

Лекция 14. Каналы связи

14.1. Общие положения

В общем случае под **каналом связи** понимают всю совокупность технических средств, обеспечивающих передачу электрических сигналов от источника сообщений к потребителю.

Каналы связи классифицируют по различным признакам:

- по назначению;
- по характеру линий связи;
- по диапазону частот;
- по характеру сигналов на входе и выходе каналов и т. п.

В теории передачи сигналов каналы классифицируют по характеру сигналов на входе и выходе и **различают**:

- непрерывные;
- дискретные;
- дискретно-непрерывные каналы.

В непрерывных каналах сигналы на входе и выходе непрерывны по уровням;

в дискретных каналах — они соответственно дискретны;

а в дискретно-непрерывных — сигналы на входе дискретны, а на выходе непрерывны, и наоборот.

Возможна также классификация каналов по назначению: телеграфные, телефонные, телевизионные, телеметрические и др.;

по виду физической среды распространения: проводные, кабельные, волноводные и др.;

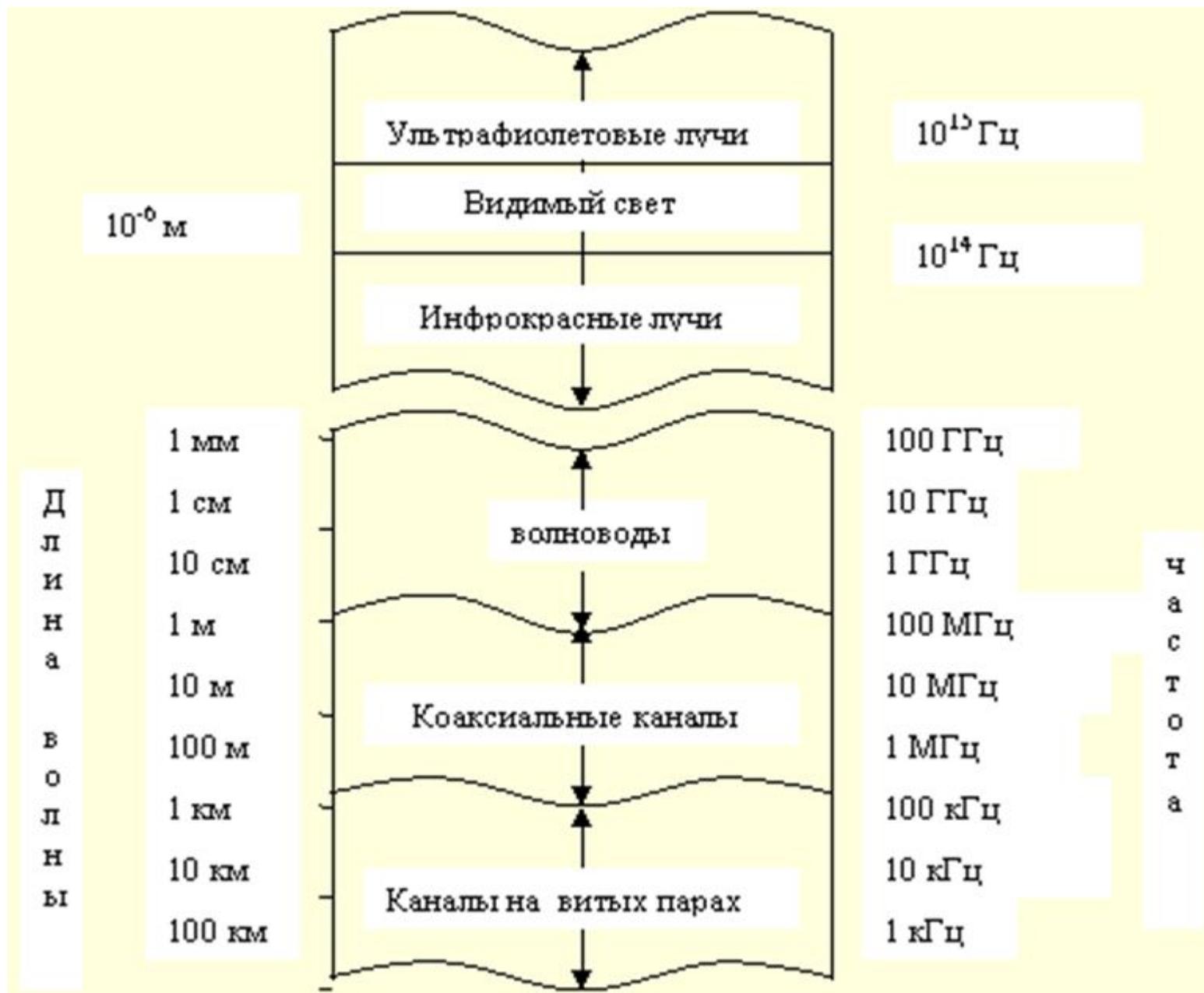
и **по диапазону** используемых ими частот.

В настоящее время широкое распространение нашел и оптический диапазон волн. В силу дискретного характера электромагнитного излучения в оптическом диапазоне волн такие каналы принято называть квантовыми.

По способу распространения радиоволн различают каналы: с открытым и с закрытым распространением.

В каналах с закрытым распространением электромагнитная энергия распространяется по направляющим линиям (кабельные, проводные, волноводные СВЧ тракты и др.): для них характерны малый уровень помех и постоянство параметров сигнала, что позволяет передавать информацию с высокой скоростью и достоверностью.

Частотные диапазоны проводных каналов связи



Частотные диапазоны радиоволн

К радиодиапазону относят частоты в пределах $30 \dots 30 \cdot 10^{12}$ Гц, что соответствует длинам волн от 10^8 м до 0,1 мм.

Ультракороткие волны		
Сантиметровые	Дециметровые	Метровые
3 - 30 ГГц	300 МГц - 3 ГГц	30 - 300 МГц
10 - 100 мм	100 мм - 1 м	1 - 10 м

Короткие волны	Средние волны	Длинные волны
Декаметровые	Гектометровые	Километровые
3 - 30 МГц	300 кГц - 3 МГц	30 - 300 кГц
10 - 100 м	100 м - 1 км	1 - 10 км

Сверхдлинные волны			
мираметровые	гектокилометровые	мегаметровые	декамегаметровые
3 кГц - 30 кГц	300 Гц - 3 кГц	30 - 300 Гц	3 - 30 Гц
10 - 100 км	100 км - 1 Мм	1 - 10 Мм	10 - 100 Мм

Особенности использования радиоволн различных диапазонов в каналах с открытым распространением.

В диапазонах инфранизких (ИНЧ) и низких (НЧ) частот на небольших расстояниях поле в месте приема создается за счет дифракционного огибания волнами выпуклой поверхности Земли.

На больших расстояниях радиоволны распространяются в своеобразном сферическом волноводе, внутренняя стенка которого образуется поверхностью Земли, а внешняя – ионосферой.

Особенностью этих диапазонов является также способность волн проникать в толщу Земли и воды на глубину в десятки метров.

Принципиальным недостатком таких каналов являются: ограниченная полоса частот (единицы герц) и очень большие линейные размеры антенных устройств, соизмеримых с длиной волны, составляющей километры.

Сверхдлинные волны применяются для навигации и передачи информации на подводные объекты.

В распространении волн диапазона высоких частот (ВЧ) принимает участие ионосфера: если волны длиннее 1 км отражаются от нижнего ее слоя практически зеркально, то декаметровые волны (КВ) достаточно глубоко проникают в ионосферу, что приводит к эффекту многолучевости, когда в точку приема приходят одновременно несколько сигналов с различным временем запаздывания.

Декаметровые волны широко применяются для глобальной связи и радиовещания. С их помощью можно передавать информацию сравнительно большого объема в пределах всего земного шара при ограниченной мощности передатчика и небольших по размеру антеннах. Полоса частот передаваемых сигналов в декаметровом канале не превышает десяти килогерц.

До появления спутниковых систем связи этот диапазон был единственным пригодным для организации связи между двумя любыми пунктами на Земле без промежуточной ретрансляции.

Гектометровые волны (СВ) днем распространяются как земные, а ночью – как ионосферные. Дальность распространения земной волны над сушей не превышает 500 км, а над морем – 1000 км. Диапазон средних частот широко используется в радиовещании, связи и радионавигации.

Волны диапазона частот от 30 МГц и выше слабо дифрагируют и поэтому распространяются в пределах прямой видимости. Увеличение дальности можно достичь подняв антенны, а для организации связи на расстояния, превышающие прямую видимость, ретрансляцию сигналов, применив радиорелейные системы передачи.

Диапазон миллиметровых волн. Особенностью является сильное поглощение радиоволн в дожде и тумане, что ограничивает их применение в наземных системах большой дальности. Однако в космических и спутниковых системах они весьма перспективны.

Диапазон рабочих частот 40 МГц ... 40 ГГц (спутниковая связь). В настоящее время наибольшее использование находит диапазон 1 ... 12 ГГц.

Обычно ИСЗ находятся на высоте от 500 до 40 000 км от поверхности Земли и поэтому обеспечивают радиосвязь между земными станциями, удаленными на расстояния до 10 ... 17 тыс. км.

Длина волн 0,5 ... 10,6 мкм, диапазон оптической связи (видимый 0,5 ... 0,76 мкм и инфракрасный 0,76 ... 10,6 мкм участки спектра электромагнитных колебаний).

Широкая полоса частот оптических каналов связи позволяет создавать каналы и сети связи с огромной пропускной способностью.

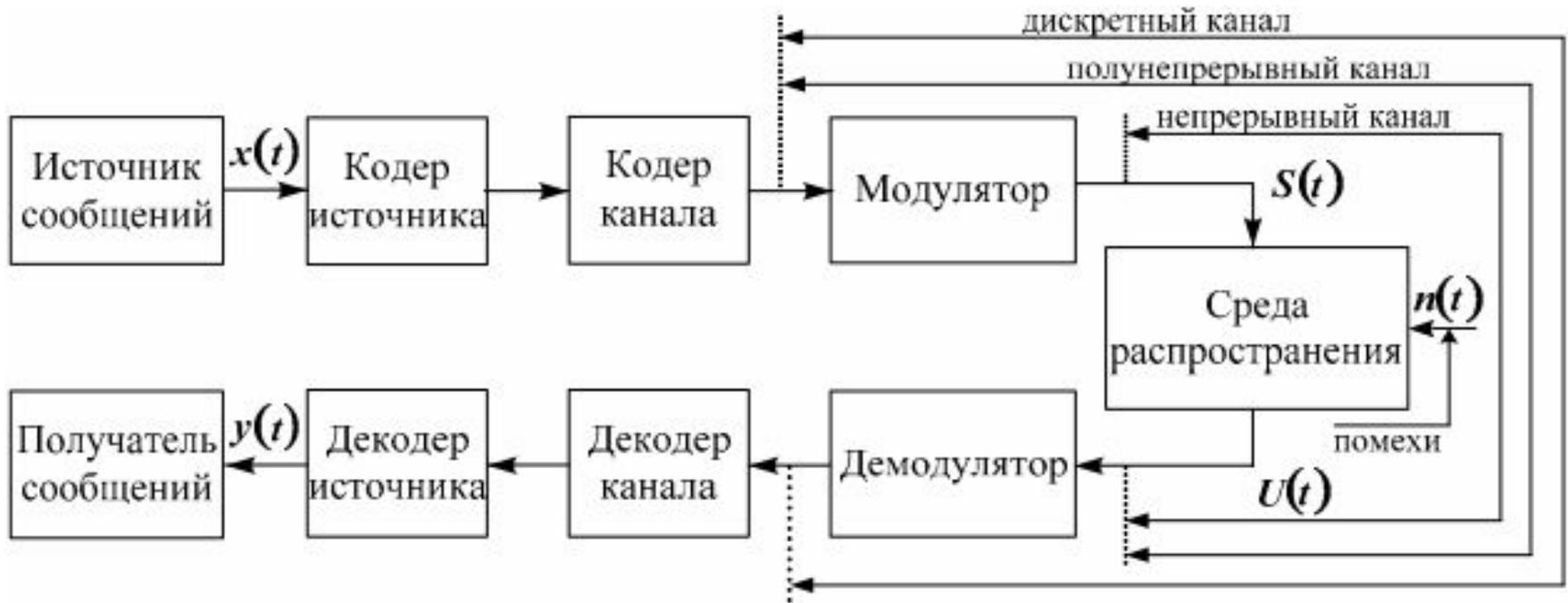


Рис. 14.1. Структурная схема системы электрической связи

Совокупность технических средств, включенных между модулятором и демодулятором, т.е. выходные каскады передатчика, передающая антенна, среда распространения, приемная антенна и линейная часть приемника, образуют непрерывный канал.

Часть системы между выходом кодера и входом декодера – это дискретный канал.

Дискретно-непрерывный канал – это часть системы между выходом кодера и входом демодулятора .

14.2. Модели непрерывных каналов

Непрерывными называются каналы, входные и выходные сигналы которых принимают произвольные значения из некоторого интервала.

Непрерывные каналы можно классифицировать по виду помех и характеру преобразования входного сигнала $S_p(t, \lambda_0)$ в полезный принятый $S_p(t, \lambda)$. Если ограничиться предположением, что в канале действует аддитивный нормальный белый шум $n(t)$, то непрерывные каналы подразделяются по виду преобразования $S_p(t, \lambda_0)$ в $S_p(t, \lambda)$, т.е. по виду искажений сигнала. Чаще всего излученные сигналы являются узкополосными:

$$S_p(t, \lambda_0) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$
 где $A(t)$ и $\varphi(t)$ – функции, отображающие законы амплитудной и угловой модуляции; ω_0 – несущая частота сигнала.

Искажения излученного сигнала $S_p(t, \lambda_0)$ принято рассматривать отдельно для однолучевых и многолучевых каналов.

В однолучевых каналах электромагнитные колебания распространяются по одному пути. Однолучевыми каналами являются линии связи на расстояниях прямой видимости: линии ближней радиосвязи на коротких и ультракоротких волнах, линии связи Земля-воздух, воздух-Земля, воздух-воздух и т. п.

Принятый полезный сигнал по отношению к излученному характеризуется дополнительными параметрами: случайным ослаблением $\alpha(t)$, средним временем запаздывания τ_3 , доплеровским смещением частоты Ω и случайной начальной фазой θ и может быть записан в виде

$$S_p(t, \lambda) = \alpha(t) A(t - \tau_3) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(t - \tau_3) - \theta].$$

Таким образом, совокупность параметров принятого сигнала $\lambda = \{A(t), \varphi(t), \omega_0, \alpha(t), \tau_3, \Omega, \theta\}$. В зависимости от знания на приемной стороне значений дополнительных параметров $\alpha(t), \tau_3, \Omega, \theta$ можно выделить несколько моделей непрерывных каналов.

Гауссовским каналом называется канал, в котором действует аддитивный нормальный белый шум, а искажения полезного сигнала несущественны и могут быть скомпенсированы. Компенсация искажений возможна, если на приемной стороне дополнительные параметры полностью известны или могут быть измерены достаточно точно. Поэтому можно считать, что $S_p(t, \lambda_0) = S_p(t, \lambda)$. Выходной сигнал гауссовского канала

$$Y_p(t) = S_p(t, \lambda_0) + n(t).$$

Представление выходного сигнала в виде суммы полезного сигнала и нормального белого шума $n(t)$ позволяет указать правило принятия решения о переданном сигнале.

Гауссовский канал с неизвестной фазой сигнала определяется параметрами τ_3 , Ω , $\alpha(t) = \alpha$, которые постоянны и известны. Фаза θ считается равномерно распределенной величиной в интервале $[0, 2\pi]$. Такая модель хорошо описывает процессы в линиях радиосвязи на расстояниях прямой видимости.

Канал с амплитудными замираниями является дальнейшим усложнением канала с неизвестной фазой в предположении, что $\alpha(t)$ – случайная функция времени. Выходной полезный сигнал канала с замираниями

$$S_p(t, \lambda) = \alpha(t) A(t) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(t) - \theta].$$

Случайная функция $\alpha(t)$ перемножается с сигналом и поэтому называется мультипликативной помехой, которую можно рассматривать как функцию, модулирующую по амплитуде излученный сигнал. Модуляция приводит к расширению спектра принятого сигнала относительно спектра излученного сигнала. Поэтому такой канал называют каналом с рассеянием энергии по частоте.

По времени корреляции мультипликативные помехи разделяются на медленные и быстрые.

О медленных замираниях говорят в случае, если время корреляции $\alpha(t)$ значительно превышает интервал наблюдения сигнала. Причинами медленных замираний является изменения свойств среды распространения радиоволн в зависимости от метеорологических условий, времени суток, года, от солнечной активности и т. п.

Быстрая мультипликативная помеха имеет время корреляции меньше, чем интервал наблюдения сигнала. Основной причиной быстрых замираний является наличие многих путей, по которым распространяются электромагнитные волны.

Многолучевое распространение возникает при передаче информации на дальние расстояния при отражении радиоволн от протяженных поверхностей суши и моря, при отражении от ионосферы и тропосферы. Из-за разных путей распространения времена запаздывания отдельных принимаемых сигналов различны. Поэтому многолучевые каналы называют также каналами с рассеянием энергии во времени.

Результирующий сигнал на выходе многолучевого канала

$$S(t, \lambda) = \sum_{i=1}^l S_{pi}(t, \lambda_{0i})$$

где $S_{pi}(t, \lambda_{0i}) = \alpha_i(t) \cdot A(t) \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi(t) - \theta]$.

При большом числе путей можно считать, что $S_p(t, \lambda)$ является реализацией нормального СП. Обычно среднее значение процесса равно нулю, тогда модели многолучевых каналов различаются по виду КФ.

Таким образом, непрерывный канал считается заданным, если указаны мощность сигналов, полоса частот, дано описание моделей помех и искажений сигналов.

14.3. Модели дискретных каналов

Дискретными называются каналы, входные и выходные сигналы которых принимают конечное число мгновенных значений. Понятие дискретного канала естественно возникает при передаче дискретных сообщений и определяется как совокупность технических средств, включенных между кодером и декодером канала (рис. 1.1).

Переход от дискретных сигналов к непрерывным осуществляется на передающей стороне при манипуляции параметрами непрерывной несущей. На приемной стороне дискретные сигналы появляются на выходе первой решающей схемы (демодулятора).

Свойства дискретного канала определяются непрерывным каналом и структурой модема.

Дискретный канал задается множеством входных $\{s_i\}_{i=1, \overline{L_s}}$ и выходных $\{y_j\}_{j=1, \overline{L_y}}$ символов (сигналов), длительностью символов τ и условными вероятностями $P(y_j/s_i)$ преобразования входных символов в выходные. Обычно длительности всех входных и выходных символов одинаковы. Объемы алфавитов входных L_s и выходных L_y сигналов в общем случае могут быть разными, причем $L_y \geq L_s$. Однако в большинстве случаев $L_y = L_s$. Для дискретных каналов широко используется представление принятой последовательности символов $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ в виде суммы переданной последовательности $S = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ и комбинации помехи (вектора ошибки) $E = (e_1, e_2, \dots, e_n)$

$$Y = S \oplus E$$

\oplus

где \oplus – понимается как поразрядное сложение S и E по модулю L_s . В случае двоичных последовательностей ($L_s = 2$) нулевой символ вектора ошибки $e_i = 0$ означает, что i -й символ принят правильно ($y_i = s_i$), а $e_i = 1$, ошибку в приёме ($y_i \neq s_i$).

Классификацию дискретных каналов удобно вести по вектору ошибки E . Разные модели каналов отличаются распределением вероятностей вектора E .

Наиболее распространены следующие модели.

Канал без памяти – это канал, в котором символы e_i являются независимыми СВ. Прием каждого сигнального символа в таком канале не зависит от результата приема предыдущих символов. При наличии такой зависимости имеет место канал с памятью. Дискретный канал называется стационарным, если вероятность ошибочного приема символов не изменяется с течением времени.

В силу простоты технической реализации наибольшее применение находят каналы, сигналы в которых представляются двоичным кодом. Такие каналы называются двоичными (бинарными) и задаются с помощью графа (рис. 1.2). Вероятности $P(0/0)$ к $P(1/1)$ характеризуют правильный прием символов 0 и 1 соответственно, а $P(1/0)$ и $P(0/1)$ – вероятности ошибок при приеме символов 0 и 1.

Симметричным двоичным называется канал, в котором вероятности ошибок при приеме 0 и 1 одинаковы, $P(1/0) = P(0/1)$, а следовательно, равны и вероятности правильного приема символов $P(0/0) = P(1/1) = 1 - p$. Для симметричного стационарного канала без памяти вероятность искажения i -го символа $P(e_i = 1) = p$, а вероятность правильного приема $P(e_i = 0) = 1 - p$.

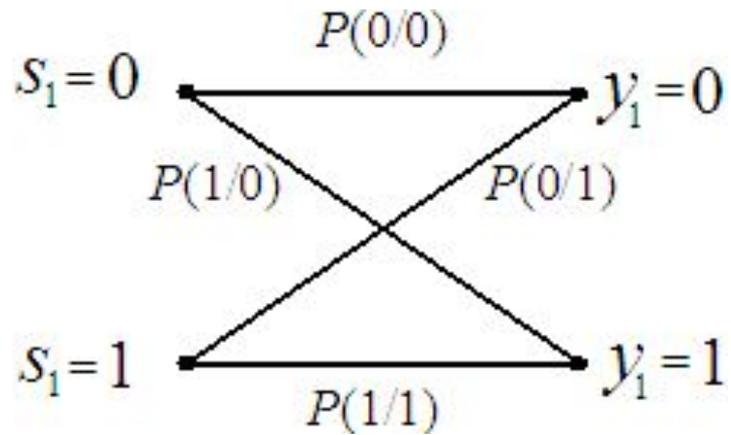


Рис. 14.2. Граф двоичного канала

Двоичный канал без памяти со стиранием отличается от рассмотренного тем, что выходной алфавит помимо 0 и 1 содержит третий символ «?» – символ стирания. Он появляется в тех случаях, когда демодулятор не может надежно опознать переданный символ. Такой канал часто используется в системах передачи информации с обратной связью, когда при приеме символа «?» производится повторение передачи. Это позволяет значительно снизить вероятность ошибочного приема за счет уменьшения скорости передачи.

Марковский канал является простейшей моделью дискретного канала с памятью. Он характеризуется вектором ошибки, символы которого образуют простую цепь Маркова. Вероятность искажения символа в этом канале зависит от результата приема только предыдущего символа.

Марковская модель задается матрицей переходных вероятностей:

$$P = \begin{bmatrix} 1 - p_1 & p_1 \\ p_2 & 1 - p_2 \end{bmatrix}$$

где p_1 – условная вероятность принять $(i + 1)$ -й символ ошибочно, если i -й принят правильно; $1 - p_1$ – условная вероятность принять $(i + 1)$ -й символ правильно, если i -й принят правильно; p_2 – условная вероятность принять $(i + 1)$ -й символ ошибочно, если i -й принят ошибочно; $1 - p_2$ – условная вероятность принять $(i + 1)$ -й символ правильно, если i -й принят ошибочно.

Безусловная (средняя) вероятность ошибки в рассматриваемом канале должна удовлетворять уравнению: $p(x_{i+1} / x_i) = p_2 \cdot p_{\text{ош}}(x_i) + p_1 \cdot p_{\text{прав}}(x_i)$ или $p(x_{i+1} / x_i) = p_1 / (1 + p_1 + p_2)$.

Данная модель имеет достоинство – простоту использования, но не всегда адекватно воспроизводит свойства реальных каналов.

Большую точность позволяет получить **модель Гильберта для дискретного канала с памятью**. В такой модели канал может находиться в двух состояниях S_1 и S_2 . В состоянии S_1 ошибок не происходит; в состоянии S_2 ошибки возникают независимо с вероятностью p_2 .

Также считаются известными вероятности перехода $p(S_1 / S_2)$ из состояния S_1 в S_2 и вероятности перехода $p(S_2 / S_1)$ из состояния S_2 в состояние S_1 . В этом случае простую марковскую цепь образует не последовательность ошибок, а последовательность переходов:

$$p = \begin{bmatrix} 1 - p(S_2 / S_1) & p(S_2 / S_1) \\ p(S_1 / S_2) & 1 - p(S_1 / S_2) \end{bmatrix}$$

При этом достаточно легко выразить безусловные вероятности нахождения канала в состояниях S_1 и S_2 :

$$p(S_1) = \frac{p(S_1 / S_2)}{p(S_1 / S_2) + p(S_2 / S_1)}, \quad p(S_2) = \frac{p(S_2 / S_1)}{p(S_2 / S_1) + p(S_1 / S_2)}$$

Безусловная вероятность ошибки в этом случае может быть определена по формуле:

$$p = p_2 \cdot p(S_2) = p_2 \cdot \frac{p(S_2 / S_1)}{p(S_2 / S_1) + p(S_1 / S_2)}$$

Наиболее часто при использовании модели Гильберта для двоичного канала полагают $p_2 = 1/2$, т.е. состояние S_2 рассматривается как полный обрыв связи. Это согласуется с представлением о канале, в котором действуют коммутационные помехи.

Из других моделей симметричных двоичных каналов следует отметить **канал с пакетами ошибок**, который характеризуется тем, что искажающие символы (единицы) вектора ошибки группируются в пакеты. Применяется, если в непрерывном канале, входящем в дискретный, действуют сильные замирания сигналов на время длительности нескольких символов или присутствуют импульсные помехи большой длительности. Подобные каналы задаются вероятностями искажений серий из q символов подряд.