод позволяет обнаруживать большую часть двойных ошибок, однако он обладает еще большей избыточностью. На практике этот метод сейчас также почти не применяется при передаче информации по сети.



**Циклический избыточный контроль** (Cyclic Redundancy Check, CRC) является в настоящее время наиболее популярным методом контроля в вычислительных сетях (и не только в сетях, например этот метод широко применяется при записи данных на гибкие и жесткие диски). Метод основан на представлении исходных данных в виде одного многоразрядного двоичного числа. Например, кадр стандарта Ethernet, состоящий из 1024 байт, рассматривается как одно число из 8192 бит. Контрольной информацией считается остаток от деления этого числа на известный делитель  $R$ . Обычно в качестве делителя выбирается семнадцати- или тридцатитрехразрядное число, чтобы остаток от деления имел длину 16 разрядов (2 байт) или 32 разряда (4 байт). При получении кадра данных снова вычисляется остаток от деления на тот же делитель  $R$  но при этом к данным кадра добавляется содержащаяся в нем контрольная сумма. Если остаток от деления на  $R$  равен нулю, то делается вывод об отсутствии ошибок в полученном кадре, в противном случае кадр считается искаженным.

Этот метод обладает более высокой вычислительной сложностью, но его диагностические возможности гораздо выше, чем у методов контроля по паритету. Метод CRC позволяет обнаруживать все одиночные ошибки, двойные ошибки и ошибки в нечетном числе битов. Кроме того, метод обладает невысокой степенью избыточности. Например, для кадра Ethernet размером 1024 байт контрольная информация длиной 4 байт составляет только 0,4 %

# Методы коррекции ошибок

Техника кодирования, которая позволяет приемнику не только понять, что присланные данные содержат ошибки, но и исправить их, называется **прямой коррекцией ошибок** (Forward Error Correction, FEC). Коды, которые обеспечивают прямую коррекцию ошибок, требуют введения большей избыточности в передаваемые данные, чем коды, только обнаруживающие ошибки.

При применении любого избыточного кода не все комбинации кодов являются разрешенными.

Например, контроль по паритету делает разрешенными только половину кодов.

Если мы контролируем три информационных бита, то разрешенными 4-битными кодами с дополнением до нечетного количества единиц будут такие коды:

000 1, 001 0, 010 0, 011 1, 100 0, 101 1, 110 1, 111 0

То есть всего 8 кодов из 16 возможных.

Для того чтобы оценить количество дополнительных битов, требуемых для исправления ошибок, нужно знать так называемое расстояние Хемминга между разрешенными комбинациями кода.

**Расстоянием Хемминга** называется минимальное число битовых разрядов, в которых отличается любая пара разрешенных кодов. Для схем контроля по паритету расстояние Хемминга равно 2.

Можно доказать, что если мы сконструировали избыточный код с расстоянием Хемминга, равным  $n$ , то такой код будет в состоянии распознавать  $(n - 1)$ -кратные ошибки и исправлять  $(n - 1)/2$ -кратные ошибки. Так как коды с контролем по паритету имеют расстояние Хемминга, равное 2, то они могут только обнаруживать однократные ошибки и не могут исправлять ошибки.

**Коды Хемминга** эффективно обнаруживают и исправляют изолированные ошибки, то есть отдельные искаженные биты, которые разделены большим количеством корректных битов. Однако при появлении длинной последовательности искаженных битов (пульсации ошибок) коды Хемминга не работают.

Пульсации ошибок характерны для *беспроводных каналов*, в которых применяют **сверточные коды**.

Поскольку для распознавания наиболее вероятного корректного кода в этом методе применяется решетчатая диаграмма, то такие коды еще называют **решетчатыми**.

Эти коды используются не только в беспроводных каналах, но и в модемах.

Методы прямой коррекции ошибок особенно эффективны для технологий физического уровня, которые не поддерживают сложные процедуры повторной передачи данных в случае их искажения. Примерами таких технологий являются SDH и OTN,

# Мультиплексирование и коммутация

Методы кодирования и коррекции ошибок позволяют создать в некоторой среде, например в медных проводах кабеля, линию связи. Однако для эффективного соединения пользователей сети этого недостаточно. Нужно образовать в этой линии отдельные каналы передачи данных, служащие для коммутации информационных потоков пользователей. Для создания пользовательского канала коммутаторы первичных сетей должны поддерживать какую-либо технику мультиплексирования и коммутации. Методы коммутации тесно связаны с выбранным методом мультиплексирования, поэтому здесь они изучаются совместно.

В настоящее время для мультиплексирования каналов используются:

- ❑ частотное мультиплексирование (Frequency Division Multiplexing, FDM);
- ❑ волновое мультиплексирование (Wave Division Multiplexing, WDM).
- ❑ временное мультиплексирование (Time Division Multiplexing, TDM);
- ❑ множественный доступ с кодовым разделением (Code Division Multiple Access, CDMA).

Метод TDM используется при коммутации как каналов, так и пакетов. Методы FDM, WDM и CDMA пригодны исключительно для коммутации каналов. Метод CDMA применяется только в технике расширенного спектра и рассматривается в следующей главе, посвященной беспроводной передаче.

## Коммутация каналов на основе методов FDM и WDM

Техника **частотного мультиплексирования (FDM)** была разработана для телефонных сетей, но применяется она и для других видов сетей, например первичных сетей (микроволновые каналы) или сетей кабельного телевидения.

Основная идея этого метода состоит в выделении каждому соединению собственного диапазона (полосы) частот в общей полосе пропускания линии связи.

На основе этого диапазона создается **канал**. Данные, передаваемые в канале, модулируются с помощью одного из описанных ранее методов с использованием несущей частоты, принадлежащей диапазону канала. Мультиплексирование выполняется с помощью смесителя частот, а демультплексирование — с помощью узкополосного фильтра, ширина которого равна ширине диапазона канала.

Рассмотрим особенности этого вида мультиплексирования на примере телефонной сети. На входы FDM-коммутатора поступают исходные сигналы от абонентов телефонной сети. Коммутатор переносит сигнал каждого канала в выделенную каналу полосу частот за счет модуляции новой несущей частоты, принадлежащей этой полосе. Чтобы низкочастотные составляющие сигналов разных каналов не смешивались между собой, полосы делают шириной в 4 кГц, а не в 3,1 кГц, оставляя между ними страховочный промежуток в 900 Гц (рис. 8.9). В линии связи между двумя FDM-коммутаторами одновременно передаются сигналы всех абонентских каналов, но каждый из них занимает *свою* полосу частот. Такой канал называют **уплотненным**.



Выходной FDM-коммутатор выделяет модулированные сигналы каждой несущей частоты и передает их на соответствующий выходной канал, к которому непосредственно подключен абонентский телефон.

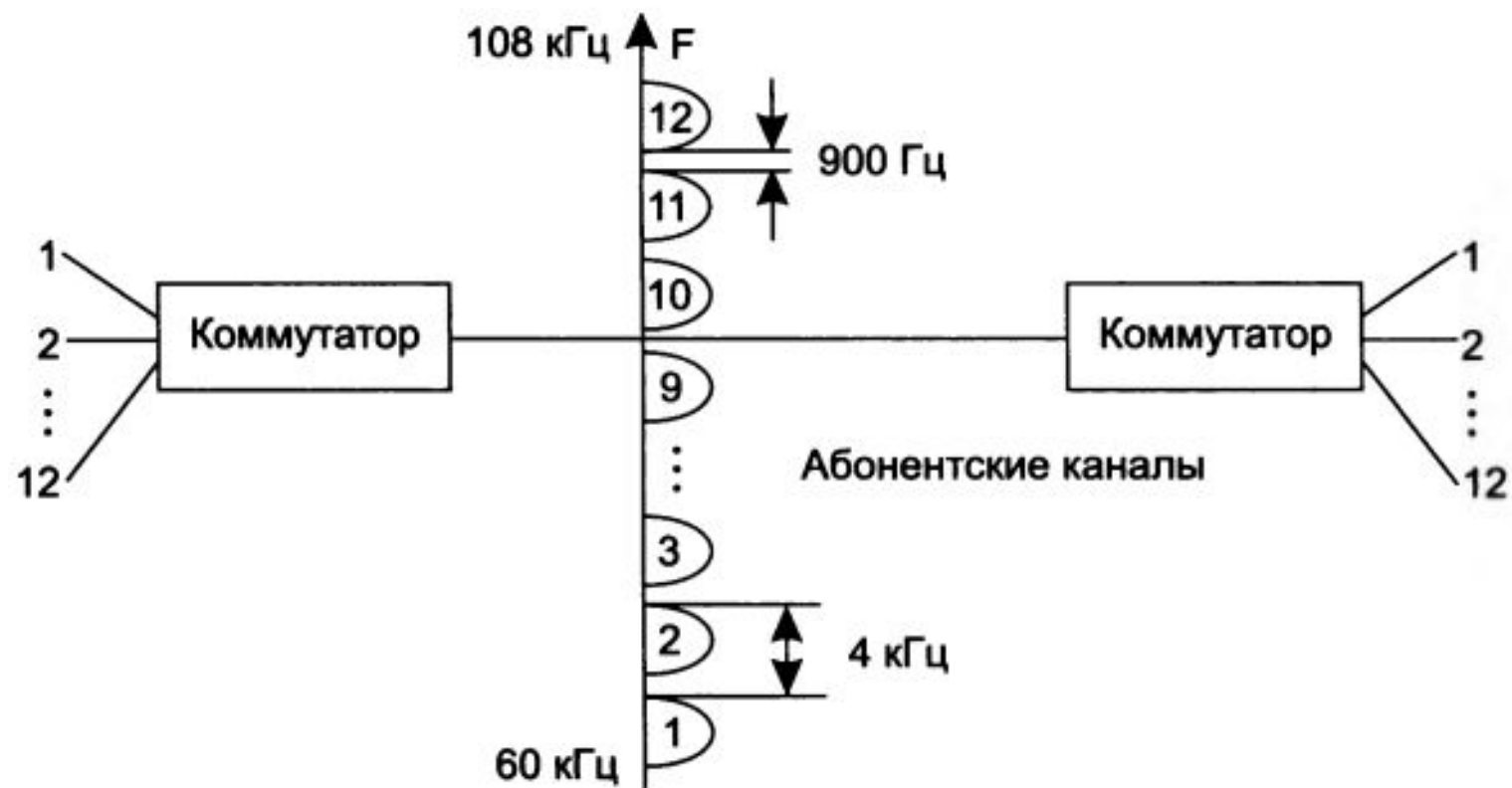


Рис. 8.9. FDM-коммутация

FDM-коммутаторы могут выполнять как динамическую, так и постоянную коммутацию. При *динамической коммутации* один абонент инициирует соединение с другим абонентом, посылая в сеть его номер, и коммутатор выделяет данному абоненту одну из свободных полос своего уплотненного канала *на время сеанса связи* (телефонного разговора). При *постоянной коммутации* администратор сети закрепляет полосу за абонентом на *длительный срок*.

Принцип коммутации на основе разделения частот остается неизменным и в сетях другого вида, меняются только границы полос, выделяемых отдельному абонентскому каналу, а также количество низкоскоростных каналов в высокоскоростном канале.

В методе **волнового мультиплексирования (WDM)** используется тот же принцип частотного разделения каналов, но только в другой области электромагнитного спектра. Информационным сигналом является не электрический ток и не радиоволны, а свет. Для организации WDM-каналов в волоконно-оптическом кабеле задействуют волны инфракрасного диапазона длиной от 850 до 1565 нм, что соответствует частотам от 196 до 350 ТГц.

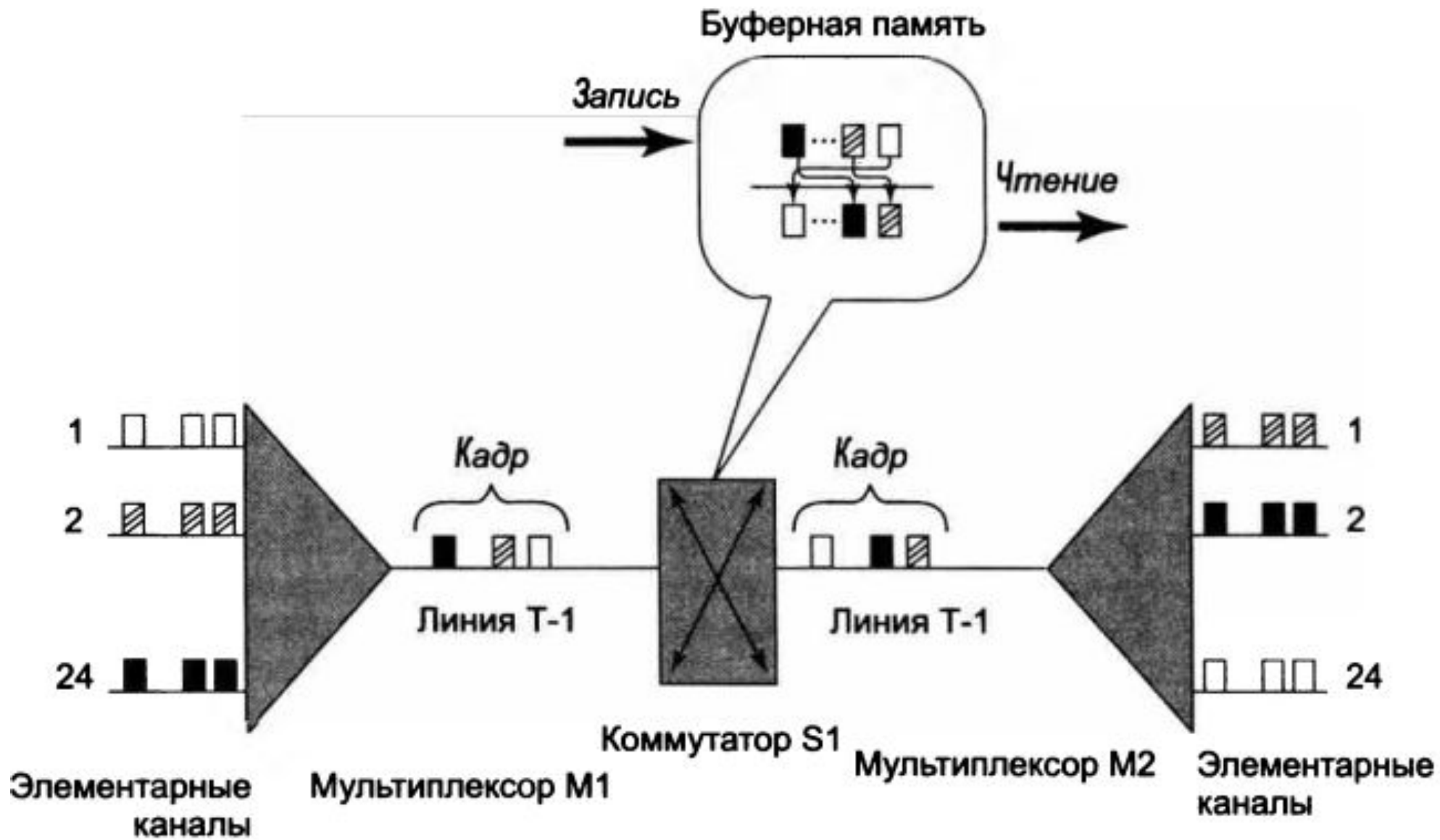
В магистральном канале обычно мультиплексируется несколько спектральных каналов — до 16, 32, 40, 80 или 160, причем начиная с 16 каналов эта техника мультиплексирования называется **уплотненным волновым мультиплексированием** (Dense Wave Division Multiplexing, DWDM). Внутри такого спектрального канала данные могут кодироваться как дискретным способом, так и аналоговым. По сути, WDM и DWDM — это реализации идеи частотного аналогового мультиплексирования, но в другой форме. Отличие сетей WDM/DWDM от сетей FDM заключается в предельных скоростях передачи информации. Если сети FDM обычно обеспечивают на магистральных каналах одновременную передачу до 600 разговоров, что соответствует суммарной скорости в 36 Мбит/с (для сравнения с цифровыми каналами скорость пересчитана из расчета 64 Кбит/с на один разговор), то сети DWDM обеспечивают общую пропускную способность до сотен гигабитов и даже нескольких терабитов в секунду.

## Коммутация каналов на основе метода TDM

FDM-коммутация разрабатывалась в расчете на передачу голосовых аналоговых сигналов. Переход к цифровой форме представления голоса стимулировал разработку новой техники мультиплексирования, ориентированной на дискретный характер передаваемых данных и носящей название **временного мультиплексирования (TDM)**. Принцип временного мультиплексирования заключается в выделении канала каждому соединению на определенный период времени. Применяются два типа временного мультиплексирования — асинхронный и синхронный. С **асинхронным режимом TDM** мы уже знакомы — он применяется в сетях с коммутацией пакетов. Каждый пакет занимает канал определенное время, необходимое для его передачи между конечными точками канала. Между различными информационными потоками нет синхронизации, каждый пользователь пытается занять канал тогда, когда у него возникает потребность в передаче информации.

Рассмотрим теперь **синхронный режим TDM<sup>1</sup>**. В этом режиме доступ всех информационных потоков к каналу синхронизируется таким образом, чтобы каждый информационный поток периодически получал канал в свое распоряжение на фиксированный промежуток времени.

Рисунок 8.10 поясняет принцип коммутации каналов на основе техники TDM при передаче голоса.



**Рис. 8.10.** Коммутация на основе разделения канала во времени

Аппаратура сетей TDM — мультиплексоры, коммутаторы, демультимплексоры — работает в режиме разделения времени, поочередно обслуживая в течение цикла своей работы все абонентские каналы. Цикл равен 125 мкс, что соответствует периоду следования замеров голоса в цифровом абонентском канале. Это значит, что мультиплексор или коммутатор успевает вовремя обслужить любой абонентский канал и передать его очередной замер далее по сети. Каждому соединению выделяется один квант времени цикла работы аппаратуры, называемый также **тайм-слотом**. Длительность тайм-слота зависит от числа абонентских каналов, обслуживаемых мультиплексором или коммутатором.

В сети, показанной на рисунке, путем коммутации создано 24 канала, каждый из которых связывает пару абонентов. В частности, абонент, подключенный к входному каналу 1, связан с абонентом, подключенным к выходному каналу 24, абонент входного канала 2 связан с абонентом выходного канала 1, аналогично коммутируются между собой абоненты входного канала 24 и выходного канала 2. Мультиплексор *M1* принимает информацию от абонентов по входным каналам, каждый из которых передает данные со скоростью 1 байт каждые 125 мкс (64 Кбит/с). В каждом цикле мультиплексор выполняет следующие действия:

1. Прием от каждого канала очередного байта данных.
2. Составление из принятых байтов кадра.
3. Передача кадра на выходной канал с битовой скоростью, равной  $24 \times 64$  Кбит/с, что примерно составляет 1,5 Мбит/с.

Порядок следования байта в кадре соответствует номеру входного канала, от которого этот байт получен. Коммутатор *S1* принимает кадр по скоростному каналу от мультиплексора и записывает каждый байт из него в отдельную ячейку своей буферной памяти, причем в том порядке, в котором байты были упакованы в уплотненный кадр. Для выполнения коммутации байты извлекаются из буферной памяти не в порядке поступления, а в том порядке, который соответствует поддерживаемым в сети соединениям абонентов. В рассматриваемом примере коммутатор *S1* коммутирует входные каналы 1, 2 и 24 с выходными каналами 24, 2 и 1 соответственно. Для выполнения этой операции первым из буферной памяти должен быть извлечен байт 2, вторым — байт 24, а последним — байт 1. «Перемешивая» нужным образом байты в кадре, коммутатор обеспечивает требуемое соединение абонентов в сети.



Мультиплексор *M2* решает обратную задачу — он разбирает байты кадра и распределяет их по своим нескольким выходным каналам, при этом он также считает, что порядковый номер байта в кадре соответствует номеру выходного канала.

Работа TDM-оборудования напоминает работу сетей с коммутацией пакетов, так как каждый байт данных можно считать некоторым элементарным пакетом. Однако в отличие от пакета компьютерной сети «пакет» сети TDM не имеет индивидуального адреса. Его адресом является порядковый номер в кадре или номер выделенного тайм-слота в мультиплексоре или коммутаторе. Сети, использующие технику TDM, требуют синхронной работы всего оборудования, что и определило второе название этой техники — **синхронный режим передачи** (Synchronous Transfer Mode, STM).

Нарушение синхронности разрушает требуемую коммутацию абонентов, так как при этом изменяется относительное положение слота, а значит, теряется адресная информация. Поэтому оперативное перераспределение тайм-слотов между различными каналами в TDM-оборудовании невозможно. Даже если в каком-то цикле работы мультиплексора тайм-слот одного из каналов оказывается избыточным, поскольку на входе этого канала в данный момент нет данных для передачи (например, абонент телефонной сети молчит), то он передается пустым.

Сети TDM могут поддерживать режим динамической или постоянной коммутации, а иногда и оба эти режима. Основным режимом цифровых телефонных сетей, работающих на основе технологии TDM, является динамическая коммутация, но они поддерживают также постоянную коммутацию, предоставляя своим абонентам выделенную линию.

# Беспроводная среда передачи

## Беспроводная линия связи

Беспроводная линия связи строится в соответствии с достаточно простой схемой (рис. 9.2).



**Рис. 9.2.** Беспроводная линия связи

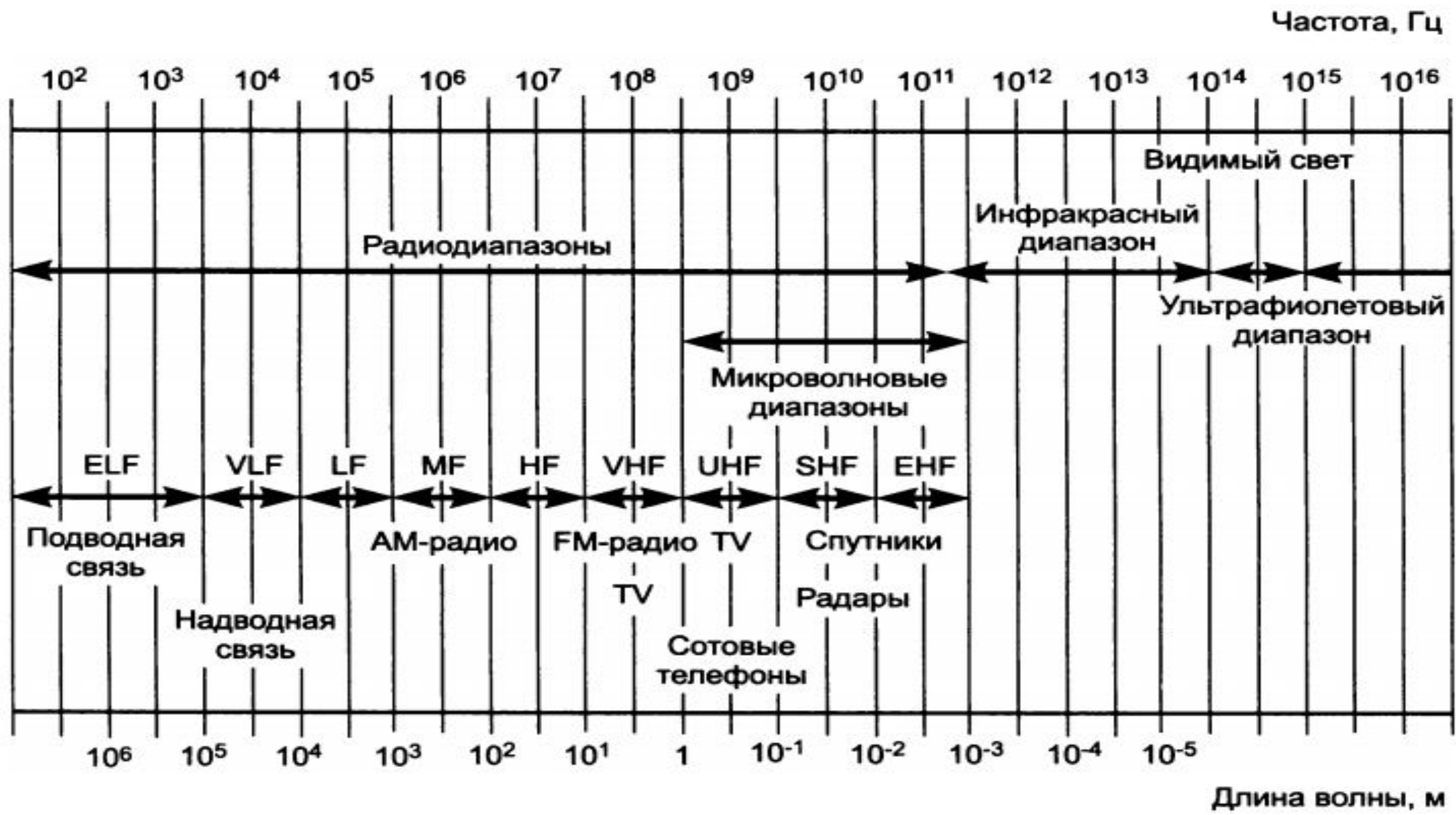
Каждый узел оснащается антенной, которая одновременно является передатчиком и приемником электромагнитных волн. Электромагнитные волны распространяются в атмосфере или вакууме со скоростью  $3 \times 10^8$  м/с во всех направлениях или же в пределах определенного сектора.

Направленность или ненаправленность распространения зависит от типа антенны. На рис. 9.2 показана **параболическая антенна**, которая является *направленной*. Другой тип антенн — **изотропная антенна**, представляющая собой вертикальный проводник длиной в четверть волны излучения. Изотропные антенны являются *ненаправленными*, они широко используются в автомобилях и портативных устройствах. Распространение излучения во всех направлениях можно также обеспечить несколькими направленными антеннами.

## **Диапазоны электромагнитного спектра**

Характеристики беспроводной линии связи — расстояние между узлами, территория охвата, скорость передачи информации и т. п. — во многом зависят от частоты используемого электромагнитного спектра (частота  $f$  и длина волны  $\lambda$  связаны соотношением  $c = f \times \lambda$ ).

На рис. 9.3 показаны диапазоны электромагнитного спектра. Обобщая, можно сказать, что они и соответствующие им беспроводные системы передачи информации делятся на четыре группы.



**Рис. 9.3.** Диапазоны электромагнитного спектра

- Диапазон до 300 ГГц имеет общее стандартное название — **радиодиапазон**. Союз ITU разделил его на несколько поддиапазонов (они показаны на рисунке), начиная от сверхнизких частот (Extremely Low Frequency, ELF) и заканчивая сверхвысокими (Extra High Frequency, EHF). Привычные для нас радиостанции работают в диапазоне от 20 КГц до 300 МГц, и для этих диапазонов существует хотя и не определенное в стандартах, однако часто используемое название **широковещательное радио**. Сюда попадают низкоскоростные системы АМ- и FM-диапазонов, предназначенные для передачи данных со скоростями от нескольких десятков до сотен килобит в секунду. Примером могут служить радиомодемы, которые соединяют два сегмента локальной сети на скоростях 2400, 9600 или 19 200 Кбит/с.
- Несколько диапазонов от 300 МГц до 3000 ГГц имеют также нестандартное название микроволновых диапазонов. **Микроволновые системы** представляют наиболее широкий класс систем, объединяющий радиорелейные линии связи, спутниковые каналы, беспроводные локальные сети и системы фиксированного беспроводного доступа, называемые также системами беспроводных абонентских окончаний (Wireless Local Loop, WLL).

- ❑ Выше микроволновых диапазонов располагается инфракрасный диапазон. Микроволновые и инфракрасный диапазоны также широко используются для беспроводной передачи информации. Так как инфракрасное излучение не может проникать через стены, то **системы инфракрасных волн** служат для образования небольших сегментов локальных сетей в пределах одного помещения.
  
- ❑ В последние годы видимый свет тоже стал применяться для передачи информации (с помощью лазеров). **Системы видимого света** используются как высокоскоростная альтернатива микроволновым двухточечным каналам для организации доступа на небольших расстояниях.

# Лицензирование

Итак, электромагнитные волны могут распространяться во всех направлениях на значительные расстояния и проходить через препятствия, такие как стены домов. Поэтому проблема разделения электромагнитного спектра является весьма острой и требует *централизованного* регулирования. В каждой стране есть специальный государственный орган, который (в соответствии с рекомендациями ИТУ) выдает **лицензии** операторам связи на использование определенной части спектра, достаточной для передачи информации по определенной технологии. Лицензия выдается на определенную территорию, в пределах которой оператор задействует закрепленный за ним диапазон частот монопольно.

Существуют также три частотных диапазона, 900 МГц, 2,4 ГГц и 5 ГГц, которые рекомендованы ИТУ как диапазоны для международного использования *без лицензирования*<sup>1</sup>. Эти диапазоны выделены промышленным товарам беспроводной связи общего назначения, например устройствам блокирования дверей автомобилей, научным и медицинским приборам. В соответствии с назначением эти диапазоны получили название **ISM-диапазонов** (Industrial, Scientific, Medical — промышленность, наука, медицина). Диапазон 900 МГц является наиболее «населенным». Это и понятно, низкочастотная техника всегда стоила дешевле. Сегодня активно осваивается диапазон 2,4 ГГц, например в технологиях IEEE 802.11 и Bluetooth. Диапазон 5 ГГц только начал осваиваться, несмотря на то что он обеспечивает более высокие скорости передачи данных.



Обязательным условием использования этих диапазонов на совместной основе является ограничение максимальной мощности передаваемых сигналов уровнем 1 Ватт. Это условие сокращает радиус действия устройств, чтобы их сигналы не стали помехами для других пользователей, которые, возможно, задействуют тот же диапазон частот в других районах города.

# **Типы спутниковых систем**

























