

ГЛАВА 10. ЦИФРОВОЙ ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ 10.1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В цифровых линейных трактах (ЦЛТ) сигнал передается в импульсном виде. Форма импульсов может быть различной. В

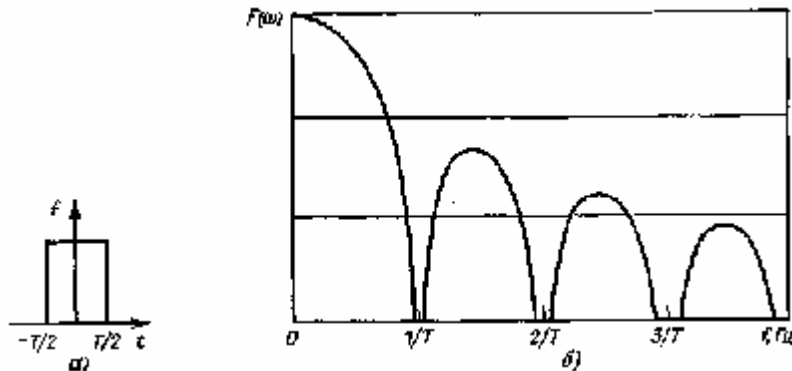


Рис. 10.1. Прямоугольный импульс (а) и его энергетический спектр (б) простейшем случае могут использоваться прямоугольные импульсы (рис. 10.1, а). Энергетический спектр, соответствующий прямоугольному импульсу, представлен на рис. 10.1, б и описывается выражением

$$F(\omega) = T \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)}, \quad (10.1)$$

где $\omega = 2\pi \cdot$ круговая частота; T - длительность импульса.

Оказывается, что в пределах спектра до первого нуля на частоте $\omega = 1/T$ содержится около 90 % энергии сигнала. Следовательно, полоса сигнала может быть ограничена значением $1/T$ Гц, несмотря на это, идеальная форма сигнала будет хорошо аппроксимироваться. Согласно теории, если необходимо сохранить только значения отсчетов сигнала в середине каждого тактового интервала, то полосу частот можно сократить до $1/2$ Г. При этом максимальная скорость передачи сигнала, достижимая в некоторой полосе частот при отсутствии межсимвольной интерференции, численно в 2 раза больше ширины полосы. Эту скорость передачи иногда называют скоростью передачи по Найквисту и обозначают R_{\max} .

Хотя дискретные прямоугольные импульсы наиболее просты для визуального представления, они требуют широкой полосы и поэтому нежелательны.

Обычно в цифровую линию подаются прямоугольные импульсы (или их модулированные эквиваленты), но сочетание фильтров, ограничивающих полосу, и самой среды передачи приводит к реакции, показанной на рис. 10.2. Колебания по обе стороны от основной части импульса являются неизбежным следствием ограниченной полосы частот канала.

Важным свойством импульсной реакции (см. рис. 10.2) является то, что, несмотря на наличие колебаний, импульсы могут

передаваться каждые T и приниматься без помех от соседних импульсов. Очевидно, что моменты принятия решения должны совпадать с моментами пересечения нуля соседними импульсами. Подобные импульсные реакции можно получить и в канале с полосой частот, приближающейся к минимальной по Найквисту и численно равной половине скорости передачи сигнала.

По мере приближения скорости передачи сигнала в ЦЛТ к максимальной для данной полосы частот все более критичными становятся положения моментов принятия решения и все более жесткими требования, предъявляемые к каналу. Небольшие отклонения в реакции канала или в положениях моментов принятия решения приводят к перекрытию импульсов в эти моменты называемому межсимвольной интерференцией.

К основным причинам возникновения межсимвольной интерференции относят: неточности хронирования, недостаточная ширина полосы амплитудные искажения, фазовые искажения.

Неточности хронирования на передаче или приеме создают межсимвольные искажения. Поскольку в приемнике хронирующее колебание извлекается из принимаемого сигнала, подверженному шумам и, возможно, искажениям, неточности в положениях моментов принятия решения здесь более вероятны, чем неточности хронирования в передатчике. Если скорость передач, существенно ниже R_{\max} , чувствительность к ошибкам хронирования мала.

Частота колебаний, которой соответствует зависимость на рис. 10.2, точно равна теоретически минимальной ширине полосы частот канала. Если ширину полосы уменьшать и далее, частота колебаний снижается и неизбежно возникает межсимвольная интерференция. В некоторых СП сигнал преднамеренно передают со скоростью, превышающей R_{\max} , но это делается при заранее предусмотренных значениях межсимвольной интерференции, на которую рассчитывается приемник. Обычно такие СП называют системами с частичным откликом (название связано с тем, что канал не успевает полностью отреагировать на входной сигнал за время одиночного импульса).



Рис. 10.2. Типичная импульсная реакция канала с ограниченной полосой частот

В ДСП всегда требуются фильтры для ограничения полос частот передаваемых сигналов, а также шумов и помех в приемниках. В общем случае фильтры рассчитаны на получение определенной импульсной реакции. Если используется среда передачи с заранее известными характеристиками, последние могут быть включены в общий расчет фильтра. Однако частотная характеристика канала не всегда может быть предсказана с достаточной точностью. Отклонение частотной характеристики от требуемой приводит к искажениям импульсов во временной области. Компенсацию неоднородностей частотной характеристики канала называют частотной коррекцией.

В частотной области импульс представляет собой суперпозицию частотных составляющих с определенными амплитудными и фазовыми соотношениями. Изменение относительных амплитуд частотных составляющих приводит к АЧИ, которые уже рассматривались. При изменении фазовых соотношений между составляющими появляются ФЧИ. В основном ФЧИ возникают, если частотные составляющие сигнала задерживаются в линии передачи на различное время.

При выборе кода передачи, т. е. кода, используемого в ЦЛТ, помимо требований к тактовой синхронизации необходимо также учитывать спектр кода и имеющуюся в распоряжении полосу частот (особенно в области низких частот), уровни шумов и помех, длительность вхождения в синхронизм, возможности контроля за ошибками и требования к технической реализации устройств преобразования кодов.

10.2. ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ КОДОВ

ПЕРЕДАЧИ

Код без возвращения к нулю

В вычислительных системах наиболее общей формой кода является код типа ДА/НЕТ

(включено/выключено), использующий уровень 3 В для символа "1" и примерно 0 В для символа "0".

Однако в линии передачи целесообразнее с точки зрения эффективной реализации мощности передавать двоичный сигнал эквивалентной разницей в уровнях, симметрично сбалансированной относительно 0 В .

Например, средняя мощность, необходимая для передачи двоичного сигнала с равной вероятностью формирования уровней $+3\text{ В}$ и 0 В , составляет $4,5\text{ Вт}$ (на сопротивлении 1 Ом). При использовании уровней $+1,5\text{ В}$ и $-1,5\text{ В}$ та же самая помехозащищенность достигается при снижении требуемой мощности вдвое ($2,25\text{ Вт}$).

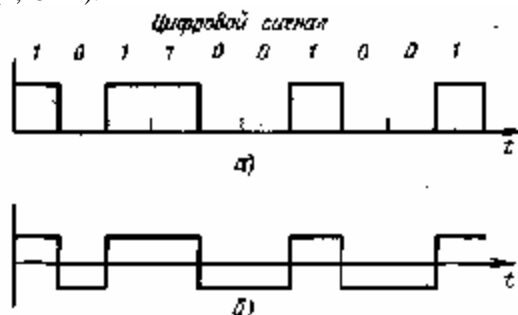


Рис. 10.3. Одно- (а) и двухполярный (б) коды передачи

Инженеры-связисты обычно называют код с несбалансированными значениями напряжения однополярным, а код со сбалансированными значениями - двухполярным. Примеры последовательности двоичного сигнала и его отображения в одно- и двухполярном кодах представлены на рис. 10.3. Поскольку уровень каждого сигнала поддерживается в течение длительности тактового интервала, такой двоичный код называют кодом без возвращения к нулю (БВН).

Как следует из рис. 10.3, код БВН не содержит переходов для длинных последовательностей 1 и 0. Он соответствует системе передачи, в которой импульсы (перед фильтрацией) затянуты на длительность тактового интервала T . Отсюда спектр кода (в предположении о случайном характере цифрового сигнала) является спектром вида $(\sin x) / x$, показанным на рис. 10.2. Энергетический спектр кода БВН на нулевой частоте (постоянном токе) существенно отличается от нуля. Однако большинство проводных линий передачи не пропускает сигналы постоянного тока, поскольку они подключаются к стационарному оборудованию с помощью трансформаторов или разделительных конденсаторов. Кроме того, в некоторых случаях из сигнала специально удаляют постоянную составляющую с тем, чтобы обеспечить возможность дистанционного питания регенераторов. Устранение низкочастотных (и постоянной) составляющих из сигнала приводит к тому, что в длинных последовательностях 1 или 0 амплитуда постепенно уменьшается. Следовательно, в течение этих последовательностей приемник потеряет не только хронизирующую инфор-

мацию, но и свой эталон амплитуды для оптимального различения уровней 1 и 0. Эффект среза низких частот, называемый плаванием постоянной составляющей для типичной последовательности на передаче, показан на рис. 10.4. Отметим, что после длительной последовательности 1 сигнал на выходе линии таков, что более вероятно появление ошибок, при которых 1 переходит в 0, чем ошибок, при которых 0 трансформируется в 1. Аналогично этому длинная последовательность 0 увеличивает вероятность ошибочного перехода 0 в 1.

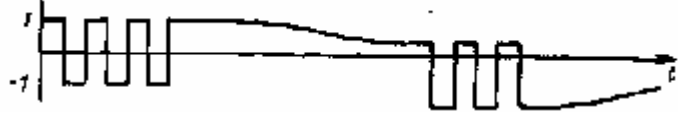


Рис. 10.4. Плавание постоянной составляющей в коде БВН в 0, чем ошибок, при которых 0 трансформируется в 1. Аналогично этому длинная последовательность 0 увеличивает вероятность ошибочного перехода 0 в 1.

Эта проблема возникает не только для длинных последовательностей 1 или 0, но и во всех случаях несбалансированности числа 1 и 0. Следовательно, наличие периодических хронизирующих импульсов недостаточно для устранения плавления постоянной составляющей, что существенно ограничивает область применения кода БВН.

Плавание постоянной составляющей характерно не только для ДСП. Наличие низких частот в случайном сигнале данных является основной причиной того, что для передачи данных через аналоговую телефонную сеть требуются модемы (аналоговые каналы ТЧ также не пропускают постоянного тока). С этим явлением приходится бороться также в телевизионных и радиолокационных приемниках, детекторах радиации и др. Одним из эффективных способов борьбы с плаванием постоянной составляющей является использование решающей обратной связи, называемой также корректированием посредством квантованной ОС. При квантованной ОС плавание постоянной составляющей компенсируется формированием на приемной стороне низкочастотной реакции и добавлением ее к принимаемому сигналу. После этого восстанавливается исходный цифровой поток. Как показано на рис. 10.5, восстановленный цифровой поток в цепи ОС проходит через ФНЧ, на выходе которого формируется сигнал, имеющий вид импульса последствия в канале. Сигнал ОС, добавляемый к принимаемому сигналу, удаляет последствие (межсимвольную интерференцию). Реакция цепи ОС в частотной области является дополняющей к реакции канала.

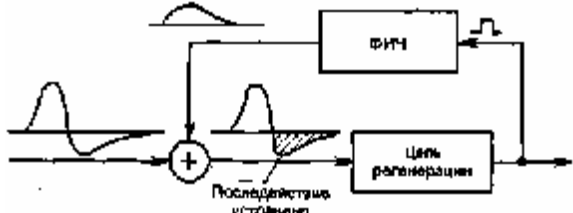


Рис. 10.5. Восстановление исходного сигнала с помощью квантованной обратной связи



Рис. 10.6. Код с чередованием полярности импульсов
Код с чередованием полярности импульсов

При рассмотренном выше способе восстановления постоянной составляющей обнаружение импульсов упрощается за счет создания в приемнике низкочастотной реакции на импульс. Однако имеется ряд кодов передачи, которые формируются таким образом, что не содержат энергии постоянного тока, поэтому не чувствительны к удалению постоянной составляющей. При би полярном преобразовании кода проблема плавления постоянной составляющей решается применением трех уровней кодирования двоичного цифрового сигнала, а именно: логический 0 передается нулевым напряжением, в то время как логическая 1 передается попеременно положительным и отрицательным напряжениями. Таким образом, для устранения составляющих постоянного тока из спектра сигнала средний уровень напряжения поддерживается равным нулю.

Поскольку в биполярном коде передача логических 1 осуществляется импульсами чередующейся полярности, его называют кодом с чередованием полярности импульсов (ЧПИ) или кодом АМТ. Для передачи каждой логической 1 обычно используются импульсы с длительностью, равной половине тактового интервала (рис. 10.6). Такие импульсы были выбраны для упрощения выделения хронизирующего сигнала в регенераторах. Энергетический спектр биполярного кода описывается выражением

$$S(\omega) = 2p(1-p) |G(\omega)| / T \frac{1 - \cos \omega T}{1 - 2(2p-1)\cos \omega T + (2p-1)^2} \quad (10.7)$$

Здесь p — вероятность появления единиц; $G(\omega)$ — спектр одиночного импульса. Для импульсов с длительностью, равной 50% длительности тактового интервала, т. е. со скажностью, равной двум, $G(\omega) = (T/2) \sin(\omega T/4) / (\omega T/4)$. На рис. 10.7 показан вид спектра для различных значений p (для случайного цифрового

сигнала $\geq 1/2$).

Биполярный сигнал в чистом виде не содержит хронизирующие компоненты. Поэтому в регенераторах перед выделением хронизирующего колебания производится двухполупериодное выпрямление сигнала, т. е. получение однополярных импульсов из биполярного сигнала. I

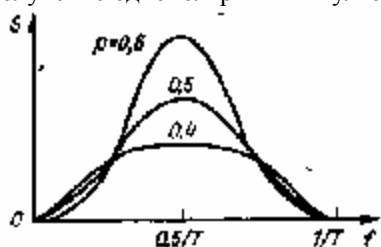


Рис. 10.7. Энергетический спектр кода ЧПИ

По существу, биполярное преобразование кода базируется на пространстве троичного кода, но с использованием только двух уровней в течение каждого конкретного тактового интервала. Следовательно, при таком преобразовании плавание постоянной составляющей устраняется за счет неэффективного и избыточного использования кодового пространства. Избыточность в сигнале дает также и другие преимущества. Наиболее важное из них состоит в возможности контролировать качество передачи путем подсчета ошибок, не имея информации о характере передаваемых сигналов. Поскольку полярности импульсов в линии должны чередоваться, обнаружение двух последовательных импульсов одной полярности означает появление ошибки. Это появление ошибки известно как нарушение биполярности. При каждой одиночной ошибке обязательно происходит нарушение биполярности. Следовательно, биполярный код по своему существу представляет форму кодирования с проверкой на четность. Если обнаружено нарушение биполярности, то ошибка произошла в одном из битов в интервале между импульсами, указывающими на это нарушение (включая и сами импульсы): либо какой-то импульс должен был быть 0, либо какой-то из принятых 0 должен был быть импульсом противоположной полярности. Если более внимательно оценивать текущие значения отсчетов импульсов, то можно принять решение о том, где с наибольшей вероятностью произошла ошибка. Бит со значением отсчета, наиболее близким к порогу решения, скорее всего, и содержит ошибку. Данный способ принадлежит к общему классу алгоритмов решения для сигналов с избыточностью, называемых алгоритмами максимального правдоподобия или декодированием по Ви-терби. Отметим, что при использовании этого метода исправления ошибок требуется запоминание амплитуд импульсов. Если же величины запоминаются только после операции решения, исправить ошибки нельзя (можно только их обнаружить). В настоящее время высокая стоимость реализации данных алгоритмов исправления ошибок препятствует их широкому использованию.

Кроме того, избыточность, возникающая при биполярном преобразовании, может использоваться для преднамеренного

455

введения нарушений биполярности с целью обозначения специальных ситуаций (таких, как введение метки циклового синхросигнала при временном группообразовании) и аварийных состояний. Специальные же кодовые комбинации позволяют увеличивать содержание хронизирующей составляющей в сигналах линии. Поскольку в источнике сигнала биполярность обычно не нарушается, то эти особые ситуации можно легко распознать. Конечно, если нарушения биполярности происходят по указанным причинам, а не в результате ошибок в канале, возможность контроля качества передачи усложняется.

Коды с замещением серий нулей

Основным недостатком кода ЧПИ является возможность появления в цифровом сигнале длинных серий 0, что затрудняет поддержание хронирования в регенераторах. Биполярный код усовершенствуется путем замещения (по установленным правилам) всех последовательностей из N двоичных нулей специальной кодовой комбинацией длиной в N тактовых интервалов, содержащей определенное число двоичных единиц. В результате этого плотность импульсов в коде передачи увеличивается (по сравнению с исходной двоичной последовательностью). В приемном оконечном устройстве происходят распознавание замещающих комбинаций и их замена последовательностями.

В качестве примера опишем алгоритм замены трех нулей, используемый в коде B3ZS.

Каждая последовательность из трех нулей (000) в цифровом сигнале источника заменяется либо на 00 V, либо на 50 V. Комбинация вида 00 V содержит два тактовых интервала без импульсов (00), за которыми следует импульс, представляющий нарушение биполярности (V). Комбинация вида 00 V содержит одиночный импульс, соответствующий правильной последовательности биполярного кода (B), за которым следует пауза (0), и заканчивается импульсом с нарушением полярности (V). При каждой замене трех нулей специальной комбинацией происходит нарушение биполярности в последней позиции, поэтому место замены легко обнаруживается.

Решение о замене 000 на 00V или 00V принимается исходя из того, что количество импульсов типа B (без нарушения биполярности) между нарушениями (V) должно быть нечетным. Следовательно, если после последней замены было перед-нечетное число единиц, то для замены трех нулей выбирается комбинация B,

00К Если число промежуточных единиц четное, выбирается BOV. Таким образом между всеми умышленными нарушениями биполярности содержится нечетное число биполярных импульсов. При этом и нарушения биполярности меняют поочередно свою полярность, что предотвращает плавание постоянной составляющей. Четное число биполярных импульсов появляется только в результате ошибок в канале. Кроме того, перед каждым умышленным нарушением передается нуль. При этом в коде остается значительная избыточность для того, чтобы способствовать контролю за качеством передачи. Правила замены в коде 53ZB в зависимости от числа биполярных импульсов (единиц) после последней замены приведены в табл. 10.1.

456

Таблица 10.1

| Полярность предыдущего импульса V | Вид комбинации для числа импульсов В после последней замены | |
|-----------------------------------|---|----------------|
| | нечетного | четного |
| + | 00-00 + | + 0,+ - 0 - |

Еще один код с замещением серий нулей, рекомендованный МККТТ, называется кодом с высокой плотностью (КВП) единиц или кодом HDB. В обычно используемом варианте такого кода последовательности из четырех нулей заменяются последовательностями, содержащими нарушения биполярности на позиции последнего бита. Поскольку этот формат преобразования предотвращает появление последовательностей нулей, число которых превышает три, его называют преобразованием вида КВП-3 или HDB-3. Правила проведения замен в коде HDB-3 в зависимости от числа биполярных импульсов (единиц) после последней замены (табл. 10.2) в основном такие же, как и для кода B3ZS. Отметим только, что замены вводят нарушения только на позиции четвертого бита, а при последовательных заменах создаются нарушения с чередующимися полярностями.

Парноселективный троичный код

Алгоритмы замен вида BNZS, описанные выше, представляют собой примеры выбора кодов в троичном кодовом пространстве с целью увеличения содержания хронизирующей составляющей двоичного сигнала. Еще одним примером кодов, использующих троичное кодовое пространство, является парноселективный троичный код (PST).

Процесс преобразования к коду вида PST начинается с разделения входного двоичного цифрового сигнала на пары битов с целью последующего формирования последовательностей кодовых комбинаций из двух видов (мод). Затем каждая из этих пар битов преобразуется для передачи в два троичных символа. Поскольку число двухсимвольных троичных кодовых комбинаций равно девяти, а число двухсимвольных двоичных кодовых комбинаций только четырем, возможна значительная гибкость к выбору способа преобразования в код передачи. Один из возможных форматов преобразования приведен в табл. 10.3. Этот конкретный формат не только гарантирует наличие значительной хронизирующей составляющей, но и предотвращает плавание постоянной составляющей за счет переключения мод для сохранения баланса между положительными и отрицательными импульсами. Кодовые операции выбираются из одного столбца до тех пор, пока не будет передан одиночный импульс. В этот момент моды в преобразователе кодов переключаются и кодовые комбинации выбираются из другого столбца до тех пор, пока не будет передан другой одиночный импульс (противоположной полярности).

Таблица 10.2

| Полярность предыдущего импульса V | Вид комбинации для числа импульсов В после последней замены | |
|-----------------------------------|---|-------------|
| | нечетного | четного |
| + | 000 -000 + | + 00 + -00- |

Таблица 10.3

| Двоичный входной сигнал / | Моды | | Двоичный входной сигнал | Моды | |
|---------------------------|------|--|-------------------------|------|--|
| | | | | | |
| | | | | | |

| | | | | | |
|-----|-----|--------------------------|-----|-------|-----|
| | + | - | | + | - |
| 00 | - + | $\frac{1}{\sim\Gamma}$ — | 1 0 | + 0 | - 0 |
| 0 1 | 0 + | 0 - | 1 1 | - 1 - | + - |

Потенциальный недостаток алгоритма преобразования к коду PST состоит в том, что двоичный цифровой сигнал должен быть разделен на пары. Следовательно, на приеме при преобразовании кода PST в исходный двоичный необходимо выделять границы пар. Распознавание границ не представляет труда, если передается случайный цифровой сигнал, поскольку при неправильном разбиении на пары в конце концов неизбежно образуются недопустимые кодовые комбинации (00, ++, --). Кроме того, структура циклов для временного группообразования обычно обеспечивает автоматическое получение синхронизма по кодовым комбинациям и парам.

Энергетический спектр кода PST при равных вероятностях появления единиц и нулей представлен на рис. 10.8. Здесь же для сравнения представлены энергетические спектры кодов B3ZB и AMI.

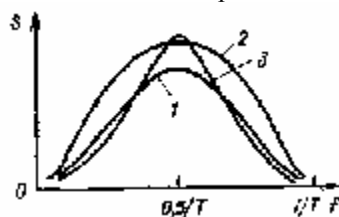


Рис. 10.8. Спектры кодов:

1 - AMI; 2 ~ PST; 3 - B3ZS

На рис. 10.8 следует обратить особое внимание на то, что биполярный код и коды, полученные на его основе, требуют равных полос. Их единственное отличие состоит в том, что у кодов B&ZS и PST более высокие уровни энергии, что связано с

большими плотностями импульсов. Повышенные уровни энергии имеют и нежелательный эффект, состоящий в увеличении переходных помех в многопарных кабелях. Однако ухудшения от увеличенных переходных помех в некоторой степени компенсируются повышенной точностью восстановления колебаний тактовой частоты.

Троичные коды

Биполярные коды и код PST для передачи двоичного сигнала используют пространство троичного кода, что, очевидно, неэффективно. Например, в кодовой комбинации троичного кода из восьми символов можно образовать $3^8=6561$ различных комбинаций, в то время как восемь битов двоичного цифрового сигнала создают только $2^8=256$ различных кодовых комбинаций.

Описанные выше коды передачи не реализуют преимущества повышенного информационного содержания троичных кодов - их выбирают исходя из содержания хранимой информации и спектральных свойств сигнала в линии.

Одна из процедур преобразования в троичный код состоит в отображении четырех двоичных символов в три троичных (код 4B3T). Поскольку двоичные комбинации из четырех битов требуют только 16 из 27 возможных троичных трехсимвольных комбинаций, существует значительная гибкость в выборе троичных кодов. В табл. 10.4 представлен один из возможных алгоритмов формирования троичного кода. Троичные комбинации в среднем столбце сбалансированы по величине постоянной составляющей. Кодовые комбинации из второго и четвертого столбцов для поддержания баланса постоянной составляющей выбираются поочередно. Если было передано больше положительных импульсов, чем отрицательных, выбирается второй столбец. Когда расхождение между числом положительных и отрицательных импульсов меняется на обратное, выбирается четвертый столбец. Кодовая

Таблица 10.4

| Двоичная кодовая комбинация | Троичная кодовая комбинация (накопленный небаланс) | | |
|-----------------------------|--|---|-------|
| | - | 0 | + |
| 0000 | - - - | | + + + |
| 0001 | - - 0 | | + + 0 |
| 0010 | - 0 - | | + 0 + |

| | | | |
|------|-------|-------|-------|
| ООП | 0 - - | | 0 + + |
| 0100 | - - + | | + + - |
| 0101 | - + - | | + - + |
| оно | + - - | | - + + |
| 0111 | - 00 | | + 00 |
| 1000 | 0- 0 | | 0 + 0 |
| 1001 | 00 - | | 00 + |
| 1010 | | 0 + - | |
| 1011 | | 0- + | |
| 1100 | | + 0- | |
| 1101 | | - 0 + | |
| 1110 | | + - 0 | |
| 1111 | | - + 0 | |

комбинация из одних нулей не используется. Следовательно, сохраняется значительная хранирующая составляющая.

Биимпульсные коды

В биполярном коде и его модификациях (BNZS и PST) для получения желаемых свойств, таких как достаточное число хранирующих переходов, отсутствие плавания постоянной составляющей и возможность контроля характеристик, используются дополнительные уровни. Отметим, что указанные свойства получены за счет увеличения кодового пространства, а не расширения полосы. Первый нуль в спектрах всех рассмотренных до сих пор кодов, включая БВН, лежит в точке \sqrt{T} , численно соответствующей скорости передачи.

Однако существует большое число кодов передачи, которые обеспечивают получение значительной хранирующей составляющей и отсутствие плавания постоянной составляющей за счет расширения полосы сигнала при использовании только двух уровней для двоичного цифрового сигнала. Одним из наиболее

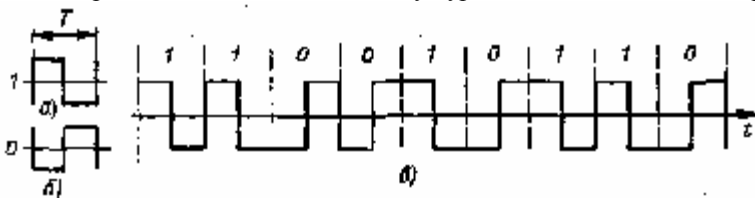


Рис. 10.9. Абсолютный биимпульсный код

известных кодов такого типа является абсолютный биимпульсный код, который называют также манчестерским кодом.

В абсолютном биимпульсном коде один период прямоугольного колебания в определенной фазе используется для передачи единицы (рис. 10.9, а) и другой период в противоположной фазе - для передачи нуля (рис. 10.9, б). Пример последовательности, преобразованной к абсолютному биимпульсному коду, представлен на рис. 10.9, в. Отметим, что в середине каждого тактового интервала имеется переход, поэтому в спектре содержатся сильные хранирующие составляющие. Кроме того, в сигналах логических нуля и единицы импульсы отрицательной и положительной полярностей занимают одинаковые площади. Вследствие этого нет плавания постоянной составляющей. Однако абсолютный биимпульсный сигнал не содержит избыточности для контроля качества передачи и в случае необходимости такого контроля приходится либо вводить в цифровой сигнал биты для проверки на четность, либо контролировать качество

приема импульсов (более детально контроль качества передачи рассматривается в последующих разделах данной главы).

Спектр абсолютного биимпульсного сигнала $\hat{s}(f)$ представлен на рис. 10.10 (кривая 7), где его можно сопоставить со спектром кода БВН (кривая 2). Отметим, что первый нуль в спектре абсолютного биимпульсного сигнала приходится на точку $2/T$. Следовательно, дополнительные переходы для хронирования и устранения постоянной составляющей получаются за счет использования более высоких частот в сигнале. Однако абсолютный би-

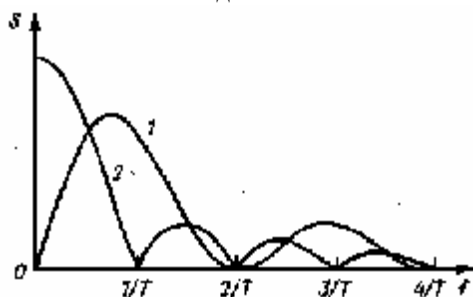


Рис. 10.10. Энергетический спектр абсолютного биимпульсного сигнала

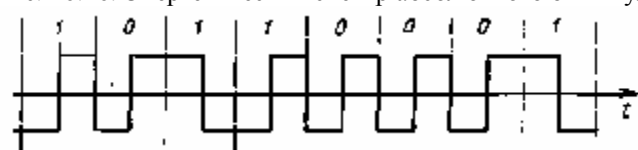


Рис. 10.11. Относительный биимпульсный код

импульсный сигнал имеет по сравнению с трехуровневыми биполярными сигналами меньшую вероятность ошибок при равном отношении сигнал-шум.

В абсолютном биимпульсном коде сигнал, соответствующий единице, является негативной копией сигнала, представляющего нуль. Однако во многих средах передачи может оказаться невозможным определение абсолютной полярности или эталона абсолютной фазы. Следовательно, декодер может представить все единицы нулями, а все нули - единицами.

Для устранения этого недостатка можно применить относительный биимпульсный код, в котором единица кодируется изменением предыдущего состояния, а нуль — сохранением состояния (рис. 10.11). Таким образом, для декодирования такого сигнала абсолютный эталон не является необходимым. При обратном преобразовании просто определяется состояние сигнала в каждом тактовом интервале и сравнивается с состоянием в предыдущем интервале: если произошло изменение, то фиксируется 1, а в противоположном случае фиксируется 0.

Все сигналы, представленные в относительном биимпульсном коде, содержат переходы в середине тактового интервала, но только нули имеют переходы и в начале интервала. При относительном преобразовании спектр преобразованного случайного цифрового сигнала (при равной вероятности нулей и единиц и отсутствие корреляции между ними) не изменяется, но вдвое увеличивается коэффициент ошибок. Если приемник ошибается в оценке состояния в одном интервале, он также делает ошибку и в следующем интервале.

Разработан ряд кодов передачи, подобных абсолютному би-импульсному коду, описанному выше. Один из таких кодов, рекомендованный МККТТ, называют кодом с инверсией токовых посылок (СМІ - Coded Mark Inversion). В коде С МІ единицы преобразуются в импульсы БВН с полярностью, противоположной полярности импульса, который соответствовал предыдущей единице, а нули представляются биимпульсным сигналом в определенной фазе (рис. 10.12). В таком коде не содержится энергия постоянного тока и имеется достаточное число переходов, так же как и в абсолютном биимпульсном сигнале. Кроме того, отсутствует неопределенность при различении единиц и нулей. Устране-

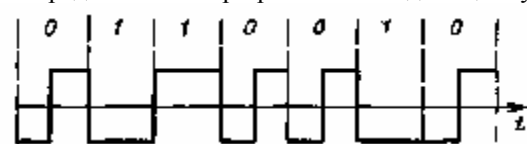


Рис. 10.12. Код с инверсией токовых посылок

ние этой неопределенности приводит фактически к основному недостатку кода СМІ. его чувствительность к ошибкам больше (на 3 дБ), чем абсолютного биимпульсного кода.

Код С МІ согласно рекомендации МККТТ используется на цифровом стыке для сигналов четвертого уровня иерархии со скоростью передачи 139,264 Мбит/с.

Многоуровневые коды

Для кодов передачи, рассматриваемых до сих пор, предполагалась передача двухуровневых сигналов. В тех случаях, когда полоса ограничена, но желательно иметь повышенные скорости передачи двоичных сигналов, можно увеличить число уровней. В многоуровневой системе скорость передачи двоичных

сигналов $R = (\log 2L) / T$, где L — число уровней, из которых можно производить выбор в каждом тактовом интервале; T — длительность тактового интервала.

Скорость передачи сигналов, численно равную $1/T$, часто называют скоростью передачи символов и измеряют в бодах. Среди специалистов в области передачи данных слов "бод" обычно принято использовать как синоним скорости передачи двоичных символов. Однако, строго говоря, скорость передачи двоичных символов равна скорости передачи в бодах только в том случае, когда осуществляется передача двоичного сигнала (1 бит на тактовый интервал). На рис. 10.13 показан пример восьмиуровневого сигнала, при котором достигается передача трех битов на тактовый интервал (т. е. трех битов на бод).

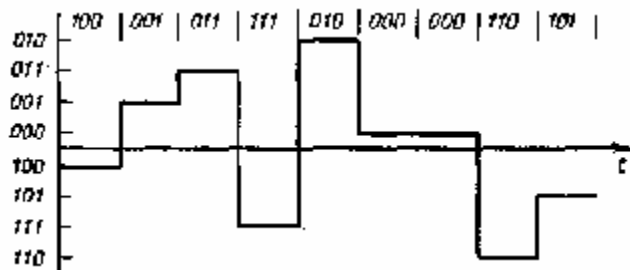


Рис. 10.13. Многоуровневая передача с тремя битами на тактовый интервал

Системы с передачей многоуровневых сигналов обеспечивают более высокую скорость передачи двоичных символов в пределах заданной полосы, но требуют существенного увеличения отношения сигнал-шум при заданной вероятности ошибок. Если передача многоуровневых сигналов использовалась бы в проводной линии, то для достижения требуемой вероятности ошибок потребовалось бы сблизить регенераторы. В то же время, чем ближе регенераторы расположены друг к другу, тем меньше затухание и, следовательно, может быть увеличена скорость передачи и двоичного сигнала. Таким образом, в проводной линии ограничивающим фактором по существу является затухание, а не полоса. Отсюда следует, что способы передачи многоуровневых сигналов наиболее привлекательны для радиосистем или передачи данных по аналоговой телефонной сети, где недопустимо превышение заданной полосы.

10.3. МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТИЧНЫМ ОТКЛИКОМ

Фильтры в цепях обработки сигналов ЦСП обычно рассчитывают так, чтобы как можно больше сузить полосу сигнала, не вызывая при этом такого расширения отдельных символов, при котором возникают помехи на соседних тактовых интервалах. Однако известен ряд методов передачи цифрового сигнала (двоичное кодирование, преобразование кода с коррелированными уровнями, передача с частичным откликом и др.), при реализации которых умышленно вносится заранее заданная межсимвольная интерференция, исходя из которой и рассчитывают цепи выделения сигналов на приеме.

На рис. 10.14 представлена импульсная реакция в канале с частичным откликом. Если канал возбуждается импульсом длительностью T , то каналные фильтры ограничивают его спектр до такой степени, чтобы основная часть импульса растянулась на три тактовых интервала и давала одинаковые помехи в моменты времени двух отсчетов. Причина применения термина "частичный отклик" становится теперь очевидной; реакция на выходе соответствует только половине амплитуды входного сигнала.

В том случае, когда вслед за входным импульсом поступает другой импульс такой же амплитуды, выходной сигнал имеет

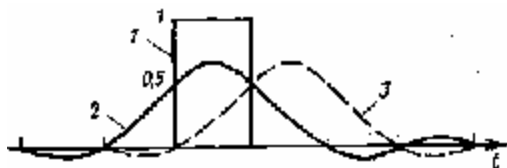


Рис. 10.14. Импульсы в канале с частичным откликом:
1 ~ входной; 2 - выходной; 3 ~ следующий выходной

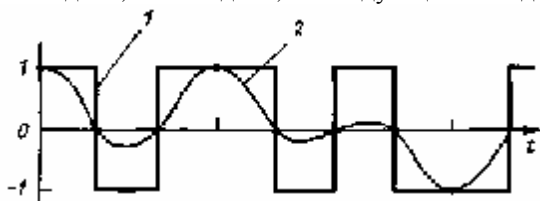


Рис. 10.15. Входные и выходные сигналы при трехуровневом частичном отклике:

/ - двухуровневый входной сигнал; 2 - трехуровневый выходной сигнал

полную амплитуду благодаря перекрытию импульсов. Однако если следующий входной импульс имеет отрицательную полярность, то за счет перекрытия импульсов в момент принятия решения создается нулевая амплитуда. В соответствии с этим, как показано на рис. 10.15, канал с частичным откликом и двумя уровнями входного сигнала (+1, -1) создает на выходе сигнал с тремя уровнями (+1, 0, -1). На рис. 10.16 показаны

сигналы в канале с частичным откликом с наличием четырех уровней на входе (+3, +1, -1, -3) и семи на выходе (+3, +2, +1, 0, -1, -2, -3).

Прием сигнала в системах с частичным откликом усложняется из-за появления дополнительных уровней, создаваемых каналными фильтрами, а также из-за того, что значения сигнала, получаемые в моменты принятия решения, зависят от амплитуд двух соседних импульсов. Один из методов приема сигнала с частичным откликом заключается в вычитании перекрывающейся части предыдущего принятого импульса из пришедшего сигнала для получения разности, представляющей реакцию канала на новый импульс. При этом перекрывающуюся часть (межсимвольную интерференцию) необходимо вычитать только в моменты принятия решения. Разностные отсчеты номинально равны половине амплитуды неизвестного входного импульса. Вероятность ошибок в данном случае удваивается по тем же причинам, что и при использовании относительного биимпульсного кода.

Другой метод приема сигнала в системах с частичным откликом связан с предварительным преобразованием его на передаче. При предварительном преобразовании входной цифровой сигнал

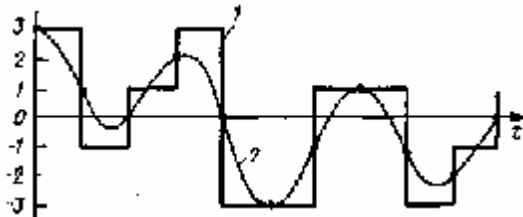


Рис. 10.16. Входные и выходные сигналы при семиуровневом частичном отклике:

1 - четырехуровневый входной сигнал; 2 - семиуровневый выходной сигнал

изменяется таким образом, чтобы уровень на входе решающего устройства в приемнике непосредственно показывал исходный цифровой сигнал без сравнения с величиной предыдущего отсчета. В двоичной системе, например, единица преобразуется в импульс той же полярности, что и предыдущий импульс. Следовательно, логические единицы на приеме проявляются как отсчеты со значением либо +1, либо -1. Передача нуля соответствует импульсу противоположной полярности по отношению к последнему импульсу. Следовательно, логические нули проявляются на приеме как сигналы с нулевым уровнем. Подобные же способы предварительного преобразования существуют и для многоуровневых систем. Рассмотренный способ передачи сигнала в системе с частичным откликом представляет собой фактически особый случай более общего класса способов передачи сигнала, называемого преобразованием кода с коррелированными уровнями. Чтобы описать свойства обобщенных систем с частичным откликом или с коррелированными уровнями, удобно ввести оператор задержки D для обозначения задержки, равной длительности одного тактового интервала T . Задержка на два интервала реализуется с помощью двух линий задержки, включенных последовательно, и обозначается как D^2 . Использование этого обозначения позволяет назвать описанную систему системой с частичным откликом вида $1+D$ выходной сигнал представляет собой сумму входного сигнала и этого же сигнала, но задержанного на один тактовый интервал. Возможны и другие формы перекрытия. В этих системах перекрытие импульсов формируется не обязательно за счет слишком большого сокращения полосы входного сигнала. При другом подходе перекрытие и сложение импульсов осуществляются непосредственно в процессе преобразования кода (отсюда и термин "преобразование кода с коррелированными уровнями"). Интересен особый случай преобразования кода с коррелированными уровнями в системе с частичным откликом вида $1 - D$.

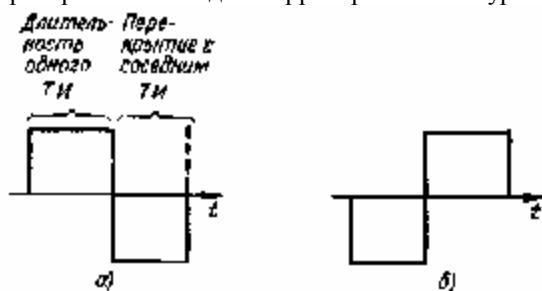


Рис. 10.17. Отдельные элементы кода вида $1 - D$ с коррелированными уровнями:

а - логическая единица; б - логический нуль

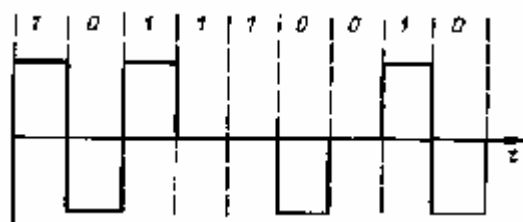


Рис. 10.18. Пример кода вида $1 - D$ с коррелированными уровнями

При преобразовании кода вида $1 - D$ (рис. 10.17) для каждого бита используется один период

прямоугольного колебания, охватывающий два тактовых интервала (ТИ). Для демонстрации эффекта перекрытия импульсов на рис. 10.18 приведена последовательность символов в этом коде. Поскольку ни один из двух элементов кода не содержит энергии постоянного тока, в преобразованном сигнале нет плавания постоянной составляющей. Кроме того, положительные и отрицательные уровни составного сигнала чередуются так, что это напоминает биполярное преобразование. И действительно, если используется относительное преобразование (т. е. если нуль представляется той же фазой, как и в предыдущем интервале, а единица — противоположной фазой), то эта форма преобразования идентична биполярному преобразованию (в предположении, что уровни заменены импульсами, занимающими 50 % тактового интервала). В соответствии с этим код с коррелированными уровнями вида \sqrt{D} применяется скорее для формирования спектра, а не для ограничения полосы.

Спектры неотфильтрованных кодов вида $1+D$, $1-D$ и $1-D^2$ представлены на рис. 10.19. Особый интерес представляет спектр сигнала вида $1-D$. Он не содержит постоянной составляющей, а верхняя граница его находится в точке $1/2T$ — в той же точке, что и верхняя граница для кода БВН, когда полоса сигнала в максимальной степени ограничена, но межсимвольной интерференции еще нет.

Поскольку во всех системах с коррелированными уровнями используется больше уровней, чем необходимо для преобразования цифрового сигнала, они уступают в отношении числа ошибок системам без корреляции или с полным откликом.

10.4. РЕГЕНЕРАЦИЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

Принципы работы регенератора

Регенерация цифрового сигнала заключается в восстановлении на конце регенерационного участка цифрового сигнала

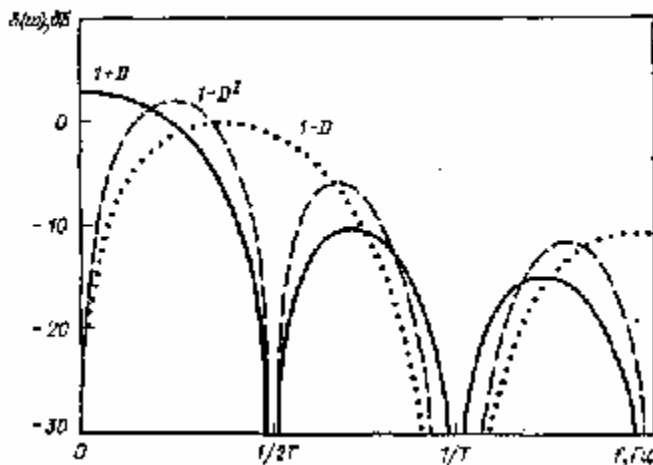


Рис. 10.19. Спектры кодов с коррелированными уровнями

точно в таком виде, в каком он был введен в линию (отличие может быть в сдвиге по времени на некоторую величину T_d). Передаваемый по линии цифровой сигнал искажается и подвергается воздействию шумов, в результате чего в процессе регенерации могут появляться ошибки в некоторых символах. При этом число ошибок, выраженное посредством коэффициента ошибок $\text{коэф. ошибок} = \text{пош}/\text{п}$ (пош ~ число ошибочно принятых символов; п - общее число переданных символов), зависит от отношения сигнал-шум в момент принятия решения регенератора. После регенерации выходной цифровой сигнал может иметь еще отклонения временных положений импульсов относительно идеальных положений. Эти отклонения называются фазовыми дрожаниями. Величина фазовых дрожаний зависит от шумов, возникающих в линии, от статистических свойств передаваемого сигнала и свойств схемы выделения хранимого сигнала, входящего в состав регенератора. Коэффициент ошибок и фазовые дрожания для линии с заданным отношением сигнал-шум зависят от применяемого линейного кода и технической реализации регенератора.

Структурная схема регенератора, предназначенного для регенерации наиболее часто используемого троичного кода, представлена на рис. 10.20. Регенератор состоит из предварительного усилителя (ПУ), схемы выделения хранимого сигнала, т. е. схемы выделения тактовой частоты (ВТЧ), схем решения (СР, и СР2), выходных каскадов (В, и В2), схемы АРУ и схемы питания (Пит). Регенератор цифрового сигнала с другим числом уровней имеет те же блоки, причем число узлов СР и В на единицу меньше числа уровней.

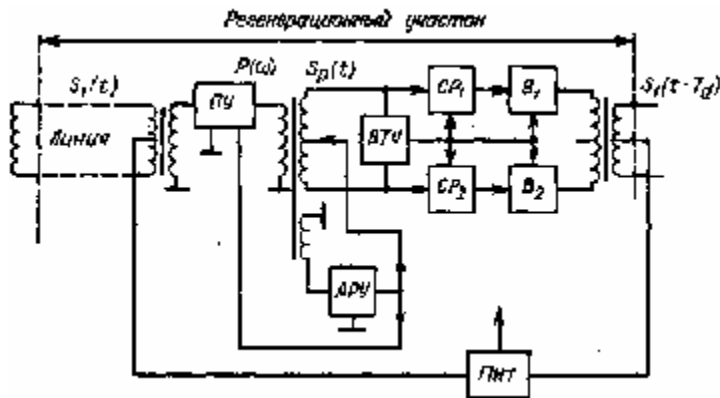


Рис. 10.20. Структурная схема регенератора для трехуровневого Ди-нейного сигнала

Одним из основных блоков регенератора является ПУ, задача которого заключается в таком формировании выходного сигнала $S_p(t)$, чтобы он создавал минимальные межсимвольные влияния и имел максимальную ограниченную полосу частот. Передаточная функция предусилителя (ДЮ) определяет отношение сигнал-шум на входе решающего устройства.

К выходу ПУ подключена схема ВТЧ, которая в регенераторах, предназначенных для симметричных линейных кодов типа ЧПИ, представляет собой выпрямительную схему, преобразующую биполярный код в однополярный, спектр которого содержит дискретные составляющие тактовой частоты. Преобразованный таким образом сигнал чаще всего вводится в резонансный контур с добротностью $Q = 100 \dots 1000$.

Периодическое возбуждение контура приводит к появлению на его выходе сигнала, частота которого определяется тактовой частотой линейного сигнала. Поскольку данный сигнал имеет форму затухающей синусоиды, он подается на схему ограничения и формирования, которая придает хронизирующему сигналу требуемую форму. Чаще всего этот сигнал представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с коэффициентом заполнения 50 % (меандр). В более старых технических решениях применялась схема для дифференцирования сигнала с целью получения узких тактовых импульсов, устанавливающих моменты принятия решения и длительность импульсов на выходе регенератора.

В момент принятия решения, определяемого хронизирующими импульсами, напряжение выходного сигнала ПУ сравнивается в СР с пороговым напряжением, и по результату принимается решение о значении символов (0 или 1), которые должны формироваться схемой В на соответствующих тактовых интервалах. Форма выходного сигнала определяется выходной цепью регенератора. При линейных сигналах, имеющих форму прямоугольных импульсов, выходная цепь реализуется в виде ключевых схем, отпираемых выходными импульсами решающего устройства и выключаемых по истечении определенного времени непосредственно хронизирующими импульсами.

Для уменьшения влияния температурных изменений затухания кабельной пары, а также изменения длины участка за счет различного размещения регенерационных участков в схеме регенератора используется автоматическая регулировка порога или, в новых решениях, автоматическая регулировка усиления ПУ. Последний метод обеспечивает постоянство амплитуды импульсов на выходе ПУ, и пороги решения имеют постоянную величину.

Критерием, используемым для регулирования, является изменение амплитуды импульсов на выходе ПУ. Изменение амплитуды импульсов используется также для регулировки корректора. Благодаря этому на его выходе как амплитуда, так и форма импульсов сохраняются практически постоянными при изменении затухания линии в пределах 10...20 дБ. При этом, очевидно, может ухудшаться отношение сигнал-шум для наиболее длинных регенерационных участков, однако при правильном проектировании оно будет находиться в допустимых пределах.

Электропитание промежуточных регенераторов производится дистанционно из обслуживаемых регенерационных пунктов (ОРП) стабилизированным током. Питание регенераторов на симметричных кабелях осуществляется по фантомной цепи, организуемой по парам, по которым передается цифровой сигнал данной ДСП (см. рис. 10.20). В случае использования коаксиальных кабелей электропитание производится по внутренним проводникам коаксиальных пар.

Устройства электропитания регенераторов ряда регенерационных станций включаются последовательно в цепь ДП, создаваемую отдельно для каждой СП. В устройстве ДП регенераторов (в блоке Пит) используются полупроводниковые стабилизаторы, обеспечивающие стабилизацию напряжения питания, а также предусматриваются соответствующие зажимы, позволяющие закоротить цепь питания (образовать шлейф в последнем из дистанционно питаемых регенерационных пунктов). Помимо этого, в промежуточных регенерационных пунктах имеются устройства дистанционного обнаружения неисправных регенераторов и обрывов цепей ДП.

Вероятность ошибки регенератора

В предыдущих разделах этой главы основное внимание уделено вопросам хронирования и энергетическому спектру разли-

ных кодов передачи. Другим важным вопросом при выборе кода передачи является его

помехоустойчивость. За исключением относительно коротких линий, где шумы могут быть невелики, требования помехоустойчивости могут оказать существенное влияние на стоимость системы. Если нормируется определенная минимальная вероятность ошибок, то те схемы, которые обеспечивают ее требуемое значение при меньших отношениях сигнал-шум, допускают размещение регенераторов на больших расстояниях друг от друга, что уменьшает стоимость установки и эксплуатации. Расстояние между регенераторами является важным экономическим фактором для передачи сигналов как по проводным линиям, так и по магистральным радиолиниям.

Оценим вероятность ошибок для различных случаев передачи цифровых сигналов при наличии белого гауссовского шума, который представляет собой наиболее общую форму шумов. В действительности, особенно на существующей телефонной сети общего пользования, могут преобладать импульсные шумы. Поэтому проводимая ниже оценка вероятности ошибок в некоторых случаях не будет полной.

Во входных цепях приемника цифровых сигналов (в регенераторе) всегда производится обработка входного сигнала с целью оценки его значения на каждом тактовом интервале. Как правило, это осуществляется путем взятия отсчетов откорректированного входного сигнала. В зависимости от формы сигнала и требуемых характеристик можно использовать и более сложные способы обработки. Во всяком случае в результате окончательной оценки двоичного сигнала создается один уровень напряжения для единицы и другой - для нуля. Решение о том, какой сигнал был передан, принимается на основе сравнения полученного сигнала (в соответствующий момент времени) с пороговым значением, расположенным посередине между этими номинальными напряжениями. Естественно, вероятность ошибки зависит от разницы между этими напряжениями и флуктуациями, обусловленными шумами.

Гауссовский шум характеризуется тем, что он имеет равномерный спектр в произвольно большой полосе частот и распределение амплитуд, соответствующее нормальному закону распределения вероятностей.

Параметр G_0 обычно характеризует спектральную плотность мощности белого шума, т. е. представляет собой мощность, измеренную в полосе 1 Гц. Отсюда среднеквадратическое значение мощности белого шума на выходе фильтра с полосой Лео равно $G_0 \Delta \omega$.

Чтобы установить значение мощности шума на входе решающего устройства, необходимо определить G_0 и эффективную полосу входной цепи приемника. Если эффективную шумовую по-



Рис. 10.21. Вероятность ошибки при передаче двоичного сигнала

лосу приемника обозначить как $\Delta \omega'$, то мощность шума в момент принятия решения регенератора составит $G_0 \Delta \omega'$.

Ошибка в решении происходит в том случае, если в момент его принятия шум приводит к переходу за порог между двумя номинальными напряжениями (уровнями) решающего устройства. Для гауссовского шума

$$P_{\text{ошиб}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx, \quad (10.3)$$

где $U_{\text{пор}}$ — пороговое напряжение; σ — стандартное отклонение; $\sigma^2 = \frac{G_0 \Delta \omega'}{2}$ — мощность шума в момент принятия решения.

Из рис. 10.21 видно, что выражение (10.3) характеризует вероятность ошибки как вероятность превышения порогового значения стандартных отклонений в нормальном распределении $p(x)$ с нулевым средним и единичной дисперсией, т. е. вероятность ошибки полностью определяется величиной $U_{\text{пор}}/\sigma$, представляющей собой отношение сигнал-шум (ОСШ) в момент принятия решения.

Обычно важнее выразить вероятность ошибки в зависимости от ОСШ на входе приемника. На рис. 10.22 изображена модель канала и приемника, где указаны отношения ОСШ на входе приемника и в точке принятия решения (на входе решающего устройства регенератора). Наиболее подходящим выражением для ОСШ на входе приемника при сопоставлении кодов передатчика является выражение, учитывающее отношение энергии сигнала на бит E_b к плотности шума G_0 :

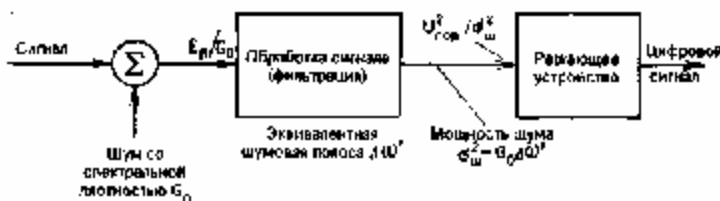


Рис. 10.22. Модель приема сигнала

$$\text{ОСШ} = \frac{E_b \log_2 L}{G_0 \Delta \omega'} \quad (10.4)$$

где d — плотность импульсов; $\log_2 L$ — число битов на символ (L — число уровней в коде передачи); \sqrt{T} — скорость передачи сигналов в линии.

При определении мощности сигнала в (10.4) учитывается плотность импульсов d . Для кода БВН она равна 1, но для многих других кодов передачи ее значение зависит от вида цифрового сигнала и алгоритмов их формирования. В некоторых случаях увеличение плотности импульсов может привести к увеличению вероятности ошибки, например если переходные помехи между парами в кабеле оказывают существенное влияние (мощность таких помех прямо пропорциональна мощности сигнала).

Рассмотрим зависимость вероятности ошибок рош от ОСШ и отношения E_b/G_u для различных кодов передачи.

Наилучшие результаты получаются при двоичных кодах, в которых для передачи символов 1 и 0 используются противоположные сигналы. Это относится, например, к двухполярному (см. рис. 10.3, б) и биимпульсному (см. рис. 10.9) кодам. Здесь разница между ближайшими уровнями в коде, определяющая во многом помехозащищенность кода, максимальна. Порог принятия решения для таких кодов целесообразно выбирать равным нулю. На рис. 10.23 показана зависимость $\hat{\alpha}_{ош}$ для двухполярного кода (кривая 3), которая может быть принята в качестве своеобразного эталона для сравнения с другими кодами.

Для кодов с несимметричными относительно нуля уровнями, например однополярного кода (см. рис. 10.3, а), применяется тот же приемник, что и для кодов с симметричными уровнями. Единственное отличие заключается в том, что порог принятия решения необходимо сдвинуть с нуля на напряжение, равное половине амплитуды сигнала, соответствующего единице. Чтобы при этом поддержать ту же помехозащищенность, мощность сигнала на передающей стороне должна быть увеличена вдвое. Вследствие этого для сохранения значений рош при использовании однополярного кода потребуется увеличение ОСШ на 3 дБ (по сравнению с двухполярным кодом), что показано на рис. 10.23 (кривая 1).

В отношении вероятности ошибки передача биполярных кодов (например, кода ЧПИ) в основном идентична передаче однополярных кодов. В течение каждого тактового интервала приемник должен сделать выбор между одним из двух возможных уровней: нулем или импульсом соответствующей полярности.

Следовательно, порог принятия решения для конкретного тактового интервала располагается посередине между нулем и

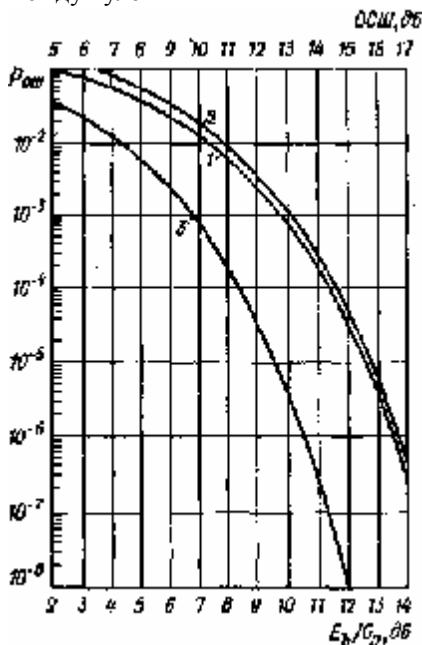


Рис. 10.23. Зависимости вероятности ошибки для одно-, двух-полярного и биполярного кодов передачи уровнем амплитуды импульса разрешенной полярности. Вследствие этого зависимость, показанная на рис. 10.23 для однополярного кода, может быть использована для определения теоретических значений вероятности ошибки и для биполярного кода. Однако следует иметь в виду следующее обстоятельство, относящееся к биполярному коду и приводящее к некоторому увеличению вероятности ошибки: при передаче сигнала с нулевым уровнем ошибочное пересечение порога может вызвать шум как с положительной, так и с отрицательной амплитудой. В отличие от этого при однополярном коде и передаче сигнала с нижним уровнем на данный сигнал оказывает воздействие шум только с положительным значением напряжения, а при передаче сигнала с верхним уровнем - шум только с отрицательным значением напряжения. Если приемник биполярного сигнала воспринимал ошибочный импульс как единицу (несмотря на нарушение биполярности), то в случае равной вероятности передачи нулей и единиц общая вероятность ошибки при передаче нулей удваивается. Поэтому вероятность ошибки увеличивается на 50 %, однако из-за большой крутизны кривой это не приводит к существенному ухудшению характеристики. Например, если вероятность ошибок возрастает от 10^{-6} до $1,5 \cdot 10^{-6}$, то для уменьшения до первоначального значения 10^{-6} необходимо увеличить мощность сигнала.

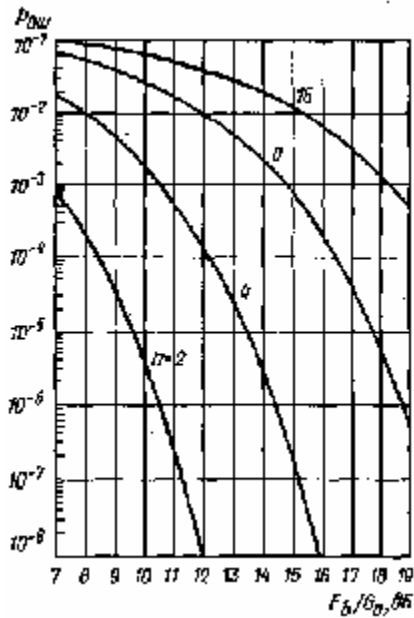


Рис. 10.24. Зависимость вероятности ошибки от E_b/G_0 для многоуровневых кодов со значениями уровней, симметричными относительно нуля ла, передаваемого в линию, всего лишь в 0,2 дБ. Для более высоких значений вероятности ошибки ухудшение характеристики больше, так как крутизна кривой не столь велика. Этот эффект показан на рис. 10.23, где характеристику для биполярного кода (кривая 2) при 50 % нулей можно сопоставить с характеристикой для однополярного кода (кривая 7).

Тот факт, что при биполярном коде характеристика ухудшается примерно на 3,2 дБ (при вероятности ошибки 10 %) по сравнению с двухполярными кодами (кривая 3, рис. 10.23), показывает, что проблемы хронирования и плавания постоянной составляющей решены за счет увеличения числа уровней сигнала. В системах с передачей многоуровневых сигналов, т. е. кодов с большим числом уровней, может быть достигнуто существенное увеличение скорости передачи цифрового сигнала, которое, однако, обеспечивается ценой соответствующего увеличения мощности сигнала, требуемой для получения заданной вероятности ошибки. Например, средняя мощность в системе с восьмиуровневым кодом (см. рис. 10.13), должна быть на 8,7 дБ выше средней мощности в системе с симметричным двухуровневым кодом при сохранении той же помехозащищенности. Более того, в тех системах, где ограничивающим фактором является пиковая мощность, проигрыш по мощности восьмиуровневого кода по сравнению с двухуровневым составляет 12,4 дБ. Зависи-

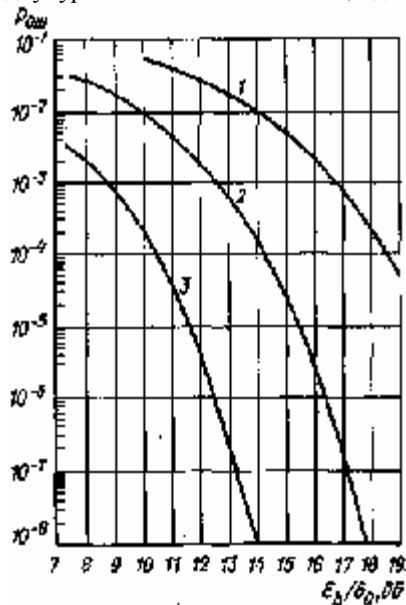


Рис. 10.25. Зависимость вероятности ошибки от E_b/G_0 для систем с частичным откликом вида 1 + D: 1—на входе 8 уровней, на выходе +15 уровней; 2— на входе 4 уровня, на выходе +7 уровней; 3 — на входе 2 уровня, на выходе 3 уровня
 мости вероятности ошибки от E_b/G_0 для многоуровневых систем представлены на рис. 10.24 (п — число уровней).

Зависимости вероятности ошибки от E_b/G_u для системы с частичным откликом вида 1+D представлены на рис. 10.25. Они получены в предположении, что используется отдельный прием каждого бита. Зная требования к ОСШ, а следовательно, и к вероятности ошибки, можно определить требования к параметрам предусилителя. Обычно сигнал $S_p(f)$ на выходе ПУ следует выбирать так, чтобы межсимвольные помехи были минимальными. Кроме того, спектр сигнала должен быть по возможности более узким, при этом ограничивается полоса частот ПУ и уменьшается влияние шумов, действующих на его входе. Типичная форма импульса на выходе предусилителя показана на рис. 10.26.

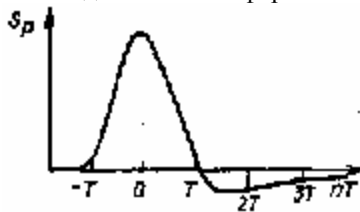


Рис. 10.26. Типичная форма сигнала на выходе предусилителя
Фазовые дрожания

Хронирующий сигнал оказывает решающее влияние на работу регенератора. Выделение хронирующего сигнала в соответствии с принятым принципом производится из сигнала, получаемого на выходе предусилителя, с помощью резонансного контура (см. гл. 8). Из этого следует, что параметры хронирующего сигнала зависят от структуры передаваемого линейного сигнала, а также от шумов и помех. В конечном итоге указанная зависимость выражается в изменениях временных положений импульсов хронирующего сигнала относительно их номинальных положений. Такие искажения, названные фазовым дрожанием, приводят к тому, что решения в регенераторе принимаются в моменты времени, когда помехи велики, и символы сигнала на выходе также появляются с фазовой ошибкой, которая вызвана хронирующим сигналом.

Цепь выделения хронирующего сигнала должна обладать некоторыми свойствами подавления фазового дрожания. Зависимость величины фазового дрожания на выходе регенератора $Q_{BbK}(p)$ от фазового дрожания на его входе $\varphi_T(p)$ в операторной форме можно выразить следующим образом:

$$\varphi_{\text{вых}}(p) = \frac{Q_{\text{вх}}(p)}{1 + p^2/\omega_0^2},$$

где $\omega_0 = 2\pi/\tau/2 < 2$, а Q — добротность резонансного контура. Из этого выражения следует, что низкочастотное фазовое дрожание линейного сигнала подавляется мало и необходимо по возможности устранять медленные изменения последовательностей линейного сигнала. Очевидно, что частота этих изменений в основном связана с частотой передаваемого аналогового сигнала. Однако использование кода НДВ-Ъ в качестве линейного существенно влияет на изменение последовательности сигнала, возбуждающего резонансный контур, и обеспечивает уменьшение фазового дрожания. Основное влияние фазового дрожания проявляется в процессе принятия решения. Если момент решения, определенный целью хронирования, не совпадает с моментом появления максимального значения сигнала на выходе предусилителя, то отношение сигнал-шум уменьшается. Это особенно опасно при появлении двух соседних импульсов противоположных полярностей, поскольку они вызывают укорочение находящегося между ними импульса. Примем, что импульс на выходе предусилителя имеет вид, не дающий межсимвольных помех:

$$S_p(t) = h_p \cos \frac{2\pi t}{4}.$$

Соседние импульсы соответственно имеют вид

$$S_{p,T}(t) = h_p \cos \frac{2\pi}{4} (t - T),$$

$$S_{p,T}(t) = -h_p \cos \frac{2\pi}{4} (t + T),$$

где I_p — нормированная амплитуда импульса на выходе ПУ, $\cos = 2\pi f t$. Тогда вблизи момента решения $t=0$ импульс

$$S_p(t) = h_p \cos \frac{2\pi}{4} t.$$

Если порог решения имеет значение $h_p/2$, то допустимое фазовое дрожание может лежать в пределах от $-2/3T$ до $+T$

причем уже не остается запаса на шумы и межсимвольные помехи.

При наличии шумов и межсимвольных помех фазовое дрожание величиной Δ дополнительно ухудшает отношение сигнал-шум в k_0 раз, при этом $k_0 = (1 - 2\cos\Delta/2)$. Величина Δ определяет разность между моментами наблюдения наибольшей амплитуды сигнала $S_p(t)$ и решением, заданным хронирующим сигналом.

Если необходимо, чтобы хронирующий сигнал ослаблял фазовое дрожание сигнала, то последнее не должно быть слишком большим. Если фазовое дрожание является низкочастотным и имеет значительную амплитуду, то для обеспечения регенерации без ошибок фаза хронирующего сигнала не должна отставать от

фазы передаваемого цифрового сигнала. С этой же целью в приемном устройстве цифрового сигнала на конце линейного тракта предусматривается схема выделения хранимого сигнала того же типа, что и в регенераторе. Для эффективного подавления фазового дрожания цифрового сигнала следует использовать специальные схемы с регистрами параллельной записи, считывание цифрового сигнала из которых осуществляется сигналом тактовой частоты, получаемым из схемы выделения хранимого сигнала с высокочастотным фильтром. Число ячеек в регистре должно быть равно по меньшей мере числу символов, в которых имеется фазовое дрожание.

10.5. ВЫДЕЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

При передаче группового цифрового потока по линейному тракту может возникнуть необходимость выделения части этого потока (канальных сигналов или компонентных потоков) в промежуточных пунктах (пунктах выделения) и ввода на освободив-

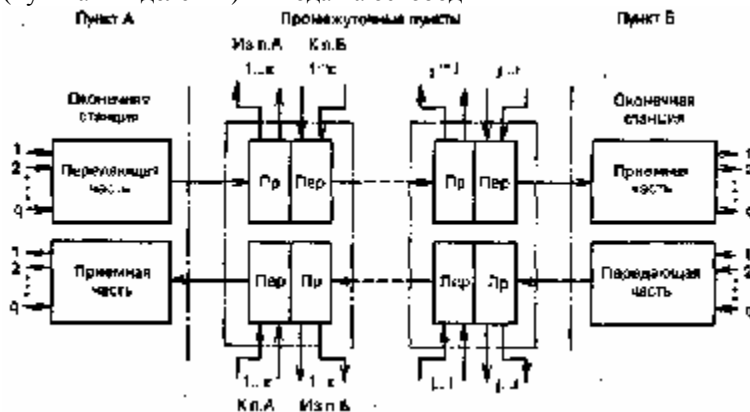


Рис. 10.27. Схема организации связи с выделением потоков

шие временные позиции цикла передачи цифровых потоков, сформированных в данных пунктах.

На рис. 10.27 показано, что в передающей части оконечной станции, расположенной в пункте А, путем асинхронного или синхронного объединения компонентных цифровых потоков формируется цифровой поток. Из q потоков $d - i$ предназначены для передачи на оконечную станцию, расположенную в пункте Б, а i потоков — для выделения в промежуточных пунктах. Точно так же на оконечной станции, расположенной в пункте Б, формируются $d - i$ цифровых потоков для передачи в пункт А и i потоков для передачи в промежуточные пункты. Таким образом, в приемном оборудовании (Пр) промежуточных пунктов выделяются / цифровых потоков, сформированных в пункте А, а также / потоков, сформированных в пункте Б, и на освободившиеся временные позиции в передающем оборудовании (Пер) вводится такое же число цифровых потоков для передачи соответственно в пункты Б и А.

Если в каждом компонентном цифровом потоке содержится информация, соответствующая TV каналам ТЧ, то общее число каналов, которое может быть организовано на линии связи между пунктами А и Б, составит

$$M = (q - i)N + 2iN = (q + i)N,$$

т. е. число организуемых каналов ТЧ по сравнению со случаем передачи информации без выделения цифровых потоков возрастает на iN .

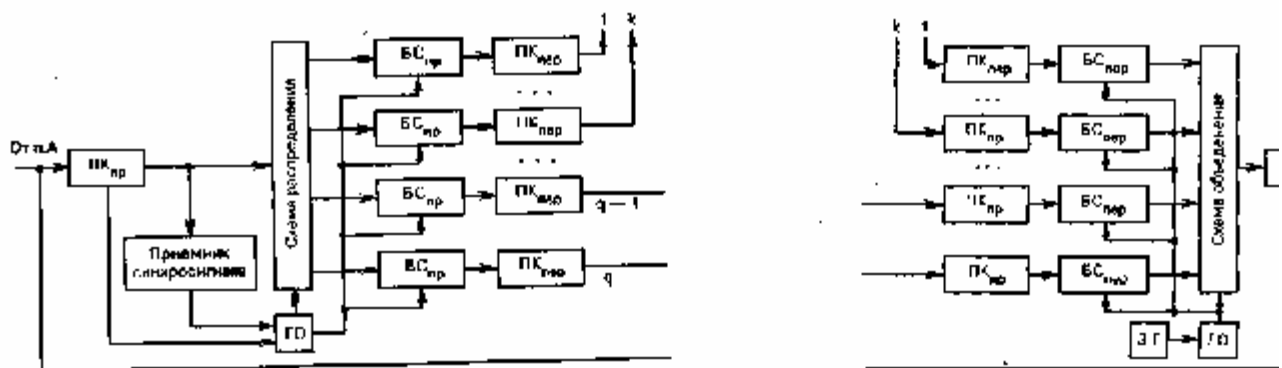


Рис. 10.28. Структурная схема аппаратуры выделения цифровых потоков с использованием АВГ:

ЗГ — задающий генератор; ГО — генераторное оборудование; ПКпр, ПКпер — преобразователи кода приема и передачи

Цифровые потоки могут выделяться как на обслуживаемых, так и на необслуживаемых пунктах. На обслуживаемых пунктах устанавливается стационарное оборудование выделения цифровых потоков, а на необслуживаемых оборудование выделения подключается лишь для оперативного обмена информацией с оконечными станциями или другими пунктами выделения.

Оборудование выделения подключается на обслуживаемых пунктах к стационарному регенератору, а на необслуживаемых - к линейному регенератору.

Рассмотрим способы построения оборудования выделения цифровых потоков. Наиболее просто выделение и ввод цифровых потоков могут быть организованы с помощью аппаратуры временного группообразования (АВГ), аналогичного устанавливаемому на оконечных станциях (см. гл. 9). Структурная схема такой аппаратуры для выделения одного направления передачи представлена на рис. 10.28. Как видно из рисунка, групповой цифровой поток разделяется на q компонентных цифровых потоков, из которых k потоков через соответствующие блоки сопряжения (асинхронного или синхронного) БС поступают на выход аппаратуры выделения, а остальные $q - k$ цифровых потоков совместно с k потоками, поступающими на вход аппаратуры выделения, через соответствующие БС пер объединяются в групповой поток. Таким образом в аппаратуре выделения для $q - k$ невыделяемых потоков осуществляется транзит по более низкой скорости передачи.

При рассмотренном способе выделения цифровых потоков аппаратура выделения включается последовательно в линейный тракт. Поэтому в пункте выделения должна содержаться цепь обхода аппаратуры выделения групповым цифровым потоком, на которую переключается линейный тракт при аварии в этой аппа-
480

ратуре. Правильность работы аппаратуры выделения контролируется устройством контроля путем сравнения невыделяемых потоков (или части этих потоков) на входе и выходе аппаратуры выделения. В случае несовпадения сравниваемых символов в устройстве контроля вырабатывается сигнал, отключающий с помощью логического элемента НЕТ оборудование выделения и включающий посредством логического элемента И цепь обхода.

Для реализации данного способа выделения цифровых потоков не требуется специальная аппаратура выделения. Однако при этом объем аппаратуры выделения равен удвоенному объему аппаратуры оконечной станции. Кроме того, транзит невыделяемых цифровых потоков по более низкой скорости вносит в эти потоки дополнительные временные флуктуации и перерывы связи из-за сбоев системы цикловой синхронизации и приемников команд согласования скоростей в оборудовании выделения.

Существенное сокращение объема аппаратуры и устранение некоторых видов искажений передаваемых сигналов могут быть достигнуты при использовании специализированной аппаратуры выделения цифровых потоков. Структурная схема такой аппаратуры представлена на рис. 10.29. В этой аппаратуре выделяемые цифровые потоки поступают на вход схемы объединения непосредственно с выхода схемы распределения. В результате этого потоки не подвергаются операции восстановления первоначальной скорости в приемной части оборудования выделения и повторного преобразования скорости в передающей части указанного оборудования. Естественно, что соответствующие управляющие импульсные последовательности, генерируемые в передающей и приемной частях аппаратуры выделения, должны совпадать по частоте и временному положению. Это обеспечива-

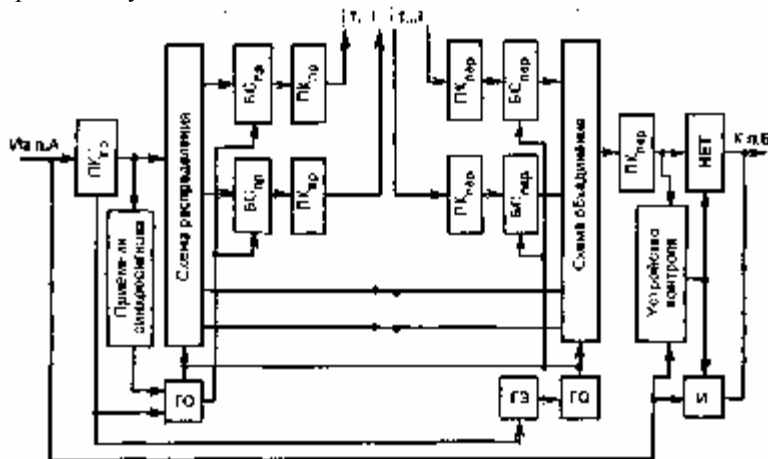


Рис. 10.29. Структурная схема специализированного оборудования выделения цифровых потоков, включаемого последовательно в линейный тракт

ется введением специальных синхронизирующих цепей. Следовательно, при таком способе построения аппаратуры выделения исключается транзит невыделяемых цифровых потоков по более низкой скорости, а значит, не возникают дополнительные временные флуктуации и дополнительные перерывы связи из-за сбоев приемников команд согласования скоростей при работе оконечных станций в асинхронном режиме. Выделяемые и вводимые цифровые потоки подвергаются тем же преобразованиям, что и при рассмотренном выше способе. К недостаткам такого способа следует отнести наличие дополнительных перерывов связи между оконечными станциями из-за сбоев системы цикловой синхронизации в аппаратуре выделения; необходимость разделения и объединения выделяемых потоков усложняет аппаратуру выделения.

Способ построения аппаратуры выделения, свободный от перечисленных недостатков, заключается в том (рис. 10.30), что в линейный тракт последовательно включаются лишь преобразователи кодов ПКпр, ПКпер и логические элементы НЕТ и ИЛИ. Остальная часть аппаратуры выделения подключается параллельно к

линейному тракту в точках, расположенных на выходе ПКпр и входе ПКпер. В приемнике синхросигнала определяется временное положение позиций, соответствующих выделяемому (а следовательно, и вводимому) цифровому потоку. С помощью логического элемента НЕТ передача информации на этих позициях запрещается, а информация, передаваемая на других позициях, транслируется непосредственно к станции Б. С помощью логи-

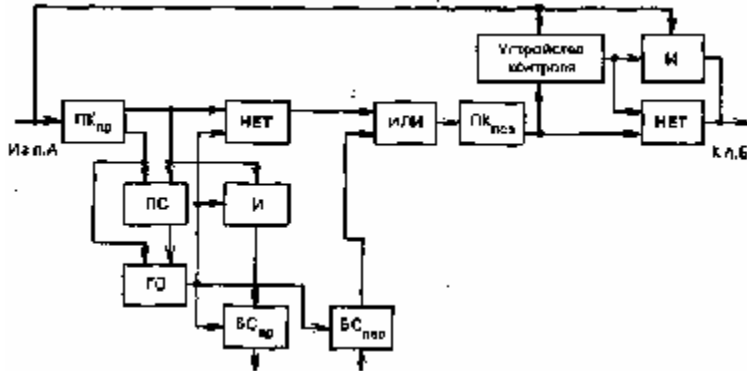


Рис. 10.30. Структурная схема специализированного оборудования выделения цифровых потоков, подключаемого параллельно линейному тракту
 ческого элемента ИЛИ осуществляется объединение невыделяемого и вводимого цифровых потоков. В результате за счет отсутствия процесса разделения и объединения невыделяемых цифровых потоков существенно сокращается (по сравнению с описанными выше способами) объем выделения и практически устраняются дополнительные перерывы связи между оконечными станциями при сбоях цикловой синхронизации в этом оборудовании. За счет параллельного подключения оборудования выделения к линейному тракту оно может использоваться как на обслуживаемых, так и необслуживаемых пунктах выделения.