

Введение

Инфраструктура взаимоувязанной сети связи Российской Федерации в настоящее время интенсивно насыщается передовыми цифровыми телекоммуникационными технологиями.

Так, практически по всем важнейшим магистральным направлениям первичной сети, или, другими словами, транспортной сети магистрального уровня, информационные потоки передаются по технологии SDH с использованием волоконно-оптических и цифровых радиорелейных линий связи.

Эти же системы передачи SDH в сочетании с технологиями ATM, В-ISDN и т.д. активно эксплуатируются на городском местном участке первичной сети или по современной технологии сети доступа, особенно в крупных и средних городах России.

В то же время внутризональные участки первичной сети регионального уровня на нынешнем этапе развития ВСС РФ характеризуется недостаточным уровнем внедрения современных систем передачи. На этих участках до сих пор сохранились воздушные линии связи (ВЛС), кабельные линии связи (КЛС) симметричного кабеля, проложенные много десятилетий назад, которые отличаются плохими качественными показателями, что не позволяет в должной мере перейти на современные инфокоммуникационные технологии.

Внедрение современных телекоммуникационных систем передачи на внутризональных сетях РФ затруднено, так как требует огромных капитальных вложений, в частности, из-за их больших территорий и расстояниями между пунктами сети.

Вместе с тем необходимость передачи информации в цифровой форме является жизненной, и более того, директивной необходимостью, поскольку принята и начала реализовываться программа «Электронная Россия». В рамках этой программы каждый гражданин Российской Федерации, независимо от места проживания, должен иметь доступ к любой форме дистанционного общения с использованием сети «Интернет» или электронной почты, пользоваться услугами телемедицины, должна быть обеспечена «прозрачность» технологий государственного управления, и банковско-финансовых операций любого уровня, начиная с сельсовета и выше и т.д. Все эти положения программы могут быть реализованы только при наличии возможности передачи по внутризональной сети цифровой информации.

Для решения этой задачи в данной работе рассматриваются способы и методы, позволяющие значительно повысить эффективность использования существующих электрических цифровых линейных трактов внутризональных и местных сетей. При этом предполагается использование существующих сооружений аналоговых сетей в виде воздушных и кабельных линий связи, не подвергая их существенной реконструкции.

Глава 1. Принципы организации электрического цифрового линейного тракта

В конечном оборудовании цифровых систем передачи (ЦСП) все виды первичных сигналов преобразуются в двоичный (бинарный) сигнал, состоящий из последовательности видеоимпульсов и пауз, отображающих единицы и нули цифровой информации. Совокупность устройств, обеспечивающих передачу цифрового сигнала на противоположную оконечную станцию системы передачи, его прием и необходимую достоверность, называется цифровым линейным трактом (ЦЛТ). Двоичный электрический сигнал при передаче по ЦЛТ подвергается искажениям и воздействию различного рода помех. Характер этих воздействий на цифровой электрический сигнал, качественные и количественные методы их оценки и способы борьбы с ними имеют специфические особенности, которые и рассматриваются ниже.

1.1. Источники искажений и помех в цифровом линейном тракте

1.1.1. Структура цифрового линейного тракта

Наиболее важной особенностью цифрового способа передачи сигналов является возможность восстановления формы искаженной импульсной последовательности при прохождении через направляющую

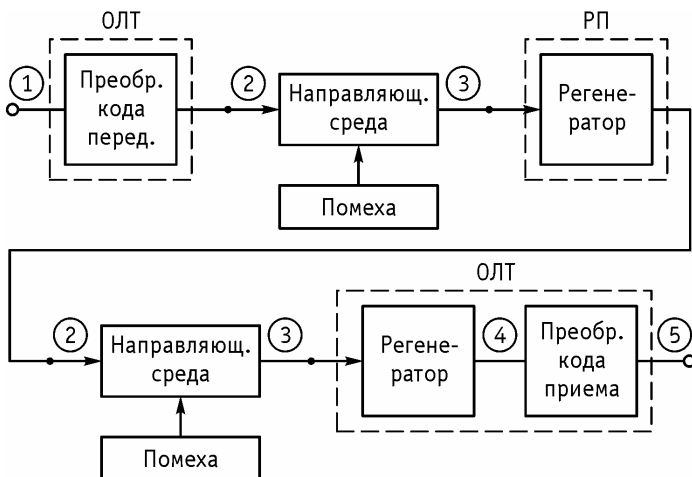


Рис. 1.1. Структурная схема ЦЛТ

среду, например, кабельную линию связи. Импульсная последовательность восстанавливается с помощью специальных устройств, называемых регенераторами, которые размещаются вдоль линии передачи цифрового сигнала. Для уменьшения искажений, вносимых направляющей средой, например, кабельной линией, а также для повышения достоверности передаваемой информации, двоичный цифровой сигнал в современных ЦСП преобразуется в так называемый цифровой линейный сигнал при помощи преобразователей кода на передающей оконечной станции. На приемной станции производится обратное преобразование линейного сигнала в двоичный цифровой сигнал при помощи преобразователя кода приема.

Регенераторы в современных ЦСП выполняют три основные функции:

- 1) корректирование формы принимаемых импульсов;
- 2) выделение тактовой частоты из линейного цифрового сигнала;
- 3) полное восстановление формы и временных соотношений в линейном цифровом сигнале (этот процесс и называется регенерацией).

Структурная схема ЦЛТ для передачи цифрового сигнала в одном направлении приведена на рис. 1.1. Преобразователи кода передачи и приема и оконечные регенераторы системы передачи входят в со-

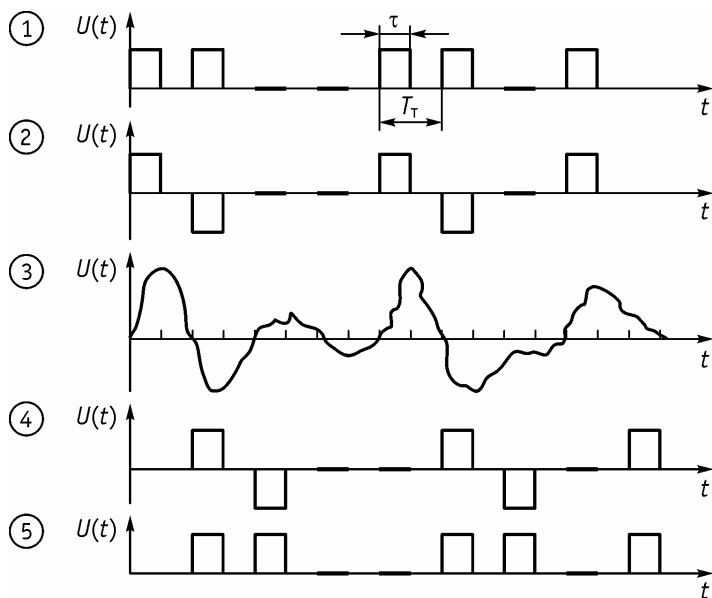


Рис. 1.2. Временные диаграммы сигналов в ЦЛТ:

- 1 – двоичный цифровой сигнал; 2 – линейный цифровой сигнал; 3 – цифровой сигнал на входе регенератора; 4 – регенерированный цифровой сигнал; 5 – принятый двоичный сигнал

став оборудования линейного тракта (ОЛТ) оконечных станций ЦСЛ. Линейные регенераторы, обеспечивающие регенерацию линейного цифрового сигнала на участках линейного тракта, называемых участками регенерации, размещаются в регенерационных пунктах (РП).

На рис. 1.2. показаны сигналы длительностью τ и периодом следования T , определяющем тактовую частоту $f_T = 1/T$, в различных точках ЦЛТ при использовании в качестве линейного сигнала с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), получившего наибольшее распространение в ЦСП. Этот сигнал формируется преобразователем кода передачи (точка 2). На входе регенератора (точка 3) этот сигнал искажается и подвергается воздействию помех. Регенератор восстанавливает форму сигнала, поэтому на его выходе сигнал совпадает по форме с сигналом на выходе оконечной станции передачи. Преобразователь кода приема преобразует линейный цифровой сигнал с ЧПИ в бинарный (точки 4 и 5).

1.1.2. Причины возникновения искажений и помех в электрических ЦЛТ

В настоящее время достаточно широкое распространение в качестве направляющей среды для передачи цифровых сигналов получили электрические кабели, как симметричные, так и коаксиальные. Передаваемые по ним импульсные сигналы искажаются и подвергаются воздействию различного рода помех; собственных, переходных, из-за несогласованности входных и выходных сопротивлений регенераторов в ЦЛТ, импульсных и промышленных. Рассмотрим сначала

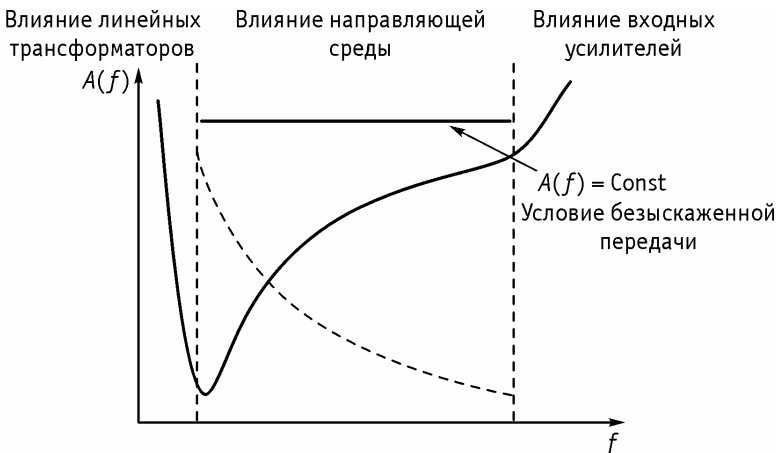


Рис. 1.3. Амплитудно-частотная характеристика кабельной линии связи и входных цепей регенератора

влияние искажений на передачу цифровых сигналов. Амплитудно-частотная характеристика затухания кабеля и таких необходимых элементов ЦЛТ, как линейные трансформаторы и входные усилители в регенераторах имеют ярко выраженную частотную зависимость, показанную на рис. 1.3 и существенно отличается от условий безыскаженной передачи: $A(f) = \text{const}$.

Как известно, элементарные посылки цифрового сигнала, как и любого другого сигнала, ограниченного во времени, имеют бесконечный по частоте энергетический спектр. Как видно из рис. 1.3, постоянную составляющую и низкочастотную составляющую энергетического спектра цифрового сигнала оказывается невозможно передавать без искажений по ЦЛТ из-за влияния линейных трансформаторов и разделительных емкостей в усилительных каскадах регенератора. Это явление получило название ограничения полосы частот цифрового сигнала снизу. Аналогично, увеличение затухания кабельной цепи и уменьшение усиления в регенераторах с ростом частоты приводит к ограничению полосы частот цифрового сигнала сверху.

Простейшая эквивалентная схема ЦЛТ, имитирующая ограничение полосы частот сверху, может быть представлена в виде интегрирующей RC -цепи (рис. 1.4, а). Напряжение на выходе $U_{\text{вых}}(t)$ такой цепи пропорционально интегралу от напряжения на входе $U_{\text{вх}}(t)$ и имеет вид, показанный на рис. 1.4, б. Чем длиннее участок регенерации, тем меньше амплитуда сигнала на его выходе $U_{\text{вых}}(t)$ и тем резче выражено явление увеличения длительности выходных импульсов. При значительном ограничении полосы частот ЦЛТ сверху и большой протяженности участка регенерации, передаваемые импульсные посылки настолько увеличиваются по длительности, что не успевают закончиться к моменту прихода следующего импульса или пробела. Это приводит к наложению принимаемых импульсных сигналов, особенно сильно ощущаемому для соседних символов цифрового потока. Таким образом, искажения цифрового сигнала, вызванные ограничением полосы частот ЦЛТ в области высоких частот, являются причиной появления

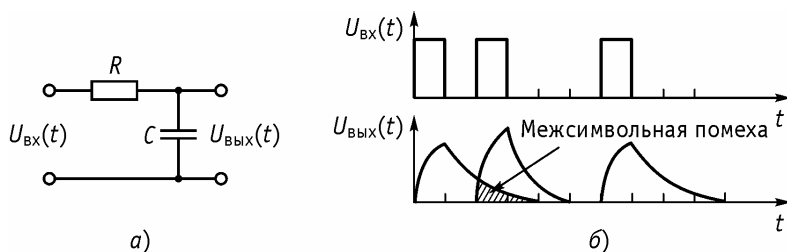


Рис. 1.4. Влияние ограничения полосы частот сверху на форму цифрового сигнала

межсимвольных помех. Искажения, возникающие за счет ограничения полосы частот сверху, называются искажениями первого рода.

К искажениям формы передаваемых цифровых сигналов приводит и ограничение полосы частот ЦЛТ снизу (искажения второго рода). При этом простейшая эквивалентная схема ЦЛТ может быть представлена в виде дифференцирующей RL -цепи рис. 1.5, а. Напряжение на выходе $U_{\text{вых}}(t)$ четырехполосника будет пропорционально производной от напряжения на входе $U_{\text{вх}}(t)$ и показано на рис. 1.5, б. Ослабление низкочастотных составляющих цифрового сигнала приводит к появлению выбросов в принимаемом импульсном сигнале. Причем полярность выброса противоположна полярности передаваемых символов цифрового сигнала и спад выброса затягивается на последующие тактовые интервалы, также вызывая межсимвольные помехи. Такие искажения, возникающие за счет ограничения частот снизу, называются искажениями второго рода. Таким образом, ограничение полосы частот ЦЛТ снизу и сверху приводит к искажению формы передаваемых по кабелю связи цифровых сигналов, которое является причиной появления межсимвольных помех. Уменьшить межсимвольные помехи можно за счет применения линейных кодов и корректирующих усилителей в регенераторах.

На цифровой поток в ЦЛТ также накладываются различного рода посторонние электрические сигналы, которые собственно и являются электрическими помехами, воздействие которых показано на рис. 1.1. Характер таких помех оказывается различным для разного типа кабелей.

Так, в симметричном кабеле, на основе которого строятся ЦЛТ местных и внутризональных сетей связи, основным видом помех являются переходные помехи. Они возникают вследствие конечности переходного затухания между парами кабеля в четверке и между четверками. Влияние помехи на передаваемый цифровой сигнал зависит от способа организации ЦЛТ. При однокабельной организации ЦЛТ преоб-

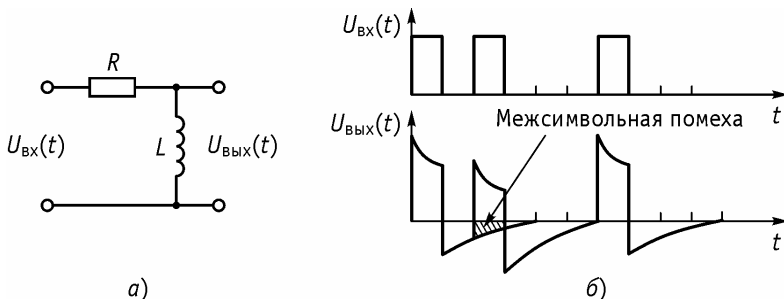


Рис. 1.5. Влияние ограничения полосы частот сверху на форму цифрового сигнала

ладают переходные помехи на ближнем конце участка регенерации, а при использовании двухкабельной системы – переходные помехи на дальнем конце. Величина переходных помех определяется уровнем цифрового сигнала на передаче, переходным затуханием на ближнем или дальнем концах, а также видом энергетического спектра линейного цифрового сигнала и его скоростью передачи.

Характер суммирования переходных помех в парах кабеля, подверженных влиянию, зависит от числа ЦЛТ, организованных по одной кабельной цепи. При малом числе влияющих ЦЛТ (от двух до четырех) переходная помеха от различных цепей складывается по напряжению. При большом числе влияющих цепей (более четырех) сложение переходных помех осуществляется по мощности.

Другим существенным видом помех для ЦЛТ, организованных по симметричному кабелю, являются помехи от отраженных сигналов. Они возникают из-за несогласованности волновых сопротивлений кабеля и входных и выходных цепей регенераторов, а также из-за неоднородностей волнового сопротивления в местах стыка строительных длин. Отраженные в местах несогласованностей и неоднородностей паразитные цифровые потоки, которые опережают линейный цифровой сигнал или отстают от него и выступают в роли мешающего электрического сигнала, то есть помехи.

Специфическим видом помех в ЦЛТ симметричного кабеля являются импульсные помехи, создаваемые коммутационными приборами автоматических телефонных станций (АТС). Этот вид помех является определяющим на регенерационных участках ЦСП местной сети, прилегающих к АТС. Для того чтобы уменьшить мешающее воздействие импульсных помех пристанционные участки регенерации приходится делать укороченными (обычно в два раза по сравнению с номинальной длиной).

Собственные (или тепловые) помехи являются основными в ЦЛТ, организованных при помощи коаксиальных кабелей связи. Характерная особенность коаксиальных цепей состоит в том, что с увеличением частоты резко возрастает величина переходного затухания между коаксиальными парами (например, уже на частоте 1 МГц не менее 120 дБ), поэтому при передаче по ним цифровых сигналов переходные помехи отсутствуют. Собственные помехи в коаксиальных ЦЛТ вызываются, в основном, хаотическим тепловым движением электронов в кабельных цепях и шумами усилительных элементов во входных цепях регенераторов. Величина собственных помех в коаксиальной паре зависит от скорости передачи цифровых сигналов и длины участка регенерации. В целом величина помех в ЦЛТ коаксиального кабеля оказывается намного меньше, чем в трактах симметричного кабеля. Это является основной причиной того, что коаксиальные кабели используются для высокоскоростной передачи цифровых потоков.

1.1.3. Способы оценки влияния искажений и помех

Основной оценкой качества передачи двоичной информации по ЦЛТ является величина коэффициента ошибок или вероятности ошибок. Ниже рассматривается взаимосвязь между коэффициентом ошибок и другими параметрами ЦЛТ: защищенностью (отношением сигнал-помеха), скоростью передачи и числом уровней цифрового сигнала в линии. Для качественной оценки коэффициента ошибок используется метод глаз-диаграммы.

Коэффициент ошибок $K_{\text{ош}}$ определяется как отношение числа ошибочно принятых символов $N_{\text{ош}}$ к общему числу переданных символов N_{Σ} на интервале измерений $T_{\text{изм}}$:

$$K_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{ош}}}{N_{\Sigma T_{\text{изм}}}}. \quad (1.1)$$

При передаче двоичных сигналов в ЦСП коэффициент ошибок численно совпадает с вероятностью ошибки: $P_{\text{ош}} = K_{\text{ош}}$. Поскольку на цифровой поток, передаваемый по ЦЛТ, всегда воздействуют искажения и помехи, они приводят к цифровым ошибкам. Это означает, что какая-то часть бинарных символов будет принята неверно: на месте «1» может оказаться «0» и наоборот. То есть вероятность ошибки всегда отлична от нуля: $P_{\text{ош}} \neq 0$.

Ошибки при приеме символов кодовой комбинации приводят к искажению амплитуды отсчетов канальных сигналов $U_{\text{кв АИМ-2}}$. Однако не каждая ошибка в кодовой комбинации после декодирования на выходе стандартного канала ЦСП приводит к резкому изменению амплитуды аналогового телефонного сигнала, на его выходе, как показано на рис. 1.6. Такое резкое изменение амплитуды приводит к прослушиванию щелчков при телефонном разговоре. Экспериментально установлено, что к заметному прослушиванию щелчков приводят ошибки в одном из

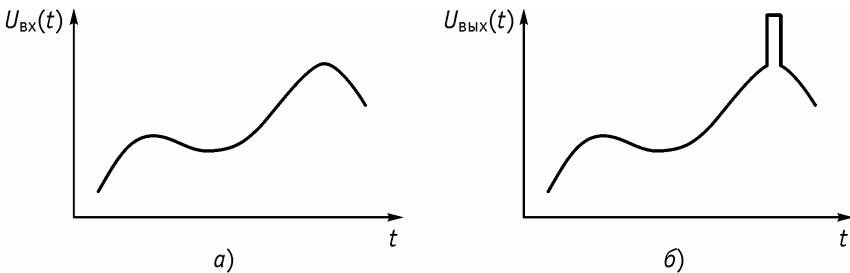


Рис. 1.6. Телефонный сигнал

а) на входе канала ЦСП; б) на выходе канала ЦСП в случае цифровой ошибки

двух старших разрядах любой кодовой комбинации канального цифрового сигнала с импульсно-кодовой модуляцией ИКМ. Качество передачи телефонной информации по существующим нормам считается удовлетворительным, если в канале ЦСП прослушивается не более одного щелчка в минуту.

При частоте дискретизации 8 кГц (что имеет место во всех современных ЦСП) по каждому каналу в течение 1 мин. передается $8\,000 \cdot 60 = 480\,000$ кодовых комбинаций. Опасными в отношении щелчков являются только два старших разряда цифрового сигнала или $2 \cdot 480\,000 = 960\,000$ символов. При равной вероятности ошибочного приема любого из двух старших символов, вероятность ошибки в канале ЦСП при максимальной протяженности ЦЛТ должна удовлетворять условию:

$$P_{\text{ош}} \leq \frac{1}{960\,000} \leq 10^{-6}.$$

Длину участков регенерации, входящих в состав ЦЛТ (рис. 1.1) необходимо выбирать таким образом, чтобы РОШ всего линейного тракта не превышала приведенного допустимого значения 10^{-6} . Если считать параметры всех участков ЦЛТ одинаковыми, то вероятность ошибки на одном участке регенерации не должна превышать величины:

$$P_{\text{ош}_i} \leq \frac{P_{\text{ош}}}{n} = \frac{10^{-6}}{n}, \quad (1.2)$$

где n – общее число регенераторов.

Между вероятностью ошибки регенератора и величиной защищенности (отношением сигнал-помеха) существует однозначная зависимость: увеличение защищенности приводит к снижению вероятности ошибки. Действительно, очевидно, что для правильного восстановления символов в регенераторе требуется некоторая минимальная величина отношения сигнал-помеха на его входе. Рассмотрим простейший случай, когда на входе регенератора принимается цифровая последовательность из положительных и отрицательных импульсов длительностью T с амплитудами соответственно $+U_{\text{вх}}$ и $-U_{\text{вх}}$ (двух-

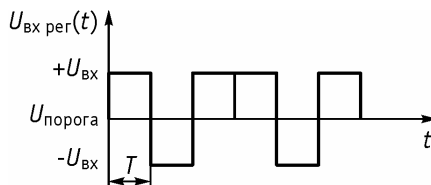


Рис. 1.7. Неискаженная двуровневая последовательность на входе регенератора при случайном чередовании полярности импульсов

уровневая последовательность) при равной вероятности появления импульсов разной полярности $P_{(+1)} = P_{(-1)} = 1/2$ (рис. 1.7). В этом случае пороговое напряжение в регенераторе должно быть равно нулю, если в момент принятия решения амплитуда сигнала с учетом воздействия помех больше нуля, то на выходе регенератора восстанавливается положительный импульс; если амплитуда сигнала с учетом помех меньше нуля, то будет регенерирован отрицательный импульс. Для расчета вероятности ошибки предположим, что напряжение помехи, накладываемой на сигнал, имеет функцию распределения $W(U_n)$, подчиняющуюся нормальному закону (что является справедливым во всех практически важных случаях):

$$W(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{U_n^2}{2\sigma^2}}, \quad (1.3)$$

где σ – эффективное (или среднеквадратическое) напряжение помехи. При регенерации положительного импульса ошибка имеет место в том случае, если в момент решения мгновенное значение амплитуды помехи более отрицательно, чем $-U_{вх}$, при импульсе отрицательной полярности ошибка имеет место, если амплитуда помехи более положительна, чем $+U_{вх}$ (рис. 1.8). Тогда вероятность ошибки будет равна

$$\begin{aligned} P_{\text{ош}_i} &= P(+1) \cdot P(U_n > -U_{вх}) + P(-1) \cdot P(U_n > +U_{вх}) = \\ &= \frac{1}{2} P(U_n > |U_{вх}|) = 0,5 \left[1 - \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\frac{U_{вх}/\sigma}{z}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz \right] = 0,5 \left[1 - \Phi\left(\frac{U_{вх}}{\sigma}\right) \right]; \\ &Z = \frac{U_{вх}}{\sigma}; \quad z = \frac{U_n}{\sigma}, \end{aligned}$$

где $\Phi(U_{вх}/\sigma)$ – табулированный интеграл вероятности, зависящий от отношения сигнал/помеха.

Известно, что защищенность можно определить выражением:

$$A_3 = 20 \lg \frac{U_{вх}}{\sigma}, \text{ дБ.}$$

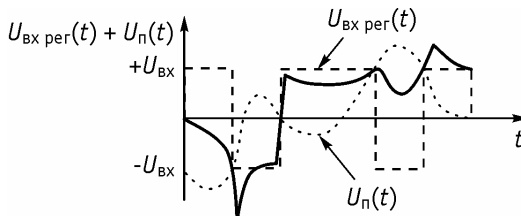


Рис. 1.8. Влияние помех на сигнал на входе регенератора

Таким образом, прослеживается зависимость $P_{\text{ош}}$ от величины A_3 .

Полученная зависимость вероятности ошибки от защищенности A_3 (отношения сигнал-помеха) для рассмотренного выше двухуровневого цифрового сигнала показана на графике (рис. 1.9), где величина защищенности рассчитана по нижеследующей формуле (расчетная точность при вычислении A_3 для $P_{\text{ош,рег}}$ в диапазоне $10^{-4} < P_{\text{ош,рег}} < 10^{-15}$ лучше, чем 0,05 дБ):

$$A_3 = 4,63 + 11,42 \lg (\lg P_{\text{ош,рег}}^{-1}) + 20 \lg (L - 1), \text{ дБ},$$

где L – число уровней цифрового линейного сигнала.

В диапазоне отношения сигнал-помеха, превышающего 15 дБ, вероятность ошибки $P_{\text{ош}i}$ при малом увеличении этого отношения резко уменьшается. Это явление в ЦСП называется пороговым эффектом. Так, например, увеличение защищенности с 15 дБ до 16 дБ, обеспечивает уменьшение вероятности ошибки примерно на два порядка с 10^{-8} до 10^{-10} .

Использование многоуровневого способа передачи цифровых сигналов позволяет осуществить гибкое варьирование величиной отношения сигнал-помеха и шириной полосы частот, которая прямо пропорционально связана со скоростью передачи, выраженной в бит/с. Подробно это явление будет рассмотрено далее в разделе 1.4.

На практике для качественной оценки искажений и помех, возникающих при передаче цифрового сигнала от регенератора к регенератору, может использоваться метод глаз-диаграммы. Она представляет собой результат наложения всех возможных принимаемых импульсных последовательностей в течение промежутка времени, равного двум тактовым интервалам линейного сигнала. Пример такой

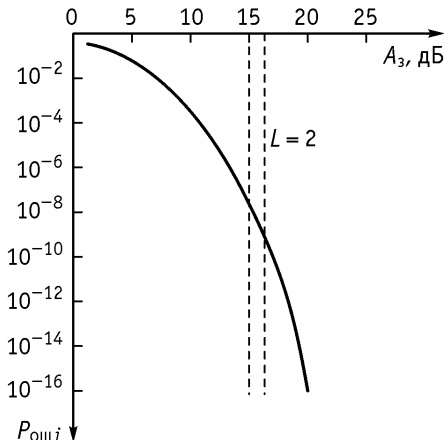


Рис. 1.9. Зависимость $P_{\text{ош}i}$ регенератора от защищенности

глаз-диаграммы для широко распространенного троичного линейного кода с чередованием полярности импульсов (ЧПИ) показан на рис. 1.10 при условии, что импульс на входе регенератора имеет косинусквадратную форму с длительностью, равной $2T$:

$$U_{\text{вх пер}}(t) = \begin{cases} P \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{T}\right); & |t| \leq T \\ 0; & |t| > T \end{cases}$$

$$P = 1, 0, -1.$$

Из приведенного рисунка легко определить зону или «раскрыв», в пределах которой должна производиться операция решения, для каждого из двух уровней: для положительных импульсов в диапазоне от 0 до $+U_{\text{вх}}$, для отрицательных от $-U_{\text{вх}}$ до 0. Вертикальные линии, проведенные через каждый тактовый интервал T , соответствуют идеальным моментам решения.

Процесс принятия решений в регенераторе можно проиллюстрировать с помощью точки пересечения (крестика) в каждом раскрыве глаз-диаграммы (рис. 1.10). Вертикальная черта крестика определяет момент решения, а горизонтальная – порог решения. Для обеспечения безошибочной регенерации цифровой последовательности раскрывы глаз-диаграммы должны быть чистыми; это означает, что на глаз-диаграмме должна существовать некоторая зона, в пределах которой и должна располагаться точка пересечений моментов решений. Практические искажения импульсов приводят к уменьшению раскрыва глаз-диаграммы по сравнению с идеальным случаем. Минимальное расстояние между точкой пересечения и «краями» глаз-диаграммы, является мерой запаса помехоустойчивости.

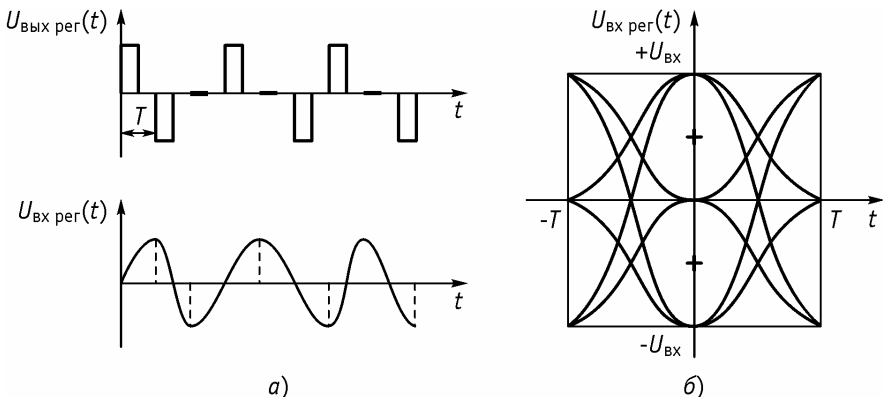


Рис. 1.10. а) Линейный сигнал с ЧПИ на входе и выходе регенератора; б) соответствующая ему глаз-диаграмма на входе регенератора

Выводы по разделу

При цифровом способе передачи сигналов, искаженная импульсная последовательность может восстанавливать свою форму с помощью регенератора, которые выполняют три основные функции:

- 1) коррекция формы принимаемых импульсов;
- 2) выделение тактовой частоты из линейного цифрового сигнала;
- 3) полное восстановление формы и временных соотношений в линейном цифровом сигнале.

Передаваемые по коаксиальному или симметричному кабелям импульсные сигналы подвергаются воздействию различного рода помех: собственных, переходных, импульсных, помех от отраженных сигналов.

Посылки цифровых сигналов имеют бесконечный по частоте энергетический спектр. Постоянную составляющую и низкочастотную составляющую энергетического спектра цифрового сигнала нельзя передать без искажений. Влияние линейных трансформаторов и разделительных емкостей приводит к ограничению сигнала снизу (помехи второго рода), а увеличение затухания кабельной цепи и уменьшение усиления в регенераторах с ростом частоты приводит к ограничению полосы частот сверху (помехи первого рода). Таким образом, ограничение полосы частот приводит к межсимвольным помехам.

В симметричном кабеле при однокабельной организации ЦЛТ преобладают переходные помехи на ближний конец, а при двухкабельной системе – переходные помехи на дальнем конце.

В ЦЛТ, организованных на коаксиальных кабелях, основными являются собственные помехи, которые вызываются хаотическим движением электронов в кабельных цепях и шумами усилительных элементов во входных цепях регенераторов.

Основной оценкой качества передачи двоичной информации является величина коэффициента ошибок (вероятность ошибки):

$$K_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{ош}}}{N_{\Sigma \text{Т,изм}}}$$

Длину участка регенерации надо выбирать таким образом, чтобы вероятность ошибки всего линейного тракта не превышала допустимого значения. Между вероятностью ошибки и защищенностью существует зависимость: увеличение защищенности приводит к снижению вероятности ошибки.

Для качественной оценки искажений и помех на практике используется метод глаз-диаграммы. Для безошибочной регенерации цифровой последовательности раскрыты глаз-диаграммы должны быть чистыми. Искажения импульсов приводят к уменьшению раскрытия глаз-диаграммы.

1.2. Регенерация линейных сигналов в ЦСП

1.2.1. Требования к линейным сигналам

Линейные цифровые сигналы, при помощи которых передается бинарная информация на участках регенерации ЦЛТ, применяются во всех типах современных ЦСП для уменьшения искажений и помех, возникающих при передаче цифровых сигналов и для уменьшения вероятности ошибки в процессе регенерации.

Линейные цифровые сигналы, получаются из двоичной последовательности, путем использования специальных линейных кодов. В общем случае при помощи линейных сигналов происходит согласование спектральных характеристик цифровых сигналов, подлежащих передаче, со спектральными характеристиками используемой линии передачи. При этом должна обеспечиваться заданная скорость передачи, требуемая помехозащищенность и возможность выделения хронизирующего сигнала (тактовой частоты) из передаваемого линейного сигнала для обеспечения тактовой синхронизации в линейных регенераторах и приемной станции. Желательно также, чтобы структура линейного сигнала позволяла обнаруживать ошибки и исправлять их.

Поскольку кабельные линии передачи имеют возрастающий с частотой характер затухания и не передают постоянную составляющую сигналов из-за наличия линейных трансформаторов, основным требованием, удовлетворяющим условию согласования спектральных характеристик сигнала и линии передачи, является требование сосредоточения основной энергии линейного сигнала в ограниченной полосе частот и устранение из него постоянной составляющей.

Удовлетворение перечисленных выше требований необходимо реализовать при помощи алгоритмов, обеспечивающих минимальный объем оборудования цифрового линейного тракта.

1.2.2. Линейные коды в ЦСП

При формировании линейных сигналов ЦСП каждому подлежащему передаче двоичному цифровому символу «0» или «1» (или группе символов) ставится в соответствие элемент (или группа элементов) линейного сигнала, передаваемый за один тактовый интервал T (или несколько тактовых интервалов). Алгоритм формирования цифрового линейного сигнала называется линейным кодированием. В этой связи цифровой линейный сигнал, полученный по определенному алгоритму линейного кодирования, часто называют просто: линейный код в ЦСП.

В общем случае, элементом линейного сигнала может быть любое сочетание импульсов и пауз внутри тактового интервала T . Однако, элементы цифровых линейных сигналов выбираются исходя из сле-

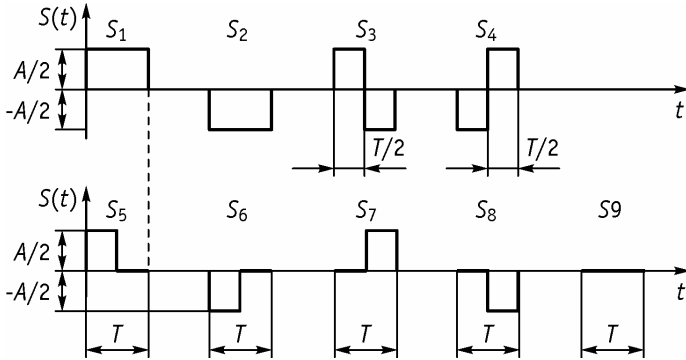


Рис. 1.11. Элементы цифрового линейного сигнала

дующих ограничений: импульсы имеют прямоугольную форму и их длительность T или $T/2$; передний и задний фронты импульсов совпадают с границей либо серединой тактового интервала; амплитуда импульсов независимо от числа элементов одинакова и равна $A/2$.

При этих условиях количество элементов цифровых линейных сигналов равно 9 и показано на рис. 1.11.

Формирование линейного сигнала из этих элементов может осуществляться абсолютными или относительными методами. В первом случае каждому символу двоичного сигнала «0» или «1» соответствует определенный элемент линейного сигнала, например, «1» – S_1 , а «0» – S_2 . Тогда бинарному сигналу, имеющему вид 110010111, будет соответствовать линейный код, показанный на рис. 1.12.

При относительном методе двоичный символ «1» передается путем чередования двух элементов сигнала, а «0» – повтором элемента, соответствующего передаче последнего символа «1». Например, «1» – S_1, S_2 или S_2, S_1 , а «0» – S_1, S_1 или S_2, S_2 . При данном методе та же кодовая комбинация 110010111 будет иметь линейный код, приведенный на рис. 1.13.

Наряду с двухуровневыми линейными сигналами, рассмотренными выше, могут использоваться многоуровневые линейные коды, в част-

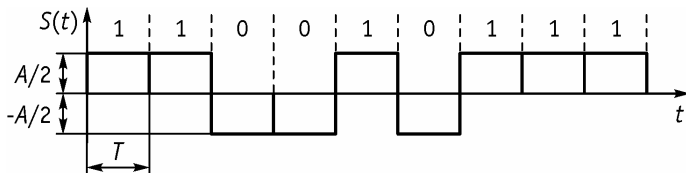


Рис. 1.12. Абсолютный метод кодирования бинарного сигнала с элементами S_1 и S_2

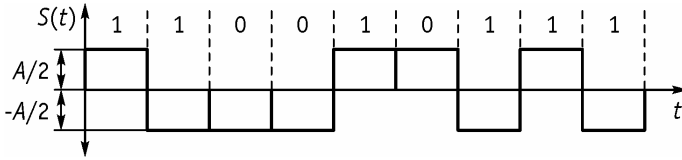


Рис. 1.13. Относительный метод кодирования бинарного сигнала с элементами S_1 и S_2

ности, самый распространенный из них код с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), имеющий также названия квазитроичный код, биполярный код, а в англоязычной литературе код с AMI (Alternation Mark Inversion Signal). Алгоритм формирования линейного кода с ЧПИ: символы «1» передаются путем поочередного использования элементов S_5 или S_6 , а символы «0» при помощи элемента S_9 . Тогда кодовая двоичная комбинация 110010111 будет иметь линейный код с ЧПИ, показанный на рис. 1.14.

При формировании линейного сигнала следует обеспечить постоянство присутствия в последнем признаков тактовой частоты, которые определяются переходами от одного уровня к другому. Чем меньше частотность переходов зависит от статистических свойств передаваемой двоичной информации, тем стабильнее признаки тактовой частоты. Устойчивость признаков тактовой частоты определяется коэффициентом $K_T = P_{T \text{ мин}} / P_{T \text{ макс}}$, где $P_{T \text{ мин}}$ и $P_{T \text{ макс}}$ – минимальная и максимальная вероятности изменения модулируемого параметра цифрового линейного сигнала на тактовом интервале (для элементов, рис. 1.11 – изменение амплитуды A).

Если, например, используются элементы S_1 и S_2 , то при появлении в бинарной кодовой комбинации двух единиц и двух нулей подряд в линейном коде в течение тактового интервала изменения модулирующего параметра не происходит (рис. 1.12) и, следовательно, $P_{T \text{ мин}} = 0$. Тогда $K_T = 0$.

При использовании элементов S_3 и S_4 для передачи двоичной информации, независимо от структуры кодовой комбинации, на каждом тактовом интервале происходит изменение модулирующего параметра (амплитуды с размахом A), то есть $P_{T \text{ мин}} = P_{T \text{ макс}} = 1$. Отсюда ко-

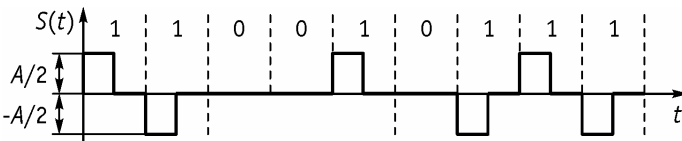


Рис. 1.14. Трехуровневый линейный код с ЧПИ с использованием элементов S_5 , S_6 и S_9

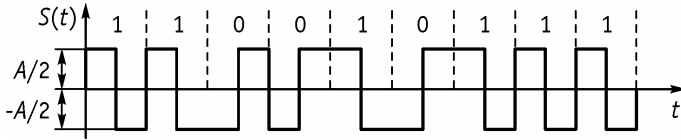


Рис. 1.15. Абсолютный биимпульсный сигнал с использованием элементов S_3 и S_4

эффицент устойчивости признаков тактовой частоты $K_T = 1$. Цифровой линейный сигнал с элементами S_3 и S_4 называется биимпульсным линейным кодом, который может формироваться абсолютными и относительными методами. Пример формирования линейного кода с абсолютным биимпульсным сигналом (АБС) для двоичной комбинации 110010111 (S_3 соответствует «1», S_4 – «0») показан на рис. 1.15. Такой линейный код обладает наибольшей стабильностью признаков тактовой частоты из всех цифровых сигналов, образованных при помощи элементов $S_1 - S_9$, рис. 1.11.

Другим важным параметром, характеризующим качество передачи цифрового линейного сигнала, является его помехоустойчивость. Помехоустойчивость линейного кода определяет вероятность ошибки при передаче бинарной информации. Для сравнения различных линейных кодов между собой с точки зрения помехозащищенности K_n , и вводится понятие относительной помехоустойчивости, которая зависит от эквивалентной мощности их элементов:

$$K_n = 10 \lg \frac{P_{\text{э}}}{P_{\text{макс}}}; \quad (1.5)$$

$$P_{\text{э}} = \frac{1}{T} \int_0^T [S_i - S_j]^2 dt. \quad (1.6)$$

При этом предельной помехоустойчивостью обладают линейные сигналы, элементы которых на всем тактовом интервале противоположны, т.е. $S_i = -S_j$. Например, для элементов сигналов, приведенных на рис. 1.11, это условие выполняется только для двух видов – с элементами S_1 и S_2 , а также S_3 и S_4 . Эквивалентная мощность каждой пары отражает предельную помехоустойчивость цифровых линейных сигналов $P_{\text{э макс}} = A^2$.

Эквивалентная мощность $P_{\text{э}}$ всех других линейных кодов определяется по двум различным элементам S_i и S_j с наименьшей величиной $P_{\text{э}}$. Например, для линейного кода с элементами S_1 и S_9 (так называемый линейный код с импульсами «затянутыми на тактовый интервал» или, другими словами код NRZ (Non-Return-to-Zero) – «без возврата к нулю» импульсной посылки на тактовом интервале), вид которого для кодовой комбинации 110010111 показан на рис. 1.16.

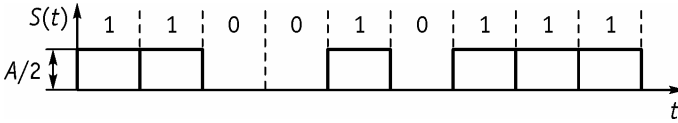


Рис. 1.16. Линейный код с импульсами «затянутыми на тактовый интервал» с элементами S_1 и S_0

Величина P_3 определяет потенциальную помехоустойчивость конкретного линейного кода и для кода NRZ составляет:

$$P_3 = \frac{1}{T} \int_0^T (S_1 - S_0)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{1}{2} - 0 \right)^2 dt = \frac{A^2}{4}.$$

Таким образом, коэффициент относительной помехоустойчивости показывает на какую величину потенциальная помехоустойчивость цифрового линейного сигнала отличается от предельной. Так, например, для абсолютного биимпульсного сигнала $K_n = 10 \lg (P_{3 \text{ макс}} / P_{3 \text{ макс}}) = 0$, для линейного кода с импульсами «затянутыми» на тактовый интервал (NRZ):

$$K_n = 10 \lg \frac{P_3}{P_{3 \text{ макс}}} = 10 \lg \frac{A^2/4}{A^2} = -6 \text{ дБ},$$

а для кода с ЧПИ аналогично получим

$$K_n = 10 \lg \frac{A^2/8}{A^2} = -9 \text{ дБ}.$$

Сравнение показывает, что из рассмотренных линейных кодов, код с ЧПИ (AMI) имеет наименьшую помехоустойчивость.

Одной из характеристик линейных кодов является понятие сбалансированности линейного сигнала, которая представляет собой алгебраическую сумму положительных и отрицательных элементов линейного сигнала. В так называемых балансных линейных кодах эта сумма за длительный промежуток времени стремится к нулю, при этом исчезают постоянная и низкочастотные составляющие в спектрах линейных сигналов. Примером идеально сбалансированного линейного кода является линейный биимпульсный сигнал, который сбалансирован на каждом тактовом интервале. Балансным кодом является также код с ЧПИ, а вот линейный код с импульсами «затянутыми на тактовый интервал» является небалансным.

Из анализа параметров линейных кодов можно сделать следующие выводы: изменение потенциальной помехоустойчивости составляет 9 дБ, при этом предельной помехоустойчивостью обладает биимпульсный сигнал (рис. 1.15). Большинство линейных сигналов (кро-

(кроме биимпульсного) имеют коэффициент устойчивости тактовой частоты $K_T = 0$ и поэтому требуются меры для повышения устойчивости признаков тактовой частоты.

С целью повышения стабильности признаков тактовой частоты необходимо дополнительное преобразование двоичной (бинарной) информации путем изменения ее статистических свойств. Такое преобразование двоичных информационных последовательностей может осуществляться при помощи алфавитного и неалфавитного кодирования, а также путем скремблирования.

Алфавитное кодирование заключается в делении последовательности двоичных символов на группы с постоянным числом тактовых интервалов и в последующем их преобразовании по определенному алгоритму в группы символов кода с новым основанием счисления и, преимущественно, с новым количеством тактовых интервалов. При алфавитном кодировании устанавливается соответствие каждой двоичной группы символов группе символов кода с новым основанием счисления. При изменении частоты требуется передача признаков, достаточных при кодировании для восстановления границ (частот) групп символов кода. Алфавитное кодирование характеризуется избыточностью преобразования двоичной информации.

Алфавитные коды повышают стабильность признаков тактовой частоты и увеличивают пропускную способность ЦСП (снижают тактовую частоту).

Правило обозначения алфавитных кодов:

- первое число в названии типа кода указывает количество символов n в кодируемой двоичной группе;
- двоичное основание счисления отмечается латинской буквой В (Binary);
- второе число указывает на количество символов K в группе кода;
- последняя буква отражает новое основание счисления M : Т (Терпогу) – третичное, Q (Quater) – четверичное и т.д.

Сравнение различных алфавитных кодов обычно производится по следующим параметрам.

1) Количество групп двоичных символов $K_B = 2^n$ и символов кода с основанием M : $K_M = M^K$. Эти параметры характеризуют сложность операций кодирования и декодирования. Причем при составлении перечня алфавитных кодов необходимо выполнение условия независимой передачи групп двоичных символов сочетаниями символов кода с основанием M , т.е. условия $2^n \leq M^K$.

2) Коэффициент изменения тактовой частоты

$$K_{\text{итч}} = \frac{K}{n}.$$

3) Избыточность линейного кода

$$r = \left(\frac{K}{n} \log_2 M - 1 \right) \cdot 100\% .$$

4) Предельный коэффициент снижения тактовой частоты ($r = 0$)

$$K_{\text{итч макс}} = \lim_{r \rightarrow 0} \frac{n}{K} = \log_2 M .$$

5) Балансированность линейного сигнала.

Количество кодовых таблиц (таблица соответствия групп двоичных символов группам символов кода с основанием M) для каждого типа кода весьма велико и равно числу перестановок: $K_{\text{кт}} = P_{2n} = (2^n)!$, где P – число перестановок.

Из алфавитных кодов наибольшее распространение нашли коды вида 1В1В (коды с биимпульсными сигналами и с импульсами «затянутыми на тактовый интервал»), 1В1Т (код с ЧПИ), 2В2Т (попарно-избирательный троичный код), 3В2Т; 4В3Т; 5В6В; 6В4Т, 2В1Q.

В качестве примера определим параметры алфавитного кода 3В 2Т.

Кодовая таблица 3В2Т

В	000	001	010	011	100	101	110	111
Т	+1-1	0-1	-10	+1+1	-1-1	+10	0+1	-1+1

Не используется кодовая комбинация 00 кода, с основанием 3. Пример формирования линейного кода 3В2Т по указанной кодовой таблице для двоичной последовательности (ДП) вида 110010111 показан на рис. 1.17.

Возможное число кодовых таблиц: $K_{\text{кт}} = (2^n)! = 8! = 40\,320$.

Количество групп двоичных символов $K_{\text{в}} = 2^n = 8$ и символов кода с основанием 3: $K_{\text{т}} = 3^2 = 9$, причем $K_{\text{в}} < K_{\text{т}}$.

Коэффициент изменения тактовой частоты $K_{\text{итч}} = 3/2 = 1,5$.

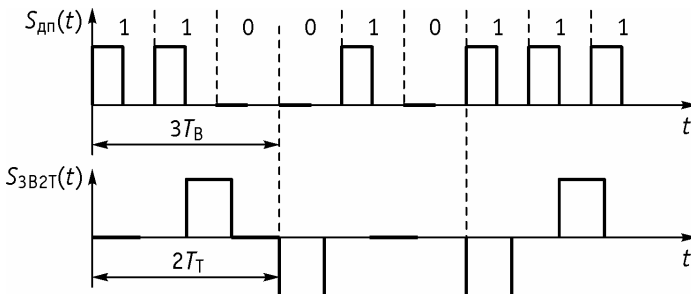


Рис. 1.17. Алфавитный линейный код 3В2Т

Избыточность кода $r = \frac{2}{3}(1,58 - 1) = 6\%$.

Предельный коэффициент снижения тактовой частоты:

$$K_{\text{ИТЧ макс}} = \log_2 3 = 1,58.$$

Код является в целом балансным для данной кодовой таблицы и при равной вероятности появления двоичных кодовых групп, однако при использовании этого кода возможен значительный дрейф нуля постоянной составляющей на отдельно взятых интервалах передачи двоичной информации, например, при достаточно длительной передаче сигнала вида 011011011011.

В последнее время широкое распространение получил алфавитный код 2B1Q, используемый в качестве линейного сигнала в ЦСП для абонентских линий или, другими словами, систем передачи технологии xDSL (Digital Subscriber Line – цифровая абонентская линия передачи).

В коде 2B1Q каждые два бита (2B) передаются за один такт сигналом, имеющим четыре состояния (1Q) согласно приведенной ниже кодовой таблице.

Кодовая таблица 2B1Q

B	00	01	11	10
Q	1	1/3	-1/3	-1

Пример формирования линейного кода 2B1Q по указанной кодовой таблице для двоичной последовательности (ДП) вида 10110001 показан на рис. 1.18.

При этом способе алфавитного кодирования требуются дополнительные меры по борьбе с длинными последовательностями одинаковых пар бит двоичной последовательности, так как при этом сигнал превращается в постоянную составляющую. При случайном чередовании бит ширины спектра сигнала в два раза меньше, чем у кода ЧПИ, так как при той же битовой скорости длительность такта увеличивается в два раза. Таким образом, с помощью кода 2B1Q можно по одной и той же линии передавать данные в два раза быстрее, чем с помощью кода ЧПИ. Однако для его реализации мощность передатчика должна быть выше, чтобы четыре уровня четко различались приемником на фоне помех, что повышает стоимость оборудования цифрового линейного тракта и ограничивает увеличение числа значащих уровней кода. Из рис. 1.18 видно, что в линейном сигнале кода 2B1Q присутствует постоянная составляющая и более того, максимум энергии сигнала приходится на низкие частоты. поэтому в системах передачи xDSL применяются достаточно сложные методы коррекции в низкочастотном диапазоне.

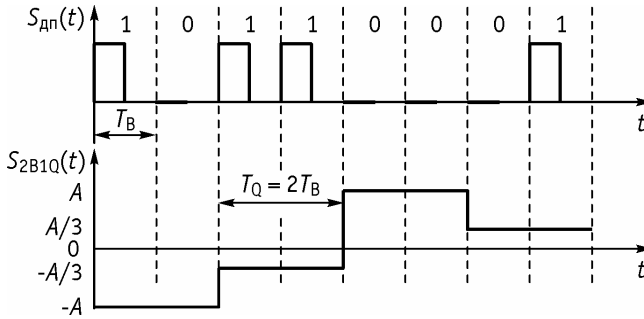


Рис. 1.18. Алфавитный линейный код 2B1Q

Другим типом линейного кода, достаточно широко применяемого в системах передачи xDSL, является линейный сигнал, формируемый по технологии CAP (Carrierless Amplitude and Phase Modulation). Модуляция CAP является по существу производной от базового способа амплитудной и фазовой модуляции цифровым сигналом несущего высокочастотного колебания, получившего название QAM-M (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурная амплитудная модуляция и широко применяемого для передачи высокоскоростных цифровых потоков по цифровым радиорелейным линиям связи.

Сущность QAM-M заключается в следующем: группа из m двоичных символов цифрового потока, передаваемого по ЦЛТ, модулирует по амплитуде и фазе частоту несущего колебания в соответствии с кодовой таблицей или соответствующей ей модуляционной диаграммой. Модуляционная диаграмма обычно отображает концы векторов сигнала несущего колебания в комплексной плоскости: $\underline{A}_i = A_i e^{j\varphi_i} = a_i + jb_i$ и показана на рис. 1.19 для QAM-16, где $M = 16 = 2^m$, $m = 4$. Число M в аббревиатуре кода QAM означает число различных позиций модулированного несущего колебания с частотой ω_n на модуляционной диаграмме.

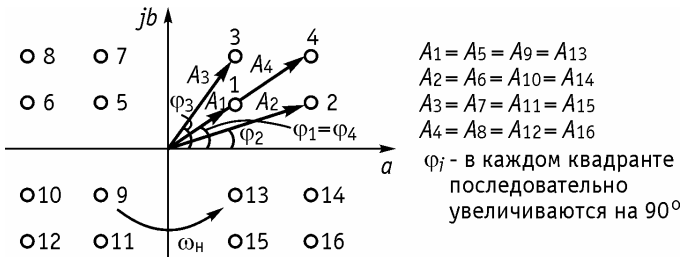


Рис. 1.19. Модуляционная диаграмма QAM-16

Таким образом, при использовании технологии QAM-16, каждый отрезок частоты несущего колебания с частотой ω_n , амплитудами A_i и фазами φ_i ($i = 1, 16$) на интервале времени передачи $T_{\text{QAM-16}} = 4T_T$ (где T_T – тактовый интервал двоичного цифрового потока) отображает 4-х разрядную кодовую комбинацию преобразуемого цифрового сигнала, как показано на рис. 1.20 в соответствии с нижеприведенной кодовой таблицей QAM-16.

Кодовая таблица линейного кода QAM-16 для несущего колебания

$$\psi_{\text{QAM}}(\omega_n) = A_i \sin(\omega_n t + \varphi_i)$$

Номер позиции на модуляционной диаграмме	1	2	3	4	5	6	...	15	16
Группы двоичных символов	0000	0001	0010	0100	0101	0110	...	1110	1111
Отрезок несущего колебания	A_1, φ_1	A_2, φ_2	A_3, φ_3	A_4, φ_4	$A_1, \varphi_1 + \pi/2$	$A_2, \varphi_2 + \pi/2$...	$A_3, \varphi_3 + 3\pi/2$	$A_4, \varphi_4 + 3\pi/2$

Как видно из рисунка, скорость передачи модулированных по амплитуде и фазе радиоимпульсных посылок уменьшается в $m = \log_2 M$ раз по сравнению со скоростью передачи преобразуемого цифрового потока и также пропорционально m уменьшается полоса частот $\Delta F_{\text{QAM-M}}$, необходимая для организации ЦЛТ по технологии QAM-M:

$$\Delta F_{\text{QAM-M}} = F_T (1 + \alpha) \frac{1}{m},$$

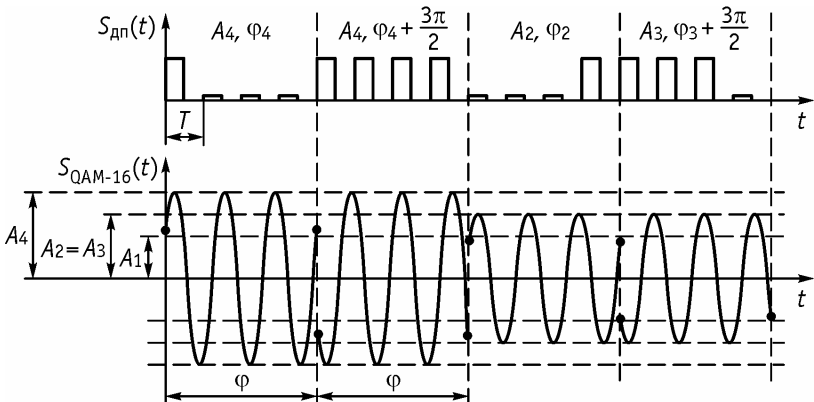


Рис. 1.20. Линейный сигнал формируемый по технологии QAM-16

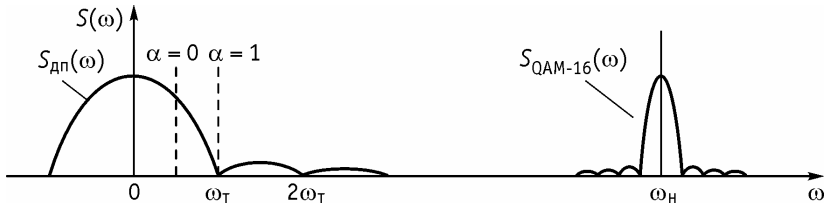


Рис. 1.21. Энергетические спектры цифровой двоичной последовательности $S_{дп}(\omega)$ и линейного сигнала QAM-16

где коэффициент $0 \leq \alpha \leq 1$ учитывает долю в частотном диапазоне основного лепестка энергетического спектра двоичного сигнала отображаемого в линейном сигнале: при $\alpha = 0 \Rightarrow 50\%$, при $\alpha = 1 \Rightarrow 100\%$, как показано на рис. 1.21.

Модуляционная диаграмма сигнала QAP повторяет диаграмму сигналов по технологии QAM: несущая частота модулируется по амплитуде и фазе, создавая кодовое пространство с 64 или 128 состояниями. При этом перед передачей в линию сама несущая, не передающая информацию, но содержащая наибольшую энергию «вырезается» из сигнала, а затем восстанавливается микропроцессором приемника. В этом случае $\Delta B_{QAP-M} = \Delta B_{QAM-M}$. В наиболее совершенных модуляторах QAP при помощи фильтра вместе с несущей подавляется и одна из боковых частот в спектре QAP (обычно верхняя). При этом полоса частот необходимая для передачи линейного сигнала QAP составляет:

$$\Delta F_{QAP-M} = \frac{\Delta F_{QAM-M}}{2},$$

На приемном конце в демодуляторе QAP происходит обратный процесс преобразования.

Соответственно M -позиционной модуляционной диаграмме сигнал QAP- M передает m бит двоичной информации в каждый момент времени, это в 2^m раз больше чем в преобразуемом двоичном сигнале.

Итогом повышения информативности линейного сигнала является существенное снижение частоты сигнала и ширины спектра, что, в свою очередь, позволяет избежать диапазонов в спектре ЦЛТ, наиболее подверженных различного рода искажениям и помехам.

Технология QAP позволяет обеспечить максимальную дальность работы аппаратуры по сравнению со всеми другими линейными сигналами, однако при этом должны быть реализованы высококачественные адаптивные корректоры искажений в используемой полосе частот ЦЛТ и обеспечены меры по минимизации всех видов помех в этом же частотном диапазоне.

Неалфавитные коды составляет группа кодов типа кода с высокой плотностью единиц КВП n (HDB n в англоязычной литературе – High Digital Binary), называемые также модифицированными кодами с ЧПИ (МЧПИ). В таких кодах последовательность двоичных «0» заданной длины (равной $n + 1$) передается определенным сочетанием «1» и «0» в линейном сигнале. Общим для перечисленных кодов является использование в качестве «основы» кода ЧПИ (AMI). Одним из существенных недостатков кода с ЧПИ является возможность появления длинной последовательности нулей в линейном сигнале при отсутствии передачи информации в некоторых каналах. В этом случае затрудняется выделение тактовой частоты из линейного сигнала. Чтобы этого не происходило в коде КВП-3, например, ограничивается число следующих подряд нулей до 3. При превышении этого числа происходит преобразование кода с ЧПИ в код КВП-3 по следующей кодовой таблице, где комбинация 000V означает: V – «балластный» символ, полярность которого повторяет полярность предыдущего символа двоичной последовательности, а В00V: В – «балластный» символ, формируемый по алгоритму чередования полярности, а V – символ, повторяющий полярность символа В.

Кодовая таблица кода КВП-3

Двоичный код	Код КВП-3	Условие выбора
0000	000V	Если за предыдущим символом V появилось нечетное число символов «1» в двоичном коде
0000	B00V	Если за предыдущим символом V появилось четное число символов «1» в двоичном коде или если за предыдущим символом V символы «1» в двоичном коде отсутствуют

Такая двоичная подстановка дает возможность сбалансировать число положительных и отрицательных единиц в коде КВП-3 и тем самым исключить появление постоянной составляющей в спектре линейного сигнала. Временная диаграмма получения из двоичной последовательности линейного сигнала с КВП-3 показана на рис. 1.22.

Применение неалфавитных кодов позволяет упростить требования к выделению тактовой частоты, однако усложняет реализацию преобразователей кода на передаче и приеме, а также вносит задержку при передаче информации по каналам, так как необходимо определять число подряд следующих нулей на передаче и отыскивать подстановки типа 000V и B00V на приеме.

Код с ЧПИ и неалфавитные коды позволяют обнаруживать ошибки. В коде с ЧПИ одиночная ошибка определяется при выявлении нарушения правила чередования полярности импульсов, а в КВП-3 – вставок.

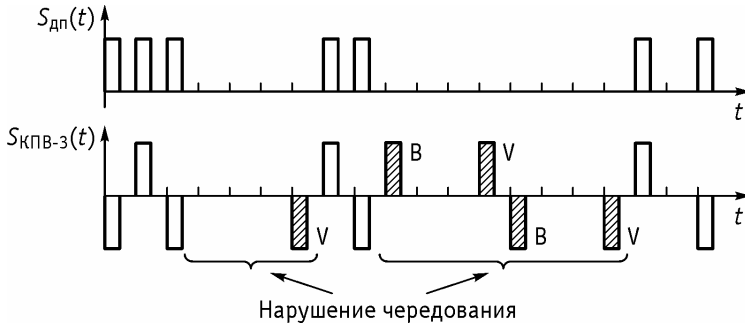


Рис. 1.22. Неалфавитный линейный сигнал с КПВ-3

Другим способом повышения стабильности признаков тактовой частоты является применение операции скремблирования при передаче двоичных цифровых сигналов и обратной процедуры дескремблирования на приеме.

Скремблирование – операция, заключающаяся в изменении статистической структуры двоичного цифрового сигнала таким образом, чтобы вероятности появления «1» и «0» в скремблированном двоичном сигнале были примерно одинаковы: $P(1) \approx P(0)$ и при этом исключалась возможность появления «длинной» последовательности одинаковых символов «1» и «0».

Одна из возможных схем устройства для скремблирования цифровых двоичных сигналов показана на рис. 1.23. Алгоритм работы приведенной схемы скремблера следующий. Входной двоичный сигнал складывается с другим двоичным сигналом в сумматоре по модулю 2 («исключающее ИЛИ»). Этот второй цифровой сигнал получается из задержанного при помощи регистра сдвига входного сигнала на выходе второго сумматора по модулю 2. В результате сложения появляется новая двоичная информационная последовательность, связанная с исходным сигналом, но являющаяся «более» случайной. В частности, разрушаются длительные последовательности единиц и нулей. Исходное двоичное сообщение может быть восстановлено при помощи обратной операции, осуществляемой в дескремблере.

Главный недостаток скремблирования, а также применения алфавитных кодов, заключается в том, что эти операции приводят к размножению ошибок. Так, в приведенном выше примере каждая ошибка, возникающая в ЦЛТ, приводит к пакету из трех ошибок в декодированном сигнале. Такой же характер может носить размножение ошибок при использовании кода 3В2Т.

Одной из важнейших характеристик любого линейного сигнала $S(t)$ является его энергетический спектр, показывающий как распределяется энергия различных частотных составляющих линейных кодов по частотному диапазону.

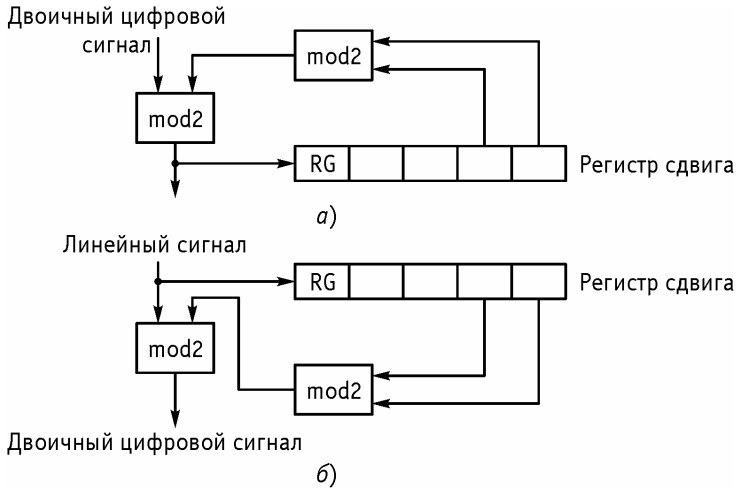


Рис. 1.23. Устройство для скремблирования цифровых двоичных сигналов: а) скремблер; б) дескремблер

Энергетический спектр любого линейного сигнала в общем случае можно определить следующим образом. Цифровой линейный сигнал $S(t)$ представляется как сумма элементов $S_1 - S_9$:

$$S(t) = \sum_{n=0}^N S_K(t - nt); \quad K = \overline{1,9}; \quad N \rightarrow \infty. \quad (1.7)$$

Для этого сигнала при помощи преобразования Фурье можно определить частотный спектр $F(\omega)$:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.8)$$

а затем спектр плотности энергии $\Psi(\omega)$, определяемый как функция:

$$\Psi(\omega) = |F(\omega)|^2. \quad (1.9)$$

Спектр плотности энергии показывает относительный вклад различных частотных составляющих линейного сигнала в общую энергию. Однако, в общем случае, длительность линейного сигнала $T_{лс} = NT$ стремится к бесконечности, и величина различных частотных составляющих также будет иметь бесконечную энергию. Поэтому энергетическим спектром $\sigma(\omega)$ цифровых линейных сигналов $S(t)$ в сущности, является спектр плотности мощности, определяемый как

$$\sigma(\omega) = \lim_{T_{лс} \rightarrow \infty} \frac{\Psi(\omega)}{T_{лс}}. \quad (1.10)$$

Цифровой линейный сигнал произвольной структуры с элементами $S_1 - S_9$, как видно из выражений (1.7 – 1.10), может иметь самые различные энергетические спектры. Для того чтобы иметь возможность сравнить энергетические спектры различных линейных кодов обычно они определяются для экстремальных линейных сигналов, имеющих максимальную частоту следования своих элементов. Например, для абсолютного бинарного сигнала с элементами S_1 и S_2 , рис. 1.12, экстремальный сигнал будет соответствовать передаче двоичной последовательности вида 10101010, а для относительного бинарного сигнала с элементами S_1 и S_2 , рис. 1.13, – последовательности 1111111... . Для кода с ЧПИ, рис. 1.14, экстремальный сигнал соответствует передаче 11111111, то же имеет место для абсолютного биимпульсного сигнала (рис. 1.15).

Выражения для энергетических спектров экстремальных последовательностей исходной двоичной последовательности основных линейных кодов современных ЦСП приведены ниже в предположении, что T – тактовый интервал при передаче элементов кода, а τ – длительность элемента.

1) Двоичная (бинарная) последовательность импульсов с элементами S_3 и S_9 с $\tau = T/2$. Энергетический спектр (рис. 1.24) состоит из суммы непрерывной $\sigma_n(\omega)$ и дискретной $\sigma_d(\omega)$ составляющих:

$$\sigma(\omega) = \sigma_n(\omega) + \sigma_d(\omega), \text{ где:}$$

$$\sigma_n(\omega) = \frac{A^2}{4} \left(\frac{1}{4}\right)^2 T \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\omega T/2}\right)^2, \quad (1.11)$$

$$\sigma_d(\omega) = \frac{A^2}{4} \left(\frac{1}{4}\right)^2 \left(\frac{\sin n \pi \frac{\tau}{T}}{n \pi \tau/T}\right)^2, \quad (1.12)$$

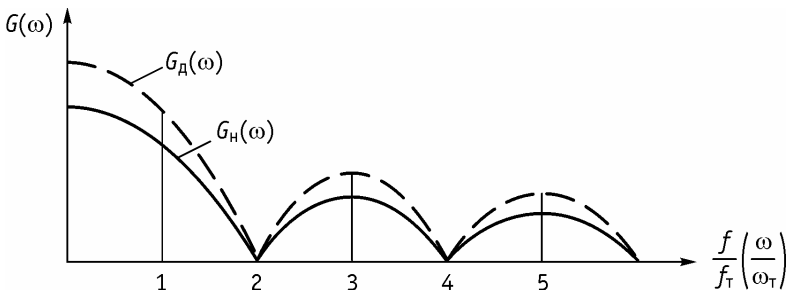


Рис. 1.24. Энергетический спектр двоичной последовательности импульсов с $\tau = T/2$

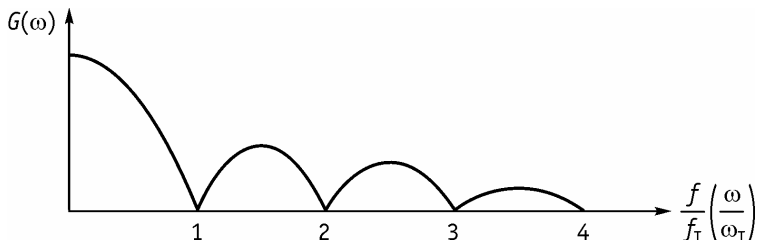


Рис. 1.25. Энергетический спектр линейного сигнала с импульсами «затянутыми на тактовый интервал»

2. Линейный сигнал с импульсами «затянутыми на тактовый интервал», как и все остальные рассматриваемые линейные коды, имеет только непрерывную составляющую энергетического спектра

$$\sigma(\omega) = \frac{A^2}{4} \left(\frac{1}{2}\right)^n T \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\omega T/2}\right)^2, \quad (1.13)$$

а вид энергетического спектра приведен на рис. 1.25.

3. Линейный код с биимпульсными сигналами.

Энергетический спектр определяется выражением

$$\sigma(\omega) = \frac{A^2}{4} T \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{4}}{\omega T/4}\right)^2 \cdot \left(\sin \frac{\omega T}{4}\right)^2,$$

и показан на рис. 1.26.

4. Линейный код с ЧПИ имеет энергетический спектр вида

$$\sigma(\omega) = \frac{A^2}{2} T \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\omega T/2}\right)^2 \cdot \left(\sin \frac{\omega T}{4}\right)^2,$$

приведен на рис. 1.27. Следует отметить, что энергетические спектры линейных сигналов с КВП-3, МЧПИ незначительно отличаются от спектра кода с ЧПИ и показаны на том же рисунке.

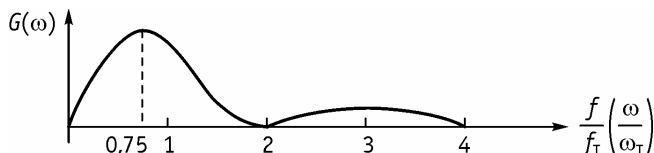


Рис. 1.26. Энергетический спектр линейного кода с биимпульсными сигналами

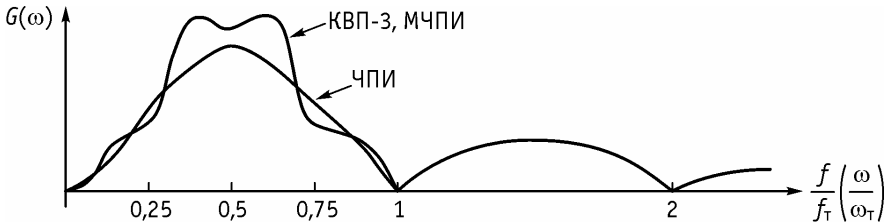


Рис. 1.27. Энергетические спектры линейного кода с ЧПИ, КВП-3, МЧП

5. Линейный код 2B1Q имеет энергетический спектр вида:

$$\sigma(\omega) = A_Q^2 \cdot T \left(\frac{\sin \omega T}{\omega T} \right)^2 \left(\sin \frac{\omega T}{2} \right)^2,$$

где величина A_Q в общем случае зависит от вида одиночной посылки кода с основанием Q , и приведен на рис. 1.28.

Сравнивая энергетические спектры и параметры основных линейных кодов можно сделать следующие выводы:

1. Линейный код 2B1Q имеет наименьшую полосу частот основного «лепестка» энергетического спектра, численно равную от 0 до полутактовой частоты. Однако его применение требует сложной системы коррекции, что не позволяет использовать его в телекоммуникационных системах передачи сетей связи.
2. Линейные коды с ЧПИ, МЧПИ и импульсами «затянутыми на тактовый интервал» имеют полосу частот основного «лепестка» непрерывной части энергетического спектра, численно равную от 0 до тактовой частоты.
3. Линейные коды с ЧПИ, МЧПИ и биимпульсными сигналами не содержат в своем спектре постоянной составляющей.
4. Максимум энергии кодов с ЧПИ и МЧПИ находятся на частоте $f_T/2$, кода с импульсами «затянутыми на тактовый интервал» на нулевой частоте, а кода с биимпульсными сигналами на частоте $3/4f_T$.

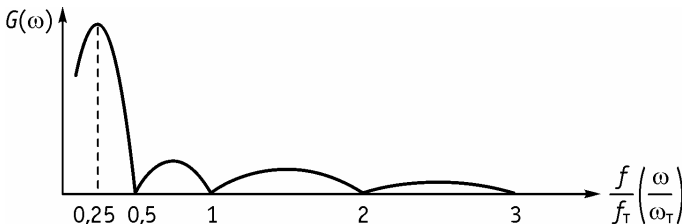


Рис. 1.28. Энергетический спектр линейного кода 2B1Q

5. Линейный код с биимпульсными сигналами имеет наибольшую помехозащищенность и информативность о тактовой частоте из всех рассмотренных ранее кодов.
6. В линейных кодах с ЧПИ и импульсами «затянутыми на тактовый интервал», не содержится информация о тактовой частоте, однако сравнительно простыми нелинейными операциями (выпрямлением или сдвигом по времени) в регенераторах производится выделение тактовой частоты.
7. Многопозиционные линейные коды с модуляцией QAP-M имеют наименьшую полосу частот при передаче по цифровым линейным трактам, обеспечивая тем самым максимальную длину ЦЛТ. Однако при этом должны быть реализованы высококачественные адаптивные корректоры искажений в используемой полосе частот ЦЛТ и обеспечены меры по подавлению помех в этом частотном диапазоне. В сочетании с высокоточной микропроцессорной обработкой сигналов в модуляторах/демодуляторах QAP-M это обуславливает существенно более высокую стоимость аппаратуры QAP-M по сравнению с другими.

Указанные особенности рассмотренных линейных кодов предопределили их широкое применение в ЦСП. Так, код с импульсами «затянутыми на тактовый интервал» используется в качестве линейного в ЦСП сельской связи типа ИКМ-12М и ИКМ-15, код с ЧПИ – в первичных ЦСП ИКМ-30, ИКМ-30-4, ИКМ-30С, линейные сигналы с КВП-3 (МЧПИ) применяются в ЦСП высоких ступеней иерархии ИКМ-120, ИКМ-480, ИКМ-1920. Линейные коды с биимпульсными сигналами и 2В1Q используются в ЦСП абонентских линий передачи.

1.2.3. Регенерация линейных сигналов

Линейные сигналы, передаваемые по кабелю связи, периодически восстанавливаются с помощью регенераторов, размещаемых вдоль

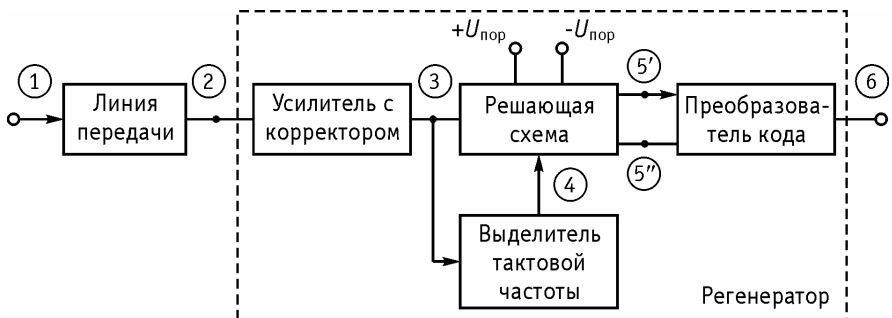


Рис. 1.29. Структурная схема регенератора

линии передачи через некоторые интервалы, называемые участками регенерации. В регенераторах выполняются три основные функции: корректировка формы принимаемых линейных сигналов, выделение из спектра линейного сигнала тактовой частоты, при помощи которой восстанавливаются временные соотношения в линейном коде и регенерацию – восстановление формы линейного сигнала.

Это функциональное деление отражено на структурной схеме регенератора, приведенной на рис. 1.29.

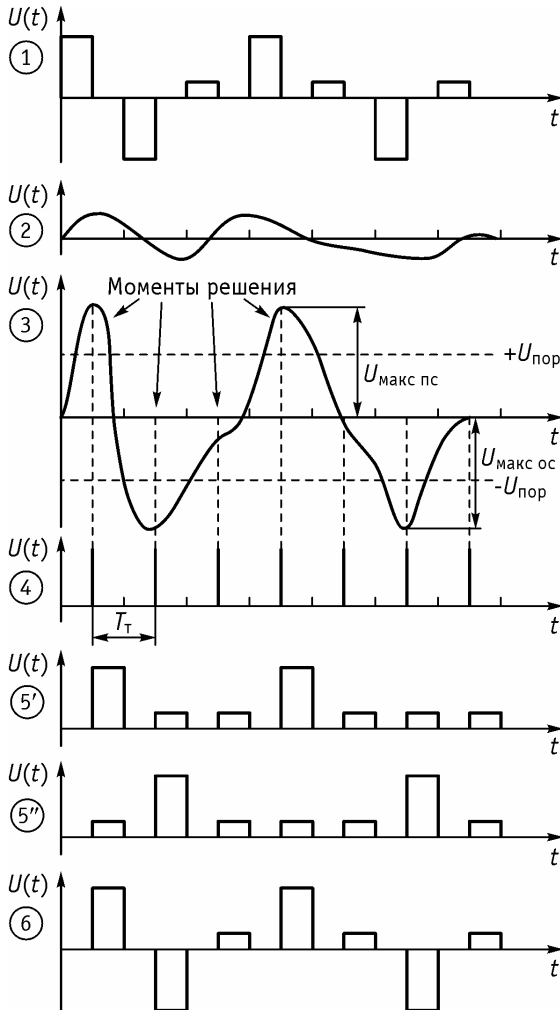


Рис. 1.30. Временные диаграммы работы регенератора

Временные диаграммы работы регенератора показаны на рис. 1.30. Точка 1 на рисунках – это сигнал, имевшего место на выходе предыдущего регенератора для трехуровневого линейного кода с ЧПИ. Линейный сигнал, появляющийся на выходе рассматриваемого регенератора (точка 2), значительно изменяет свою форму как из-за искажений при передаче по кабелю связи, так и в результате воздействия различного рода помех. С помощью предварительного усилителя и корректора «исправляется» форма импульсов линейного сигнала и увеличивается их амплитуда до величины, обеспечивающей возможность принятия решения о наличии или отсутствии импульса (точка 3 на рисунке). Окончательное восстановление импульсной последовательности производится с помощью операций стробирования и регенерации, осуществляемых одновременно. Для осуществления операции стробирования из принимаемого цифрового линейного сигнала при помощи выделителя тактовой частоты формируются стробирующие импульсы малой длительности ($\tau \ll T_T$) и с периодом T_T , равным периоду следования символов линейного сигнала (с тактовой частотой) (точка 4). Регенерация импульсов положительной полярности (точка 5') и отрицательной полярности (точка 5'') возможна только в моменты стробирования, когда сумма амплитуд принимаемого линейного сигнала и помехи в точке 3 превышает пороговое напряжение, равное половине максимальной амплитуды положительного $U_{\text{макс пс}}$ или отрицательного $U_{\text{макс ос}}$ одиночного импульса линейного сигнала:

$$+U_{\text{пор}} = \frac{U_{\text{макс пс}}}{2} \quad \text{или} \quad -U_{\text{пор}} = \frac{U_{\text{макс ос}}}{2}.$$

Регенерация в моменты стробирования обеспечивает:

- 1) восстановление формы скорректированных импульсов в моменты времени, характеризующиеся максимальной величиной отношения сигнал-помеха;
- 2) восстановление временных соотношений для элементов цифрового линейного сигнала;
- 3) запирающие выходные цепи регенератора при передаче нулевых составляющих элементов цифрового сигнала.

В идеальном случае восстановленная импульсная последовательность на выходе регенератора (точка 6) будет являться точной копией цифрового линейного сигнала в точке 1. На практике восстановленная последовательность импульсов может отличаться от исходной. Во-первых, если помеха в момент решения имеет достаточно большую амплитуду, то может быть принято неправильное решение, в результате чего появится ошибка. Ошибки такого рода при декодировании телефонной информации проявляются в виде щелчков и шумов. Во-вторых, временные интервалы между стробирующими импульсами

могут несколько отличаться от тактового интервала, вследствие неидеальной работы выделителя тактовой частоты. Указанные фазовые флуктуации (джиттер) могут накапливаться в цепочке регенераторов, приводя к дополнительным ошибкам в восстановлении цифровой информации, а при декодировании аналоговых сигналов – к искажениям и шумам в виде паразитной времяимпульсной модуляции.

Главной и принципиальной причиной возникновения джиттера при регенерации является случайный характер следования двоичных символов группового ИКМ сигнала, фрагмент которого показан на рис. 1.31, а. Вследствие этого амплитуда компоненты тактовой частоты, входящей в состав группового сигнала и выделяемая при помощи ВТЧ, зависит от его структуры и является величиной изменяющейся во времени, как показано на рис. 1.31, б. Такой сигнал и называется квазигармоническим. Из полученного квазигармонического сигнала при помощи ФСИ вырабатывается управляющая последовательность узких импульсов с тактовой частотой, называемых стробирующими импульсами $U_{стр}$, рис. 1.31, в. В состав ФСИ любой конфигурации входит схема сравнения, в которой при превышении амплитудой $U_{к\text{ гар}}$ некоторого фиксированного порогового напряжения $\Delta U_n = U_{n_1} - U_{n_2}$,

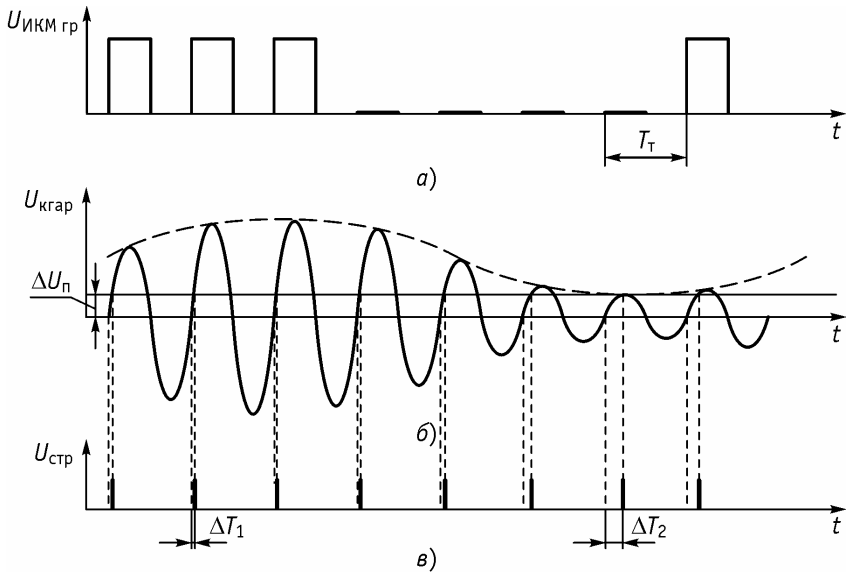


Рис. 1.31. Возникновение флуктуации временных моментов стробирующих импульсов (джиттера):

- а) случайная двоичная последовательность группового ИКМ сигнала ($U_{ИКМ гр}$); б) квазигармонический сигнал ($U_{к гар}$) на выходе ВТЧ;
- в) стробирующие импульсы ($U_{стр}$) на выходе ФСИ

формируется стробирующий импульс. Поскольку амплитуда квазигармонического сигнала изменяется во времени, изменяется также и момент «принятия решения» о формировании стробирующего импульса, и они получают временной сдвиг относительно их необходимого положения, который изменяется (флуктуирует) во времени от $\Delta T_1 = \Delta T_{\text{мин}}$ до $\Delta T_2 = \Delta T_{\text{макс}}$. Рассмотренный тип джиттера возникает в оконечных и линейных регенераторах ЦСП с ИКМ и приводит к ухудшению всех основных качественных показателей цифровых каналов и трактов. Вследствие этого величина джиттера строго регламентируется и контролируется в процессе эксплуатации. Явление джиттера возникает также и по другим причинам, в частности, при асинхронном объединении и разъединении цифровых потоков.

Выводы к разделу

Линейные цифровые сигналы получаются из двоичной последовательности путем использования линейных кодов. Линейный сигнал должен удовлетворять следующим требованиям:

- энергия сигнала должна быть сосредоточена в ограниченной полосе частот;
- сигнал не должен содержать постоянной составляющей;
- из сигнала должна легко выделяться тактовая частота.

Удовлетворение этих требований необходимо при помощи алгоритмов, обеспечивающих минимальный объем оборудования ЦЛП. Цифровой линейный сигнал, полученный по определенному алгоритму, называется линейным кодом в ЦСП. Наибольшее распространение получили трехуровневые коды. Самым распространенным является код ЧПИ (квазитроичный). При формировании линейного сигнала надо обеспечить постоянство присутствия признаков тактовой частоты. Устойчивость признаков тактовой частоты определяется коэффициентом:

$$K_T = \frac{P_{T \text{ мин}}}{P_{T \text{ макс}}}.$$

Для сравнения различных линейных кодов, с точки зрения помехоустойчивости, вводится понятие относительной помехоустойчивости:

$$K_n = 10 \lg \frac{P_{\text{э}}}{P_{\text{макс}}}.$$

Код ЧПИ имеет наименьшую помехоустойчивость. Одной из характеристик линейных кодов является сбалансированность линейного сигнала (алгебраическая сумма положительных и отрицательных элементов линейного сигнала). Код ЧПИ является балансным. Для повышения стабильности признаков тактовой частоты, нужно измене-

ние статистических свойств двоичной информации. Такое преобразование осуществляется с помощью алфавитного или неалфавитного кодирования или скремблирования.

При алфавитном кодировании последовательность разбивается на n -символов, далее каждой группе присваивается новая группа (в соответствии с алфавитным правилом), содержащая новое основание кода и другое количество символов. Алфавитные коды повышают стабильность признаков тактовой частоты и снижают тактовую частоту.

К неалфавитным относятся коды с высокой плотностью единиц КВП n (индекс n показывает на допустимое подряд количество нулей). При длинной серии нулей делаются вставки типа 000V и V00V. Это позволяет сбалансировать число положительных и отрицательных единиц в коде КВП-3. Для повышения стабильности признаков тактовой частоты используют скремблирование – изменение статистической структуры двоичного цифрового сигнала, при которых исключаются длинные серии нулей и единиц. Одной из важнейших характеристик линейного сигнала является его энергетический спектр, показывающий, как распределяется энергия различных частотных составляющих линейных кодов по частотному диапазону. Окончательное восстановление импульсной последовательности производится с помощью стробирования и регенерации одновременно. Стробирующие импульсы выделяются выделителем тактовой частоты. Регенерация импульсов осуществляется только в моменты стробирования.

1.3. Коррекция искажений в ЦЛТ

Как указывалось ранее (1.1.2), при передаче импульсов цифрового линейного сигнала по линии связи, их форма значительно изменяется, растягиваясь на несколько тактовых интервалов. Регенерация таких импульсных сигналов вызывает определенные затруднения, при этом возрастает вероятность ошибки при восстановлении цифрового сигнала. Эти трудности можно преодолеть при помощи включения на входе регенератора предварительного усилителя с корректором (рис. 1.29), корректирующего форму импульса, делая его пригодным для регенерации.

Очевидно, что чем шире полоса частот коррекции, тем точнее восстанавливается форма импульсных сигналов, то есть уменьшаются межсимвольные помехи, обусловленные искажениями в линии связи. С другой стороны, чрезмерное расширение полосы частот коррекции приводит к увеличению на выходе предусилителя таких видов помех, как собственные, мощность которых прямо пропорциональна полосе частот и помех от линейных переходов, т.к. переходное затухание между парами в симметричном кабеле в области высоких частот падает, а усиление корректирующего усилителя возрастает.

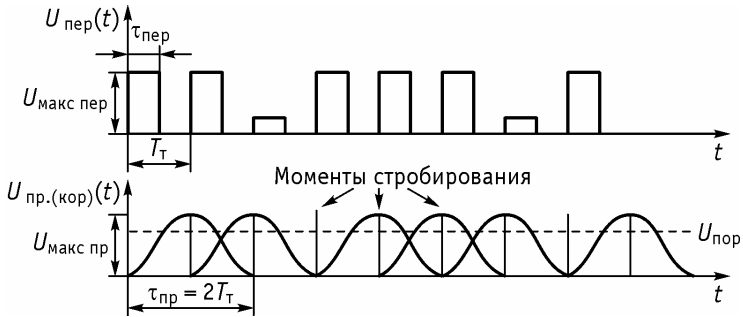


Рис. 1.32. Цифровой линейный сигнал $U_{\text{пр.кор}}(t)$ на выходе усилителя с корректором

При указанном механизме возникновения помех, существует некоторая оптимальная ширина полосы коррекции, при которой суммарная величина помех в моменты стробирования оказывается минимальной, следовательно, оказывается минимальной и вероятность ошибки. Однако, в этом случае схемы, реализующие оптимальные корректирующие усилители, оказываются чрезмерно сложными, резко увеличивая стоимость линейных регенераторов и всего ЦЛТ.

На практике широкое распространение получили «квазиоптимальные» корректоры, при помощи которых длительность откорректированных импульсов на приеме $U_{\text{пр.кор}}(t)$ доводится до величины равной двум тактовым интервалам $2T_T$. Как видно из рис. 1.32, такое «расширение» импульсов на приеме является пределом, при котором не возникает межсимвольных помех при посимвольном стробировании цифрового линейного сигнала в регенераторе, т.к. в момент стробирования принимаемого откорректированного символа предыдущий символ «заканчивается», а последующий еще не «начался».

С точки зрения обеспечения минимума ширины полосы частот, в которой осуществляется коррекция, основная энергия откорректированных символов должна быть сосредоточена в минимально возможном диапазоне частот. Из теории сигналов известно, что из всех сигналов заданной длительности (в нашем случае при $\tau_{\text{пр}} = 2T_T$), наилучшую концентрацию энергии в ограниченном частотном диапазоне обеспечивают сигналы экспоненциальной или гауссовской формы

$$U_{\text{пр.кор}}(t) = U_{\text{пр.макс}} e^{-K(t/\tau_{\text{пр}})^2}$$

и косинусквдратной формы

$$U_{\text{пр.кор}}(t) = U_{\text{пр.макс}} \cos^2\left(\pi \frac{t}{\tau_{\text{пр}}}\right),$$

при этом $\tau_{\text{пр}} \cdot f_{\text{T}} = 2$, учитывая то обстоятельство, что $f_{\text{T}} = 1/T_{\text{T}}$.

Таким образом, на выходе усилителя с корректором необходимо получить цифровой поток с символами гауссовской или косинусквадратной формы и длительностью, не превышающей двух тактовых интервалов $- 2T_{\text{T}}$.

Простейший способ определения требуемой для этого амплитудно-частотной характеристики корректора, заключается в анализе спектральных характеристик одиночных символов и их связи с передаточными характеристиками линии связи и корректора.

Пусть $F_{\text{пер}}(\omega)$ – частотный спектр на передаче одиночного прямоугольного символа длительностью $\tau_{\text{пер}}$ (рис. 1.32). ($U_{\text{пер}}(t) \leftrightarrow F_{\text{пер}}(\omega)$), а $K_{\text{кор цлт}}(\omega)$ – передаточная функция откорректированного цифрового линейного тракта. Тогда частотный спектр $F_{\text{пр кор}}(\omega)$ одиночного символа длительностью $\tau_{\text{пр}}$ на выходе корректора $F_{\text{пр кор}}(\omega)$ ($U_{\text{пр кор}}(t) \leftrightarrow F_{\text{пр кор}}(\omega)$) имеет вид:

$$F_{\text{пр кор}}(\omega) = F_{\text{пер}}(\omega) \cdot K_{\text{кор цлт}}(\omega).$$

Учитывая, что корректор включен каскадно с линией связи, передаточные функции которых $K_{\text{кор}}(\omega)$ и $K_{\text{лс}}(\omega)$, соответственно, $K_{\text{кор цлт}}(\omega)$ имеет вид:

$$K_{\text{кор цлт}}(\omega) = K_{\text{лс}}(\omega) \cdot K_{\text{кор}}(\omega).$$

Из выражений (1.14) и (1.15) легко получить требуемую передаточную характеристик корректора:

$$K_{\text{кор}}(\omega) = \frac{F_{\text{пр кор}}(\omega)}{F_{\text{пер}}(\omega)} \cdot \frac{1}{K_{\text{лс}}(\omega)}, \quad (1.16)$$

которая, с учетом известных из теории сигналов выражений для частотных спектров прямоугольного импульса на передаче

$$F_{\text{пер}}(\omega) = U_{\text{макс пер}} \frac{\sin(\omega\tau_{\text{пер}}/2)}{\omega\tau_{\text{пер}}/2}$$

и, например, косинусквадратного (корректированного) импульса на приеме

$$F_{\text{пр кор}}(\omega) = \frac{2}{\pi} U_{\text{макс пр}} \tau_{\text{пр}} \frac{\cos(\omega\tau_{\text{пр}}/2)}{1 - (\omega\tau_{\text{пр}}/2)^2}$$

и, имея в виду, что $\tau_{\text{пер}} = T/2$, а $\tau_{\text{пр}} = T$, окончательно имеет вид:

$$K_{\text{кор}}(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{макс пр}}}{U_{\text{макс пер}}} \cdot 2T \cdot \frac{(\cos \omega t) \cdot (\omega t/4)}{(1 - (\omega t)^2) \cdot (\sin(\omega t/4))} \cdot \frac{1}{K_{\text{лс}}(\omega)}. \quad (1.17)$$

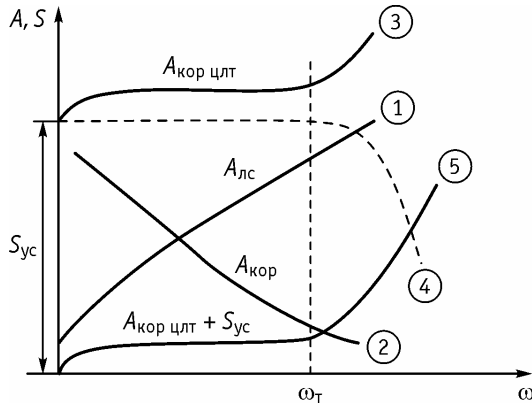


Рис. 1.33. Частотные характеристики:

1 – линии связи; 2 – корректора; 3 – корректированного ЦПТ; 4 – предусилителя; 5 – предусилителя с корректором

Используя выражение (1.17) можно рассчитать передаточную характеристику корректора $K_{кор}(\omega)$ для любого типа линии связи с передаточной функцией $K_{лс}(\omega)$. Однако на практике частотные характеристики линии связи обычно задаются или измеряются в виде затухания: $A_{лс} = 20 \lg |1/K_{лс}(\omega)|$, дБ. В этом случае, зная затухание линии связи, можно рассчитать характеристику затухания корректора $A_{кор} = 20 \lg |1/K_{кор}(\omega)|$ имеющую вид:

$$A_{кор} = 20 \lg \left| \frac{\pi}{4T} \cdot \frac{U_{\max \text{ пер}}}{U_{\max \text{ пр}}} \cdot \frac{(1 - (\omega T)^2) \cdot \sin((\omega T/4))}{(\cos \omega T) \cdot \frac{\omega T}{4}} \right| - A_{лс} \quad (1.18)$$

На рис. 1.33 показаны частотные характеристики линии связи, корректора и в целом предусилителя с корректором. Как видно из рис. 1.33 коррекция формы символов цифрового потока в целом в усилителе с корректором осуществляется в диапазоне частот от 0 до f_T , в котором распределена основная энергия линейного цифрового сигнала с кодом ЧПИ.

На частотах выше f_T необходимо обеспечить увеличение затухания для корректируемых сигналов для того, чтобы не увеличивалась мощность собственных помех и помех от линейных переходов.

Реализация корректирующих цепей с характеристикой затухания, показанной на рис. 1.33, часто осуществляется путем введения частотно-зависимых элементов в цепь местной отрицательной связи усилительных каскадов усиления и их передаточные характеристики (затухание) приведены на рис. 1.34.

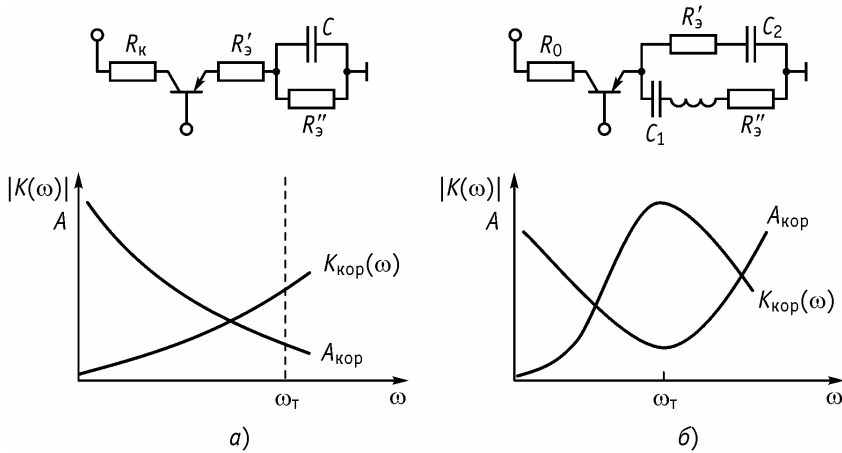


Рис. 1.34. Включение корректирующих цепей в усилительных каскадах и их частотные характеристики:

а) с одним частотно-зависимым элементом; б) с колебательным контуром

Поскольку затухание линии связи, входящей в состав ЦЛТ, может изменяться в зависимости от температуры грунта или длины предшествующего участка кабеля, все входные усилители с корректором регенераторов современных ЦСП снабжены системой АРУ. В отличие от систем с ЧРК, где для работы системы АРУ организуется специальный контрольный канал, в ЦСП амплитуда принимаемых символов однозначно связана с длиной или температурой участка кабельной линии связи. Поэтому плосконаклонную АРУ в усилителях регенераторов осуществляют, взяв в качестве управляющего сигнала амплитуду импульсов на входе решающей схемы.

Выводы по разделу

Для компенсации искажений, вносимых линией передачи и корректровки формы импульса, на вход регенератора включают предварительный усилитель с корректором. Чем шире полоса частот коррекции, тем точнее восстанавливается форма сигнала. Существует некоторая оптимальная ширина полосы коррекции, при которой суммарная величина помех минимальна. Основная энергия откорректированных символов должна быть сосредоточена в минимально возможном диапазоне частот. Такой диапазон обеспечивают сигналы экспоненциальной или гауссовой формы и косинусквадратной формы. Коррекция формы символов должна осуществляться в диапазоне от 0 до f_T в котором определена основная энергия линейного цифрового сигнала с кодом ЧПИ. На частотах выше f_T увеличивается мощность собственных помех и помех от линейных переходов.

1.4. Влияние помех на качество передачи сигналов в ЦСП

1.4.1. Влияние собственных помех на вероятность ошибки при приеме цифрового сигнала

Собственные помехи, всегда имеющие место в ЦЛТ и являющиеся основными для коаксиальных линий связи, при воздействии на передаваемый цифровой сигнал могут приводить к ошибкам при его регенерации. Функция распределения амплитуд напряжения собственных помех – $W(U_{\text{сн}})$ подчиняется нормальному закону по формуле 1.3. Таким образом, вероятность ошибки при воздействии собственных помех на двухуровневый цифровой сигнал может быть определена по формуле 1.4. В современных ЦСП типа ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480 и ИКМ-1920 применяются трехуровневые линейные коды. В этой связи необходимо преобразовать выражение (1.4) таким образом, чтобы оно было справедливо для любого многоуровневого кода. Рассмотрим передачу линейных сигналов, амплитуды которых могут принимать не два, а любое число значений из некоторого их числа m при равной вероятности. Величины указанных амплитуд равномерно распределены в интервале от $+U_{\text{вх}}$ до $-U_{\text{вх}}$ (рис. 1.35). При этом предположении количество информации при передаче каждого символа равно $\log_2 m$ (бит) и, следовательно, при установленной суммарной скорости передачи двоичной информации полоса частот ЦЛТ может быть уменьшена в m раз или наоборот, в той же полосе частот ЦЛТ при использовании m -уровневого сигнала можно в m раз увеличить скорость передачи цифровой информации по сравнению с бинарной передачей [15].

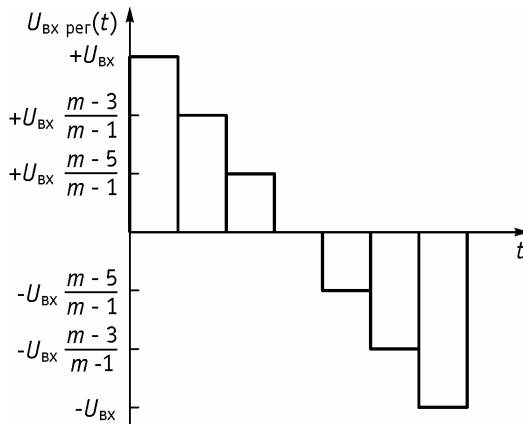


Рис. 1.35. Неискаженная многоуровневая последовательность на входе регенератора

Таблица 1.1. Зависимость $P_{\text{ош } i}$ от A_3 для двоичных линейных сигналов

$P_{\text{ош } i}$	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-14}	10^{-16}
A_3 , дБ	8,1	11,5	13,5	14,9	16,05	16,9	17,7	18,3

Таблица 1.2. Зависимость $P_{\text{ош } i}$ от A_3 для троичных линейных сигналов

$P_{\text{ош } i}$	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-14}	10^{-16}
A_3 , дБ	14,1	17,5	19,5	20,9	22,1	22,9	23,7	24,3

Соседние значения амплитуд символов на рис. 1.35 отличаются на величину $2U_{\text{вх}}/(m-1)$, в то время как при двухуровневой передаче указанная величина равна $2U_{\text{вх}}$, (рис. 1.7). Следовательно, ошибка будет иметь место в тех случаях, когда амплитуда помехи (с любой полярностью) в момент решения превышает величину $U_{\text{вх}}(m-1)$. Лишь при наибольших амплитудах $+U_{\text{вх}}$ и $-U_{\text{вх}}$ помеха может вызвать ошибку только в том случае, если его мгновенная амплитуда имеет необходимую полярность. Тогда вероятность ошибки при регенерации для m -уровневой передачи можно определить выражением:

$$P_{\text{ош } i} = \frac{m-1}{m} \left[1 - \Phi \left(\frac{U_{\text{вх}}}{(m-1)\sigma} \right) \right]. \quad (1.19)$$

Результаты расчетов зависимости $P_{\text{ош } i}$ от отношения сигнал/помеха $U_{\text{вх}}/\sigma$ в логарифмических единицах – защищенности $A_3 = 20 \lg(U_{\text{вх}}/\sigma)$ приведены в табл. 1.1 и 1.2 для двухуровневых и трехуровневых линейных сигналов соответственно.

Приведенная зависимость между вероятностью ошибки, возникающей в регенераторе $P_{\text{ош } i}$ и защищенностью A_3 имеет место и для других видов помех, в частности, для помех от линейных переходов.

1.4.2. Влияние помех от линейных переходов на вероятность ошибки

Помехи от линейных переходов возникают вследствие взаимных влияний между парами кабеля и являются основным видом помех для линий связи симметричного кабеля. При организации ЦЛТ по однокабельной системе наиболее существенны влияния на ближний конец A_0 , зависящие от переходного затухания на ближний конец, а при двухкабельной системе – влияния на дальний конец, определяемые переходным затуханием на дальний конец A_1 , (рис. 1.36).

При однокабельном режиме работы часть напряжения цифрового линейного сигнала на выходе регенератора одного направления передачи $U_{\text{ввых}}$ попадает на вход регенератора другого направления в данном регенерационном пункте (РП) (из-за конечности переходного

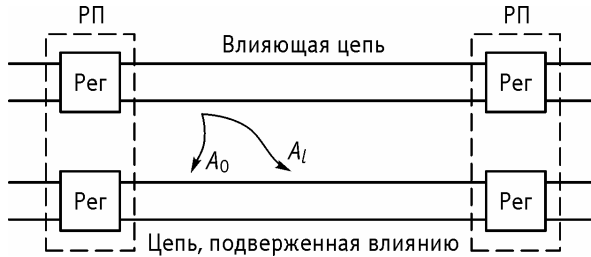


Рис. 1.36. Схема возникновения переходных помех в ЦЛТ симметричного кабеля

затухания A_0) и является помехой $U_{\text{пом}}$ для принимаемого цифрового сигнала:

$$U_{\text{пом}} = U_{\text{вх}} \cdot 10^{-0,05A_0}, \text{ В} \quad (1.20)$$

при этом величина напряжения принимаемого линейного сигнала на входе регенератора $U_{\text{вх}}$ зависит от величины затухания прилегающего к РП участка регенерации:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \cdot 10^{-0,05A_{\text{py}}}, \text{ В}. \quad (1.21)$$

При малом числе m влияющих ЦЛТ (до четырех) напряжение помех от линейных переходов суммируется, в этом случае суммарная величина помех от линейных переходов $U_{\text{пом}\Sigma}$ имеет вид:

$$U_{\text{пом}\Sigma} = U_{\text{пом}} \cdot m, \text{ В} \quad (m \leq 4). \quad (1.22)$$

Тогда величина защищенности от переходных помех на ближнем конце A_{30} , определяемая как $A_{30} = 20 \lg(U_{\text{вх}}/U_{\text{пом}\Sigma})$, может быть рассчитана по следующей формуле:

$$A_{30} = A_0 - A_{\text{py}} - 20 \lg m, \text{ дБ}. \quad (1.23)$$

В выражении 1.23 не учтено то обстоятельство, что значение переходного затухания A_0 для различных типов кабеля имеет стандартное среднеквадратическое отклонение $\pm\sigma$, приводимое в паспортных данных кабеля, а также ряд факторов, приводящих к снижению, помехоустойчивости регенераторов, в частности, влияние межсимвольных помех, нестабильности порога и конечной чувствительности решающего устройства, отклонения моментов стробирования и т.д. Для компенсации влияния ухудшающих факторов на практике необходимо увеличивать отношение сигнал-помеха на входе регенератора по сравнению с этим отношением для идеального регенератора на величину q , принимающую значение для разных типов ЦСП от 3 до 10 дБ. Учитывая эти факторы, окончательное выражение для определения защищенности от переходных помех на ближнем конце примет вид:

$$A_{30} = (A_0 - A_{py} - 20 \lg m - \sigma_0) - q, \text{ дБ } (m \leq 4). \quad (1.24)$$

Рассуждая аналогично, можно получить выражение для определения защищенности от переходных помех на дальнем конце:

$$A_{3l} = (A_l - A_{py} - 20 \lg m - \sigma_l) - q, \text{ дБ } (m \leq 4). \quad (1.25)$$

При большом числе влияющих систем ($m > 4$) в выражениях (1.24) и (1.25) член, учитывающий суммирование по напряжению $- 20 \lg m$, следует заменить на член, учитывающий суммирование по мощности $- 10 \lg m$.

Зависимость вероятности ошибки одиночного регенератора от защищенности A_{30} и A_{3l} можно определить по табл. 1.1 и 1.2 либо по формуле (1.19).

1.4.3. Накопление помех в ЦЛТ

Суммарная вероятность ошибки $P_{\text{ош } \Sigma}$ в ЦЛТ некоторой длины L может быть оценена при помощи вероятности ошибки $P_{\text{ош } i}$, возникающей при прохождении цифрового сигнала через элементы ЦЛТ. Для простоты предположим, что все участки регенерации ЦЛТ имеют одинаковую длину $- l_{py}$, и все регенераторы общим числом n находятся в одинаковых условиях, причем каждый из них характеризуется вероятностью ошибки $P_{\text{ош } i}$. Тогда вероятность безошибочной работы одиночного регенератора равна $P_{\text{без ош } i} = 1 - P_{\text{ош } i}$, а вероятность безошибочной передачи по всему ЦЛТ составит: $P_{\text{без ош } i} = (1 - P_{\text{ош } i})^n$. Разложив $(1 - P_{\text{ош } i})^n$ по биному Ньютона и, учитывая, что $P_{\text{ош } i} \ll 1$, ограничившись первым членом этого разложения: $(1 - P_{\text{ош } i})^n \approx 1 - nP_{\text{ош } i}$, окончательно получим:

$$P_{\text{ош } \Sigma} = nP_{\text{ош } i}. \quad (1.26)$$

Кроме того, необходимо иметь в виду, что в ЦЛТ имеет место накопление (суммирование) ошибок регенерации. Согласно рекомендациям МСЭ-Т схема организации международной связи соответствует рис. 1.37 [8].

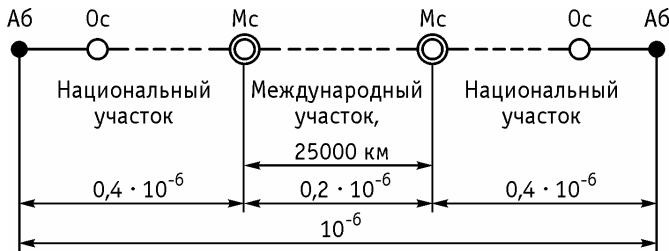


Рис. 1.37. Схема организации международной связи

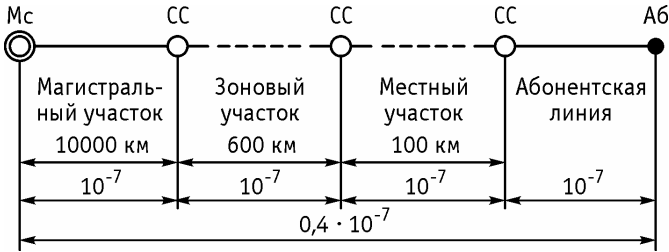


Рис. 1.38. Номинальная цепь ОЦК национального участка России

Допустимая вероятность ошибки между любой парой абонентов Всемирной сети связи не должна превышать величины $P_{\text{ош}} \leq 10^{-6}$. При этом качество передачи будет удовлетворять существующим нормам (не более одного щелчка в минуту). Указанная величина $P_{\text{ош}}$ распределена как показано на рис. 1.37.

На рисунке: Аб – абонент, Ос – оконечная станция национальной сети, Мс – международная станция.

Номинальная цепь основного цифрового канала (ОЦК) национального участка определяется видом сети связи страны, входящей в соединение и для первичной цифровой сети России показана на рис. 1.38, где СС – сетевая станция.

Вероятность ошибки $P_{\text{нац}} = 0,4 \cdot 10^{-6}$ равномерно распределена между участками номинальной цепи, т. е. $P_{\text{маг}} = P_{\text{вз}} = P_{\text{мест}} = P_{\text{аб}} = 10^{-7}$, где $P_{\text{маг}}$, $P_{\text{вз}}$, $P_{\text{мест}}$, $P_{\text{аб}}$ допустимые вероятности ошибки соответственно магистрального, внутризонового, местного и абонентского участков номинальной цепи. Тогда, учитывая, что в ЦЛТ вероятности ошибки суммируются, получим условное значение допустимой вероятности ошибки на 1 км линейного тракта:

$$P_{\text{маг.км}} = \frac{10^{-7}}{10\,000} = 10^{-11},$$

$$P_{\text{вз.км}} = \frac{10^{-7}}{600} = 1,67 \cdot 10^{-10},$$

$$P_{\text{мест.км}} = \frac{10^{-7}}{100} = 10^{-9}.$$

Зная эти величины, можно определить требования к линейным регенераторам ЦСП.

Допустимая вероятность ошибки для ЦЛТ длиной L км определяется как

$$P_{\text{ош } \Sigma L \text{ доп}} = P_{\text{км}} \cdot L, \quad (1.27)$$

а допустимая вероятность ошибки одного регенератора $P_{\text{ош } i \text{ доп}}$, с учетом выражений (1.26) и (1.27) как:

$$P_{\text{ош } i \text{ доп}} = \frac{P_{\text{ош } \Sigma L \text{ доп}}}{n}; \quad n = \frac{L}{l_{\text{py}}}. \quad (1.28)$$

Допустимую величину защищенности на участке регенерации $A_{3 \text{ доп. py}}$ можно определить, используя зависимость вероятности ошибки одиночного регенератора $P_{\text{ош } i}$ от защищенности A_3 , приведенную в табл. 1.1 и 1.2.

1.4.4. Влияние помех на размещение регенераторов в ЦЛТ

Величина защищенности при воздействии любого вида помех не должна превышать допустимого значения и зависит от длины участка регенерации. Следовательно, для того, чтобы были удовлетворены нормы МСЭ-Т на качество цифровой информации, передаваемой по ЦЛТ, нужно правильно выбрать длину регенерационного участка.

Рассмотрим особенности выбора длины участка регенерации при организации ЦЛТ по коаксиальным кабелям, которые благодаря своей конструкции достаточно хорошо защищены от внешних помех. Основным фактором, ограничивающим допустимую длину участка регенерации, являются тепловые шумы, возникающие в коаксиальных парах и шумы, возникающие в усилительных каскадах регенераторов. Как известно [9-11], тепловые шумы определяются выражением $U_{\text{тш}} = \sqrt{4KTR\Delta f}$, где $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (Вт · с/К) – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, при которой определены параметры шума (К); R – величина активного шумящего резистора (волновое сопротивление коаксиальной пары), Ом; Δf – эквивалентная полоса частот теплового шума на выходе корректирующего усилителя, равная $(0,6 - 0,8) f_t$, Гц. Напряжение цифрового сигнала на входе регенератора известно из выражения (1.21), в этом случае защищенность от собственных помех $A_{3 \text{ сп}}$ на входе идеального регенератора равна:

$$A_{3 \text{ сп}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{тш}}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ввых}}}{U_{\text{тш}}} - A_{\text{py}}, \text{ дБ}. \quad (1.29)$$

Вычисленная по формуле (1.29) защищенность, необходимая для реального регенератора, должна быть увеличена (для компенсации ухудшающих факторов) на величину q , имеющую величину порядка 8-10 дБ. Учитывая, что пиковое значение импульсных сигналов на входе регенератора $U_{\text{вх}}$, определяется величиной затухания участка регенерации на полутактовой частоте (частоте максимума энергетического спектра линейных сигналов с ЧПИ): $A_{\text{py}} = \alpha_{(f_t/2)} \cdot l_{\text{py}}$, окончательное выражение для определения длины регенерационного участка примет вид:

$$l_{py} = \frac{20 \lg \frac{U_{вх}}{U_{тш}} - A_{зп} - q}{\alpha_{(f_T/2)}}, \text{ км.} \quad (1.30)$$

Здесь $\alpha_{(f_T/2)}$ – километрическое затухание коаксиального кабеля на полутактовой частоте, $A_{зп}$ защищенность определяется из табл. 1.2 по результатам расчета $P_{ош i доп}$ по формуле (1.28). Поскольку оба равенства (1.28) и (1.30) зависят от длины регенерационного участка, совместное их решение возможно методом последовательного приближения или графически.

В регенераторах, включенных в ЦЛТ симметричного кабеля, преобладающим видом являются помехи от линейных переходов на ближнем и дальнем конце. Используя формулы (1.24) и (1.25) можно определить длину регенерационного участка для однокабельного режима работы ЦЛТ:

$$l_{py} = \frac{(A_0 - \sigma_0) - A_{з0} - 20 \lg m - q}{\alpha_{(f_T/2)}}, \text{ км} \quad (1.31)$$

и для двухкабельного режима работы ЦЛТ:

$$l_{py} = \frac{(A_l - \sigma_l) - A_{зl} - 20 \lg m - q}{\alpha_{(f_T/2)}}. \quad (1.32)$$

Величины защищенности $A_{з0}$ и $A_{зl}$ определяются из табл. 1.1 и 1.2 по результатам расчета допустимой вероятности ошибки $P_{ош i}$ по формуле (1.28). Метод совместного решения уравнений (1.28) и (1.31) или (1.32) такой же, как и при определении длины участка регенерации в ЦЛТ коаксиального кабеля.

Выводы по разделу

В коаксиальном кабеле собственные помехи являются основными и могут приводить к ошибкам при регенерации. Для любого многоуровневого кода вероятность ошибки при регенерации определяется выражением:

$$P_{ош i} = \frac{m-1}{m} \left[1 - \Phi \left(\frac{U_{вх}}{(m-1)\sigma} \right) \right].$$

В симметричном кабеле основными помехами являются помехи от линейных переходов, которые возникают из-за взаимных влияний между парами кабеля. При малом числе влияющих систем:

$$U_{пом \Sigma} = U_{пом} \cdot m, \text{ В} \quad (m \leq 4).$$

Величина защищенности на ближнем конце определяется как:

$$A_{30} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{пом } \Sigma}}, \text{ дБ.}$$

При большом числе влияющих систем ($m > 4$) производится суммирование по мощности:

$$A_{30} = A_0 - A_{\text{пу}} - 10 \lg m, \text{ дБ.}$$

Вероятность безошибочной работы одного регенератора равна $P_{\text{без ош } i} = 1 - P_{\text{ош } i}$, тогда вероятность безошибочной передачи по всему тракту составит: $P_{\text{без ош } \Sigma} = (1 - P_{\text{ош } i})^n$, следовательно, $P_{\text{ош } \Sigma} = nP_{\text{ош } i}$.

Допустимая вероятность ошибки на 1 км зависит от участка первичной сети связи. Величина защищенности зависит от длины регенерационного участка. Чтобы были удовлетворены нормы МСЭ-Т на качество цифровой информации, надо правильно выбрать длину регенерационного участка. В ЦЛТ, организованных по коаксиальным кабелям, допустимую величину регенерационного участка ограничивают собственные шумы, возникающие в усилительных каскадах. Выражение для определения длины регенерационного участка имеет вид:

$$l_{\text{пу}} = \frac{20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{тш}}} - A_{3\text{п}} - q}{\alpha_{(f_r/2)}}, \text{ км.}$$

В симметричном кабеле преобладают помехи от линейных переходов. Для однокабельного режима работы длина РУ равна:

$$l_{\text{пу}} = \frac{(A_0 - \sigma_0) - A_{30} - 20 \lg m - q}{\alpha_{(f_r/2)}}, \text{ км.}$$

Для двухкабельного режима работы:

$$l_{\text{пу}} = \frac{(A_l - \sigma_l) - A_{3l} - 20 \lg m - q}{\alpha_{(f_r/2)}}, \text{ км.}$$

Выводы по главе 1

1. Линейные коды и сигналы, используемые в настоящее время для передачи двоичных цифровых потоков по электрическим цифровым трактам, не позволяют достаточно эффективно использовать существующие кабельные линии передачи внутризонового и местного участка первичной сети, в частности, не обеспечивается максимальная длина регенерационного участка при минимальном объеме и стоимости окончного оборудования аппаратуры ЦСП.
2. Регенерация цифровых линейных сигналов осуществляется с использованием аналоговых способов обработки и восстановления

сигналов, весьма далеких от оптимальных, что приводит к неоправданно значительным потерям помехозащищенности в регенераторах (от 4 до 12 дБ) и к существенному уменьшению длины регенерационного участка.

3. Существующие методики расчетов длин регенерационных участков не учитывают характера совместного влияния собственных помех и помех от линейных переходов на помехозащищенность при передаче линейных сигналов по ЦЛТ с использованием электрического симметричного кабеля.

В последующих главах рассматриваются способы и методы решения указанных проблем.

Список литературы

- 1.1. Крук Б.И., Попов Г.Н. ...И мир загадочной за зановесом цифр. Цифровая связь. – Новосибирск.: Церис, 2001. – 384 с.
- 1.2. Былянский П., Ингрэм Д. Цифровые системы передачи», перевод с англ. / под редакцией А.А. Визеля. – М.: Связь, 1980. – 360 с.
- 1.3. NYQVIST, H.: Certain topics in telegraph trasidmission theory. Trans AIEE, 1928, 47 pp. 617-644.
- 1.4. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Госэнергоиздат, 1956.
- 1.5. Харкевич А.А. О теореме Котельникова (обзор некоторых работ). – Радиотехника, 1958. – № 8.
- 1.6. Шеннон К. Математическая теория связи. – В кн.: Работы по теории информации кибернетики. М.: ИЛ, 1963. – с. 243-332.
- 1.7. Скалин Ю.В., Бернштейн А.Г., Финкевич А.Д. Цифровые системы передачи. – М.: Радио и связь, 1988, 272 с.
- 1.8. Гитлиц М.В., Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. – М.: Радио-связь, 1988. – 272 с.
- 1.9. Иванов В.И., Гордиенко В.Н., Попов Г.Н. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для ВУЗов. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
- 1.10. Зингеренко А.М. , Баева Н.Н., Тверецкий М.С. Системы многоканальной связи. – М.: Связь, 1980, 439 с.
- 1.11. Многоканальные системы передачи. Под редакцией Н.Н. Бaeовой и В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997, 560 с.
- 1.12. Ситняковский И.В., Порохов О.Н., Нехаев А.Л. Цифровые системы передачи абонентских линий. – М.: Радио и связь, 1987. – 216 с.
- 1.13. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1991. – 480 с.
- 1.14. Цифровая и вычислительная техника. Под ред. Евреинова Э.В. – М.: Радио и связь, 1991. – 459 с.
- 1.15. Попов Г.Н., Заславский К.Е., Хазанов Г.Л. Помехи и искажения в каналах и трактах АСП и ЦПС. – Новосибирск, НЭИС, 1991. – 130 с.
- 1.16. Прагер Э., Шимек Б., Дмитриев В.П. Цифровая техника в связи. – М.: Радио и связь, 1981. – 280 с.
- 1.17. Цифровые системы передачи. Пер. с польского Визеля А.А. под ред. Романова В.Д. – М.: Связь, 1979. – 290 с.
- 1.18. Баева Н.Н. Многоканальная связь и РРЛ. М.: Радио и связь, 1988. – 312 с.
- 1.19. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передач. – М.: Радио и связь, 1982. – 216 с.

- 1.20. Системы электросвязи. Под ред. Шувалова В.П. – М.: Радио и связь, 1987. – 512 с. (Попов Г.Н. гл. 16).
- 1.21. Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 1. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 512 с. (Попов Г.Н. гл. 8).
- 1.22. Парфенов Ю.А., Мирошников Д.Г. «Последняя миля» на медных кабелях. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 280 с.
- 1.23. Беллами Дж. Цифровая телефония. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
- 1.24. Попов Г.Н. Телекоммуникационные системы передачи. Часть 1. Основы построения РДН. Уч. пособие. – Н.: 2002, 204 с.