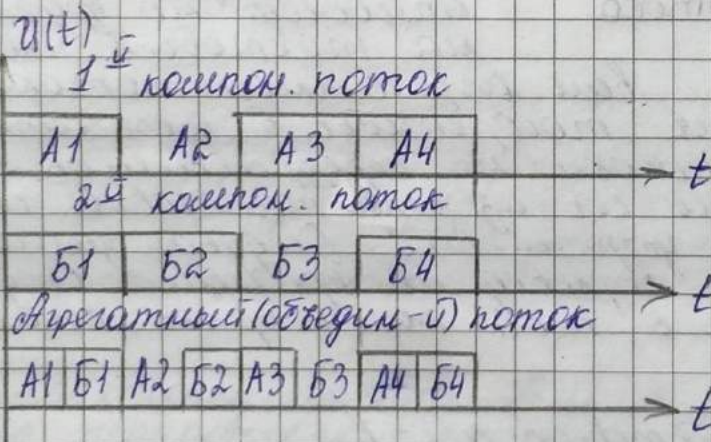


Принципы мультиплексирования цифровых потоков.

1.1. Принципы и способы мультиплексирования

Множественные тематические системы (МТС) строятся по иерархическому принципу. Циф. поток, создаваемый МТС данной ступени иерархии поступает в результате объединения нескольких потоков предыдущей ступени. Такая операция наз-ся временным группированием или мультиплексированием. Кон-во объединяемых потоков опред-ся коэф-ци мультиплек-ции. Для европейской телекоммуникационной цифровой иерархии он равен 4.

Принцип мулт-я заклю-ся в том, что на передаче объединяемые потоки записываются каждый в своё законченное устр-во, затем поочередно счит-ся на общую линию. Т.е. образ-ся общий агрегативный поток. При этом длит-ль уменьшается в ровно столько раз, каков коэф-т мулт-я. На приёмной стороне операция выполняется в обратном порядке.



Может объединя-ся до 4^х каналов малых потоков

Сканирование может осущ-ся несколькими способами (сшивании потока)

Рис. 1.1. Принципы объединения потоков

Если счит-ся поочередно счит-ые поступа-щих потоков, то такое объединение наз-ся последовательным или побитным (термин «послед-е» одне-корректнее «побитное объедин-е», т.к. бит явл-ся мерой инф-ции, а в канальных потоках инер-я может отсут-ть. Это все относится и к исп-ю терминов «КТЕТ» и «БАЙТ»). Во многих случаях поочередно счит-ся группы (октеты), состоящие из 8 символов. Такое и-е наз-ся октетным и широко исп-ся в МТС СЦН (симв. циф. и ПЦН).

В МТС ПУИ октеты можно соотв-т отдель-
ным кодовым группам, поэтому октетное
и-е можно считать побайтным или пока-
манным.

Можно объединять потоки и по др. структурам
и-р, по циклам передачи данных. В этом случае
способ не относится к и-ю и структура тако-
го способа носит наз-е **цепки**, и относится
этот способ к созданию транспортных структур.

Определение мульт-я обычно ведет к поня-
тиям попередного обв-я групп и составляя
фаз каналов. Канал. И-р, несимметричное асинхр-е
мульт-е или несимметричное локальное синхр-е
(баштесинхр-е) мульт-е

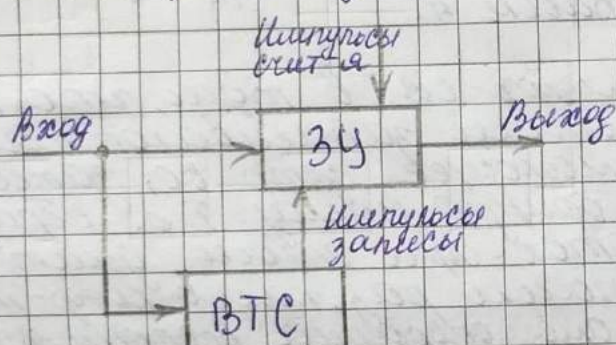


Рис. 1.2. 3U канал. потока

На рис. 1.2. структур.
схема записей-го
уст-ва для агрегат-
ного потока 2, 4
средних аналогов.
Различная схема 3U:
послед-ти ии-в
счит-я подаваемые
на ии-в соединены
относит-но друг др.
на тактовой интер-
вал агрегатного потока.

Это необходимо для того, чтобы в агрегатном
потоке канал-е потоки не перекрываются. Им-
пульсы записи форми-ся из е-на тактовой час-
тоты, выделенного уст-и ВТС. Следует заметить,
это для цифр. с-и справедлив принцип: входя-
щий поток зап-ся с той же скор-ю, с какой
он поступает.

* ВТС - выделяется тактовой ии-в.

На приемном потоке агрегатный поток раз-
деляется (дешифруется/дешифруется) с помощью ВТС
осущ-ся попередное счит-е в соотв-ии с номером
потока; при этом возникает задача идентифика-
ции (определения) номеров принимаемых потоков,
кот. может быть решена в рез-те выравнива-
ния фаз приемника и передатчика перед началом
связи. Такой способ мульт-я наз-ся **синх-
ронносинфазным** или **синхронным с жесткой фазой**

На практике в наст. время такой способ
применяется редко, так-ку возникновение сбоя
в работе измерит-го оборуд-я или связи нужно
возобновить вновь.

В начале 90-х гг. при объединении потоков с равными скоростями начали применяться синхр-е и -е с "плавающей" (шаговой) фазой.

2.2 Синхронное мультиплексирование

При синхр-м и мульт-м каналы в потоки поступают с равными ск-ми, поэтому частоты их записи равны тактовой частоте, получаемой от ВТС одним из потоков. Кан-е имп-ции из 34 осущ-ся с частотой, превосходящей частоту записи.

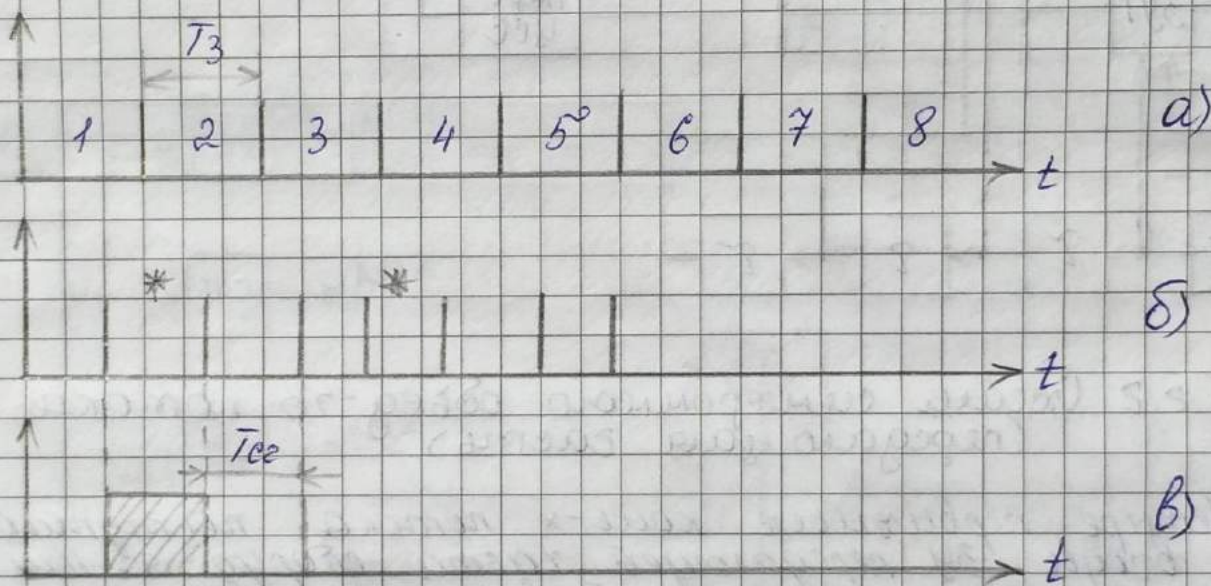


Рис. 2.1 Создание временных сдвигов
а) записанная имп-я послед-ть
б) импульсы считывания
в) считан-я имп-я послед-ть

Поскольку частота счит-я больше час-ты записи, то периодически ячейки памяти 34 будут оказываться свободными (машинты отмечены *) и в считываемом потоке окажутся пробелы. Эти пробелы наз-ся **временными сдвигами** и они зафиксированы. Если отклон-е периода счит-я к разности периодов записи и считывания целое число, то времен-е сдвиги будут следовать с пост. частотой. Так на рис. 2.1 отклонение $T_{зап}/T_{счит}$ равно $3/2$ и $T_{счит}$ к разности $T_{зап} - T_{счит}$ равно 2, то временные сдвиги всегда отделены др. от др. двумя имп-ми или -ми. На позицию временных сдвигов передается цикловой синхросигнал (ЧС) агрегатного потока. ЧС периодически указывает на момент прохождения символа первого кан-го потока в агрегатном потоке, т.е. опред-ет начало цикла (кадра) агрегатного потока.

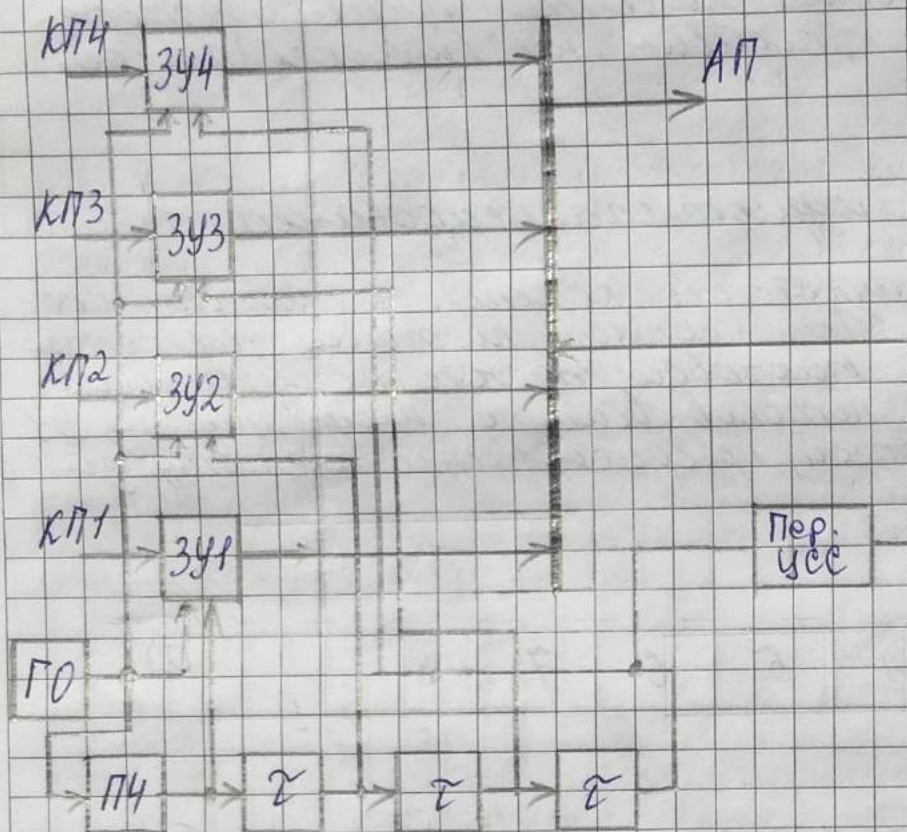


Рис 2.2. Схема синхронного обвѣд-го потока (передающая часть)

Четыре первичных кода потока поступают на входы 34 передающей части оборуд-я. Импульсы записи с частотой $f_{\text{зап}}$ подается от шифровального оборуд-я. Причем, эти импульсы должны быть синхронизированы с частотой, поступающей из сети синхр-ции.

Считая, что тактовые частоты компон-х потоков равны между собой, то частота записи должна быть равна тактовой частоте компон. потока.

Для создания времен-х сдвигов импульсы счет-я должны быть с частотой выше, чем частота записи. Принято (и реально на практике осущ-ся), что частота счет-я равна $\frac{33}{32}$ (сред-но, $f_{\text{записи}} = \frac{33}{32} \cdot f_{\text{такт. компон. потока}}$). Импульс след-го счет-я для 341 форми-ся на выходе преобр-ля частоты (ПЧ). Этот преобр-ль превышает тактовую частоту в $\frac{33}{32}$ раза. Защищающ. устр-во имеет две ячейки памяти, след-но временные сдвиги равные двум импульсам приходящих след-го через 64 интервала. Учитывая с каждым послед-го записи-го устр-ва осущ-ся со сдвигом равным периоду тактовой частоты агрегатного потока $\frac{1}{4} f_{\text{такт. компон. потока}}$.

Асинхронное мультиплексирование

При синхр. объединении потоков отношение такт к разности такт-а и такт-б ав-ся целым числом. Если же потоки синхр-ны автономными генераторами, то периоды их такт несколько различ-ся и след-но указанные соотношения в общем случае изм-ся во времени и целым числом не ав-ся. Этот случай соотв-ет асинхронному мулт-по.

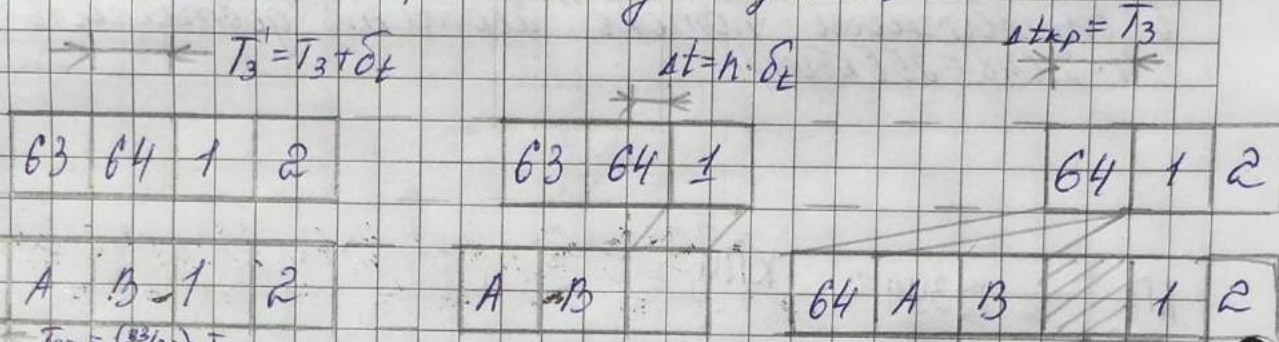


Рис. 3.1. Временные диаграммы асинхр-го объединения (обвед-е с помощью согласования)

Поскольку нормированное отношение тактовых частот объедин-х потоков невелико, асинхр. м-е часто называют мезохронным.

Отклонение отношения от целого числа говорит о том, что временные сдвиги данных сменяются со своих позиций. Величина предположаемого сдвига наз-ся временной неоднородностью, кот. может быть как положительной (вр. сдвиг наступает раньше) так и отриц-й (вр. сдвиг - позже). Однако сдвиги вр. сдвигов недопустимы, поскольку при этом невозможно будет осущ-ть передачу ЦС. Допущения ЦС во времени должны быть строго постоянны, от этого зависит распределение копир-х потоков на приеме. Если временные сдвиги в агрегатном потоке не изм-ются свои позиции.

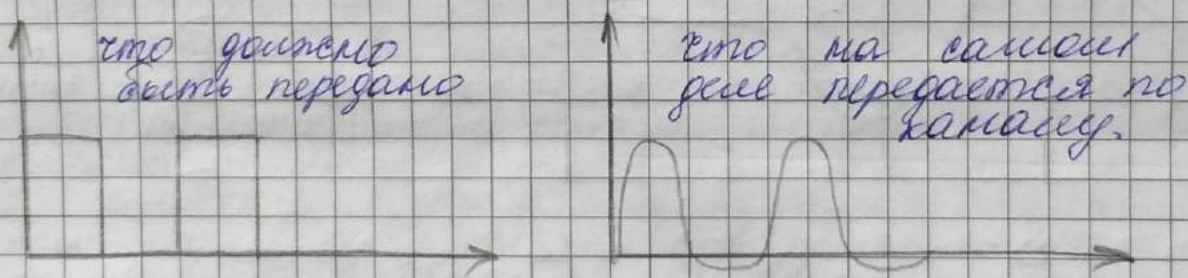
Это достигается образом дополни-тельных (незначительных) позиций (вставок) в относит-но медленно поступающих копир-х потоках. На приемном конце происходит изъятие пир-ых передаточных и выделение спец-е позиций, информирующие о их наличии. Т.о. на передаче осущ-ся подбитая синхр-ция копир-х потоков к агрегатным потокам, а на приеме всест-е исходных скоростей копир-х потоков.

Ввод вставок в относит. медленные потоки наз-ся поиском совпавшими скоростей передачи, а изъятие импульсов и передачи их на спец. позицию отрицательным совпавшими. На рис. 3.1 представлена послед-ть импульсов записи квант-го потока с тактовой сист-той несколько менее минимальной. Поэтому периоды импульсов записи $T_{зап}$ больше периода минимального $T_{зап}$ на величину ΔT . В рез-те этого возникает неоднородность $\Delta T = n \Delta t$. Поэтому через опред. время $\Delta t_{пр} = T_{зап}$ необходимо произвести выравнивание. Выравнивание происходит на 64-м импульсе считывания. Для этого осуществляется вставка, т.е. как бы установка процесса считывания на время, равное $T_{зап}$.

Регенераторы

Регенерация цифровых сигналов.

Наиболее важной особен-тью циф. способов передачи с-б явл-ся возм-ть восст-я переданной импульсной послед-ти после прохождения ее через среду передачи квант. Вызвано искажениями и потерями. Квант. послед-ть восст-ся с помощью **регенераторов**, размещаемых вдоль линии передачи через опред. интервалы.



Регенераторы вып-ют три ф-ии:

1. Компенсацию потерь энергии с-ла в линии
2. Корректирование формы принимаемых импульсов
3. Проширивание (восст-е врем-х интервалов)

В междумар-й терминологии принято обозначать регенерацию с исполн-ем первой ф-ии (1Р). Если 2Р - 1-я и 2-я ф-ии 3Р - все 3 ф-ии. В ведомственных структурах исп-ся 2Р. 1Р не исп-ся.

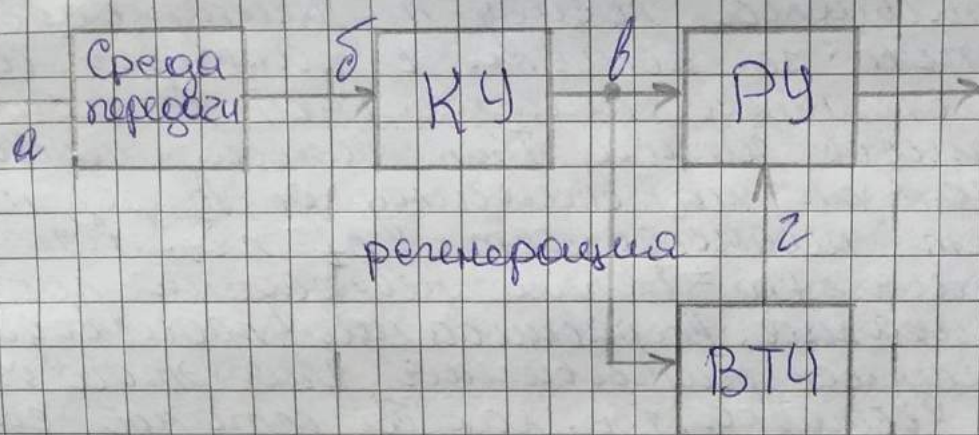


Рис. 4.1 Структурная схема регенерационного участка

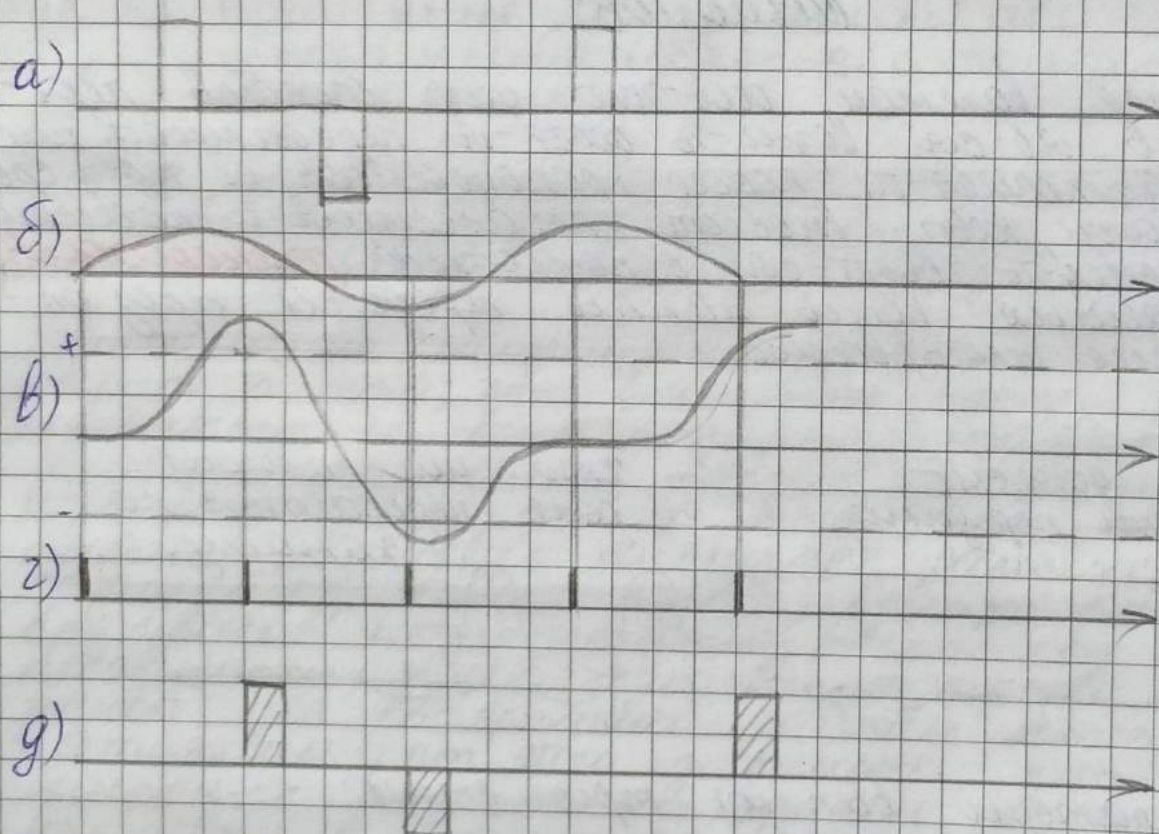


Рис. 4.2 Графики сигналов в различных точках регенерационного участка

Предполагается, что шифр посылается на выходе передатчика регенератора (т.е. рис. 4.1., т.е. рис. 4.2) состоит из серии сост-т из серии шиф-в. Шиф-сы появляются на вх. данного регенератора (т.е. шиф-сы являются как из-за передачи по кабелю, так и в рез-те воздействия помех.

С помощью коррект-го у-ля исправл-ся форм-ны ии-в и уб-ся их амплитуда до величины, обеспечивающей возм-ть принятия решения о наличии или отсутствия шипов. Однако темное восст-е ии-т послед-ти произв-ся с помощью операции проецирования.

Регенерация ии-в возможна только в тот момент времени, когда амплитуда принятого ии-са (т.в) превышает заданный порог (ур-нь решения). На рис. 4.2. знаками „+“ и „-“ обозначены ур-ни решения. Эти ур-ни, как правило, задаются величиной $Q, 7, \sigma$, где A - амплитуда сигнала. Необходимо отметить, что регенерация пройдет успешно, если будет ии-с на выходе восстановителя тактового с-ла (БТЧ). Проецирующий с-л обеспечивает

- дискретизацию корректн-х ии-в в моменты времени, характеризующиеся максимальной величиной отношения сигнал/шум
- обеспеч-т надлежащую расстановку восстановительных ии-в во времени.

В идеальном случае восстановит-е ии-т-е послед-ти на выходе регенератора (т.г) будет яв-ся точной копией ии-т-а послед-ти (т.а), но сдвинутой на величину задержки с-ла в линии и оборудовании.

На практике восст-я послед-ть отлич-ся от исходной. Во-первых, если в момент решения с-л имеет достаточно большую амплитуду (помехи), то может быть принято неправильное решение, в рез-те чего появится ошибка, т.е. вместо 0 будет 1 или наоборот. Ошибки такого рода в декод-ии тпр с-в проявятся в виде шипов. Во-вторых, интервалы между ии-т-ами могут отличаться от заданных значений т.е. ии-т имеет место фазовые флуктуации появления ии-в. Эти флуктуации ии-в проявляются в аналог-х с-лах в виде шума дискретизации (они серьезно уб-т вер-ть появления ошибок в последующих рег-х). В-третьих, восстановл-е ии-т-са могут отлич-ся др. от др. по форме, н-р. из-за неточности уст-ки питающих напр-ий ии-сы могут иметь разную полярность. Все это ведет к появлению ошибок в регенераторе.

Устойчивость регенератора

Для правильного определения ширины на входе рег-ра требуется некая ширина внешнего отклонения сигнала/шума. Рассмотрим случай, когда принимаемая шип-я послед-ть представ-т собой предопределенные помехи-я шип-в с внешней шумой N_0 и длитель-тью тактовой интервал. Будем считать, что вер-ть появления шипу-сов и нулевых интервалов одинакова. В дан-ном случае порог решения должен быть уста-новлен равным половине высоты шип-са.

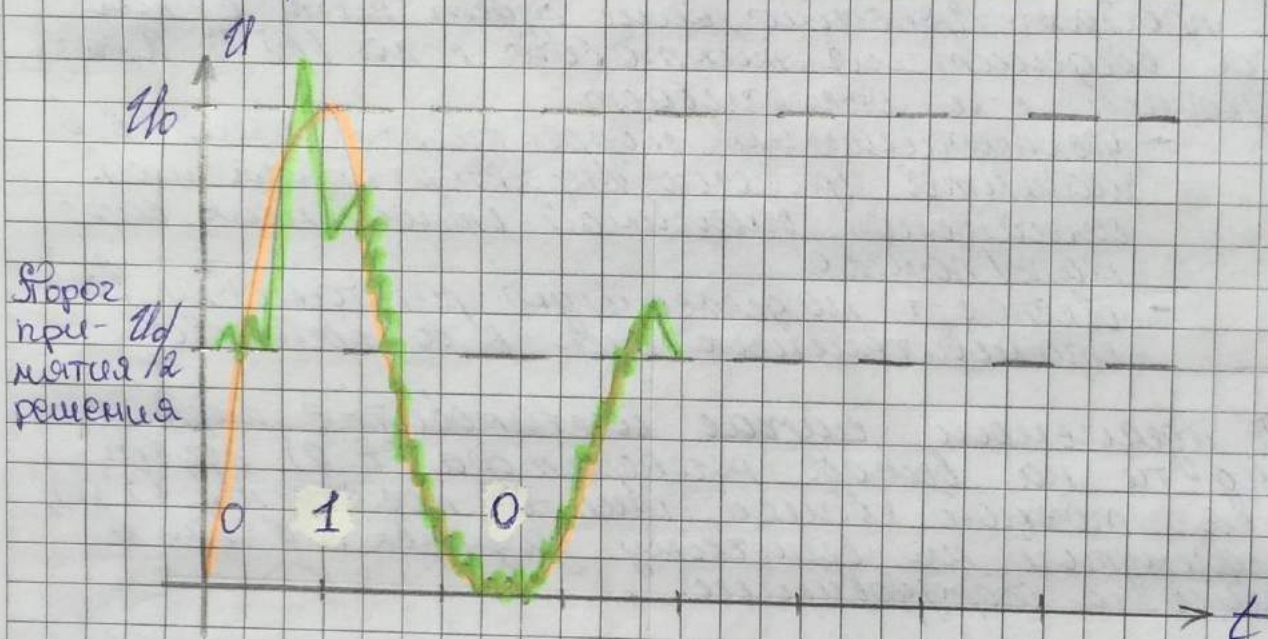


Рис. 5.1. Определение оптимальной помехо-защитности регенератора.

Если в момент решения сигнала $N_0/2$ в-на с учетом помехи больше, чем $N_0/2$, то будет принята единица с-на с учетом помехи шип-са; если же $N_0/2$, то будет ус-н нулевой интервал. Для расчета вер-ти ошибки предположим, что помехи добав-ся к сигналу, имеющая гауссову плот-ть распр-я значений. Если шип-е зна-е помехи имеет гауссову распр-е, то ве-ть вер-ти может быть вычислена след. образом:

$$W(x) = \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{2\pi}} \quad (5.1.)$$

x - шип-е зна-е равное отношению на-пряжения питания к нап-рю питания.

В этом случае вер-ть ошибки может быть рассчитана так:

$$P_{ош} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\int_{x_{доп}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx (0,5 + 0,5) \right) \quad (5.2.)$$

Преобразовав (5.2) получим:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{x_{доп}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (5.3)$$

В формуле (5.2) вместо $(0,5 + 0,5)$ может быть, что вер-ть появления как сигнала, так и сигнала равное. Ф-я интеграла в-ти табулирована и приведена практически в любой справке по теор. вер или мат. статистике. При заданной допустимой вер-те ошибки можно таблично найти требуемую помехозащитность.

В ряде случаев необходимо найти коэф-т ошибок по битам от помехозащ-ти рег-ра при двукратном вынужде. Быстрее вычислить $P_{ош}$ в расчете помехозащ-ти позволяет считать, что при помехозащ-ти более 17,7 дБ ошибки практически отсутствуют. Однако в реальных усл-ях надо учесть в виду:

1) распредел-е шумов-х значений может отличаться от распр-я Гаусса

2) в работе рег-ра могут иметь место различные погрешности

С учетом сказанного, требуемая помехозащ-ть рег-ра должна быть взята с некот. запасом, и обычно этот запас сост-т 10-15 дБ.

Для трехуровнево с-ма $(+1, 0, -1)$ порог решения учит-ся отдельно для положительных и отриц-х шум-в, след-но значение $(1/2)/2$ - порог решения. Т.е. следует повысить помехозащ-ть на 6 дБ. В общем случае при m-ур-ней с-ма требуемая помехозащ-ть должна быть повышена на:

$$20 \cdot \lg(m-1) \quad (5.4)$$

Для расчета зав-ти требуемой помех-ти рег-лятора от коэф-та ошибок удобно пользоваться след-щей эмпирической формулой:

$$A_{треб.} = K + M \cdot \lg\left(\frac{1}{P_{ош}}\right) + 20 \lg(m-1) + \Delta A \quad (5.5)$$

K, M - для разных диапазонов $P_{ош}$ приводятся в соотв. табличная теория передачи сигналов.

Метод глаз-диаграмма

Ранее отмечалось, что шип-сы проходя по тракту претерпевают искажения и складываясь с помехами. Такое сложение в ряде случаев не позволяет строить методы борьбы с ошибками, т.к. амплитуда ошибки не всегда известна. В этом случае удобным практическим методом определения возмущения на импульсы является метод глаз-диаграммы. Он представляет собой осциллограмму, снятую в точке референсирования рег-ра (рис. 5.2 г.а), для кот. вертикальная развертка соответствует приходящей сигналу-и послед-но, а горизонтальная соотв-т периоду тактовой частоты.

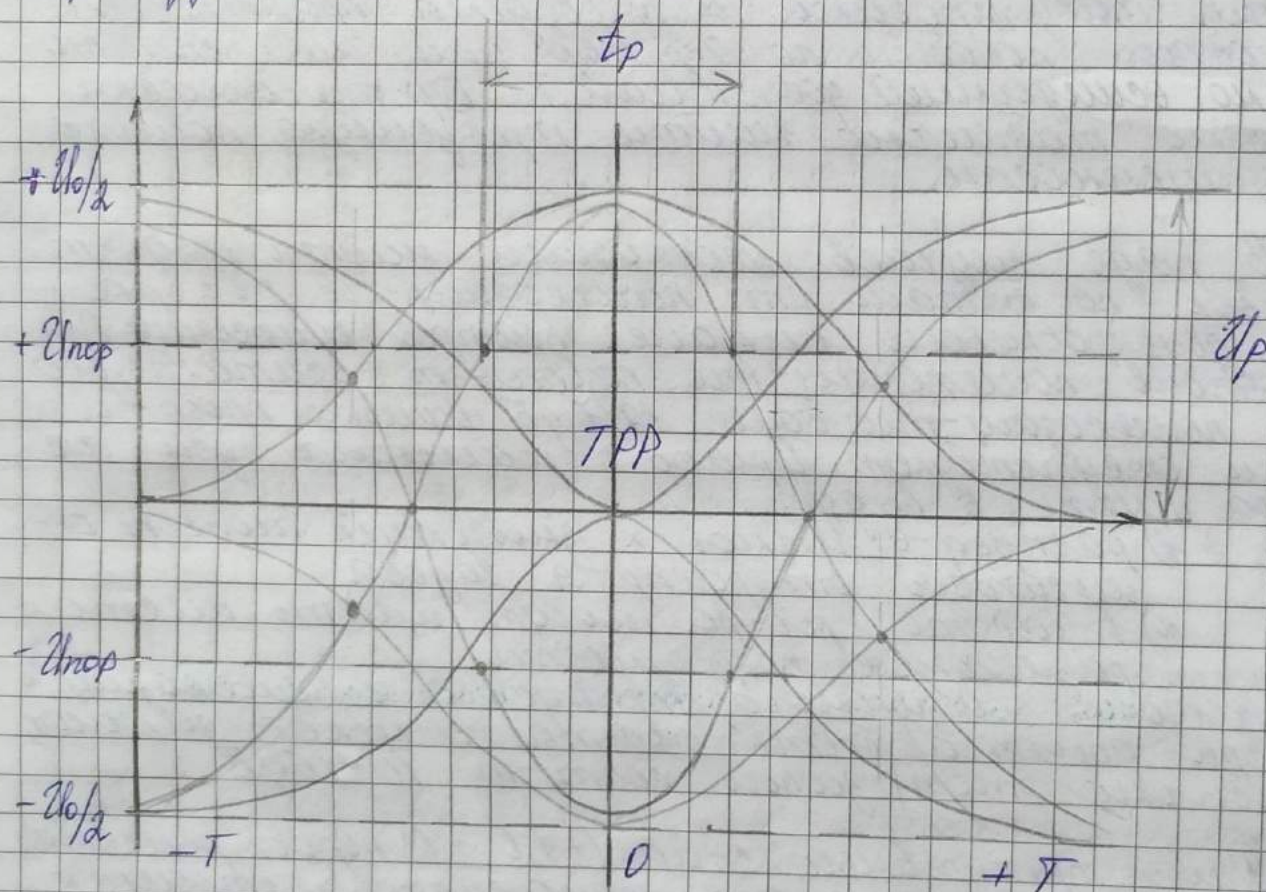


Рис. 5.2. Глаз-диаграмма для сигнала в трехканальном коде.

На диаграмме выделены обл-ти (глаза), кот. не пересекаются траекториями помех-и сигнала. Эти обл-ти являются зонами раскрытия, в пределах кот. должна произв-ся операция решения для каждого из трех уровней. Очевидно, что в точке референсирования рег-ра (TRP) должно быть решение в середине зон раскрытия. Очевидно также, что при уменьшении помех, тем больше зона зоны решения.

Считаем, что распр-е Гауссовское и каждая ф-я будет описываться:

$$u(t) = U_{\max} \cdot e^{-k(t/T)^2} \quad (5.6.)$$

$$U_{\max}/2 = U_{\max} \cdot e^{-k(t/T)^2};$$

$$k = 4 \ln 2 \approx 2,774;$$

сА (по справочнику)

$U_{\max}$ - амплитуда имп-в
 T - период след-я имп-в
 k - коэф-т, сред-ний имп-в
 равен ампл-се на половине его ампл-ды

По мере расширения имп-в (увеличение максимизированной поперечной диаграммы) глаз диаграммы начинает закрываться и при значении $U=0,5T$ для Гауссовского распр-я глаз закрывается. Это говорит о том, что принимать решение мы не сможем. Глаз откр-ся если уб-ть напря-жение. В рассматриваемом случае импульс раскрыв симметричен верхнему.

Величина максимизированной поперечной диаграммы, а след-но и степень раскрытия глаз диаграммы зависит от настройки корректер-го чл-я рег-ра. Кроме того, на процесс принятия решения могут влиять фазовые флуктуации, конкрет. РЧ, шумовые влияния внешнего порога и др.

1.6 Особенности передачи цифр. имп-цев по кабелю с металлическими парами

Совкуп-ть мобильных и стационарных устр-в, необ-ходимых для передачи имп-х с в-д. ф-ей ИТС между станциями и узлами транспортной сети называется **импульсным трактом**. Импульсы имп-х (сигналов) по импульсному тракту передаются: дистанционное питание, сервисные сигналы (телефонные и служебные связи).

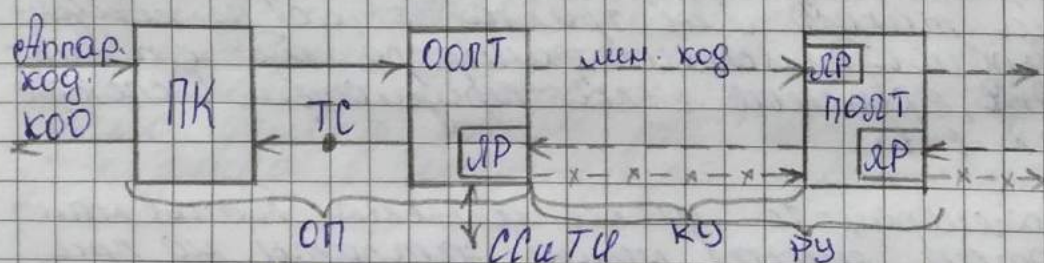


Рис. 6.1.

TC[®] - точка стыка; сов-ть этих точек яв-ся ин-терфейсом сетевого узла. Исторически для ИТС, работающие по кабелю с мет. парами (КМТ), ходы в точках стыка совпадают с минимальным ходом, поэтому для этих ИТС имеет место совпадение границ сетевых и миним. трак-тов. Сов-ть мин-х тр-в между сетевыми узла-ми наз-ся **миним. свая**.

КУ - кабельный участок

РЧ - рекреационный участок

ОП - окончательный пункт

ПК - преобразователь кода (пресб-ет внутриаттара-
мый код, поступающий из канала формирования обо-
рудования).

БР - линейный регенератор, восстанавливающий с-л, прошедший по кабельному уз-ку.

ООЛТ - олонхонго обдурд-е илэн-го тракта

ПОЛТ - промежуточное оборуд-е шен-го тракта.

линейные тракты циф-х телеком-х в-се мож-
но разделить на:

- мен-е тракты МТС абон-х ^{нет} ^{напрям-я}
- мен-е тракты ^{сет} ^{напр-е} ^{первичной} ^{сети}

В большинстве случаев лин. тракты аб. меньше имеют простейшую структуру: по выделенным парам многопарного телескоп-го кабеля передаются сигналы СП и дистанционное питание на про-мисл-е оборуд-е. По другим выделенным парам передаются сервисные сиг-лы. В многопарном ка-беле для передачи лин-х с-в занимают 38-42% из-трансляция свободные пары, как прави-ло, отсут-ют, поэтому сервисные с-лы объеди-я с инф. В скелетной такой лин. тракта с-ма из конденса-ту ФМЧ и ФВЧ, сервисные с-лы передаются в спектре более инф-х с-в.

Цианка регенераци-го ут-ка диклена быты май-
башыш (в этом случае май-затраты, но при
башыш диклене башыш змат в жор-та шибек в
регенераторе)

Т.о. определение длины регенерационного участка можно начать с выбора, допустимого коэффициента ошибки ком. Как правило, в современных устройствах МТС ком $\leq 10^{-12}$. В сим-х трактах с металлическими парами и аппаратурой приемного назначения коэффициент ошибок определяется как:

$$K_{\text{ком}} = 10^{-7} \cdot \frac{L_{\text{рег}}}{L}$$

10^{-7} - норма на коэффициент ошибок, отводимого для данного участка.

L - полная длина данного участка

$L_{\text{рег}}$ - предполагаемая длина регенерационного участка.

Заметим, что если возникающие ошибки не зависят друг от друга, то коэффициент ошибок по битам для тракта будет равен $K_{\text{ком}}$ для любого отдельного участка этого тракта.

Помехи на входе регенератора подразделяются на:

- мешающие
- собственные
- помехи от линейного перехода.

Мешающие помехи иногда еще могут мешать искажениями.

Помехи от линейных переходов - результат воздействия параллельно работающей ЛТ. На величина определяется передаточными затуханиями в кабеле и коммутационными СП. Советские помехи определяются в-ми коррекционного устройства, эти помехи имеют относительно равномерное спектральное распределение. Мешающие помехи возникают также из-за линейных искажений в среде передачи (из-за ограничения спектра передаваемого сигнала сверхвысокочастотных 1-го рода и инфранизкочастотных 2-го рода).

Рассмотрим механизмы распространения мешающих помех при передаче сигнала по кабелю с металлическими парами. Пара кабелей является распределенной емкостью и паразитными индуктивностями.

- 1) сопротивление провода (R)
- 2) емкость между проводниками (C)
- 3) индуктивность проводов (L)
- 4) проводимость изоляции (G)

Для анализа в первом приближении достаточно учесть первые два параметра. Тогда кабельный участок длиной l моделируется простейшей ФНЧ.

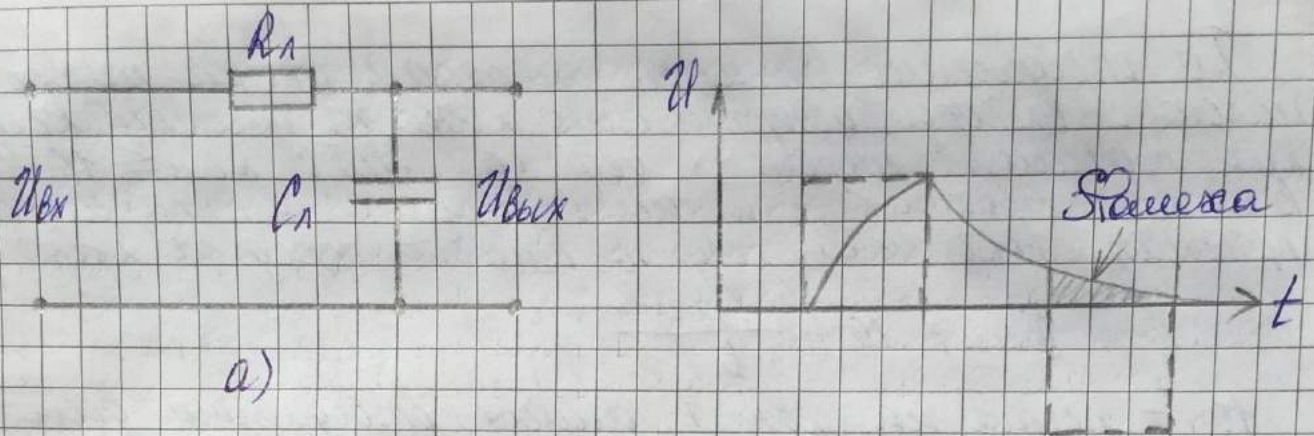


Рис. 6.2. Схема простейшего фильтра нижних частот (а) и форма импульсов на выходе ФНЧ (б)

Постоянная времени $\tau_{\text{в}} = R_{\text{Л}} \cdot C_{\text{Л}} [\text{сек}]$

$$R_{\text{Л}} = R_{\text{Л}}$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{в}}}}) \quad (6.1.)$$

длина линии
интервал между
отражениями

$U_{\text{вх}}$ - напр-е на входе линии
 $U_{\text{вых}}$ - выходное напр-е

Исходя из рис. 6.2 (б) "хвост" импульса яв-ся примером для следующего импульса. Если учесть все четыре пар-ра кабеля, и то, что они распределены, форма искаж-ся импульса скл-ся близкой к тау-совской. Причем по мере ув-я длины каб-го ут-ка растут потери, растет $\tau_{\text{в}}$, а следовательно высота импульса скл-ся все меньше и меньше, поэтому $\tau_{\text{в}}$ необходимо брать при небольшом значении t раст-и между станциями. Влияние инерционных потерь покажем на рисунке

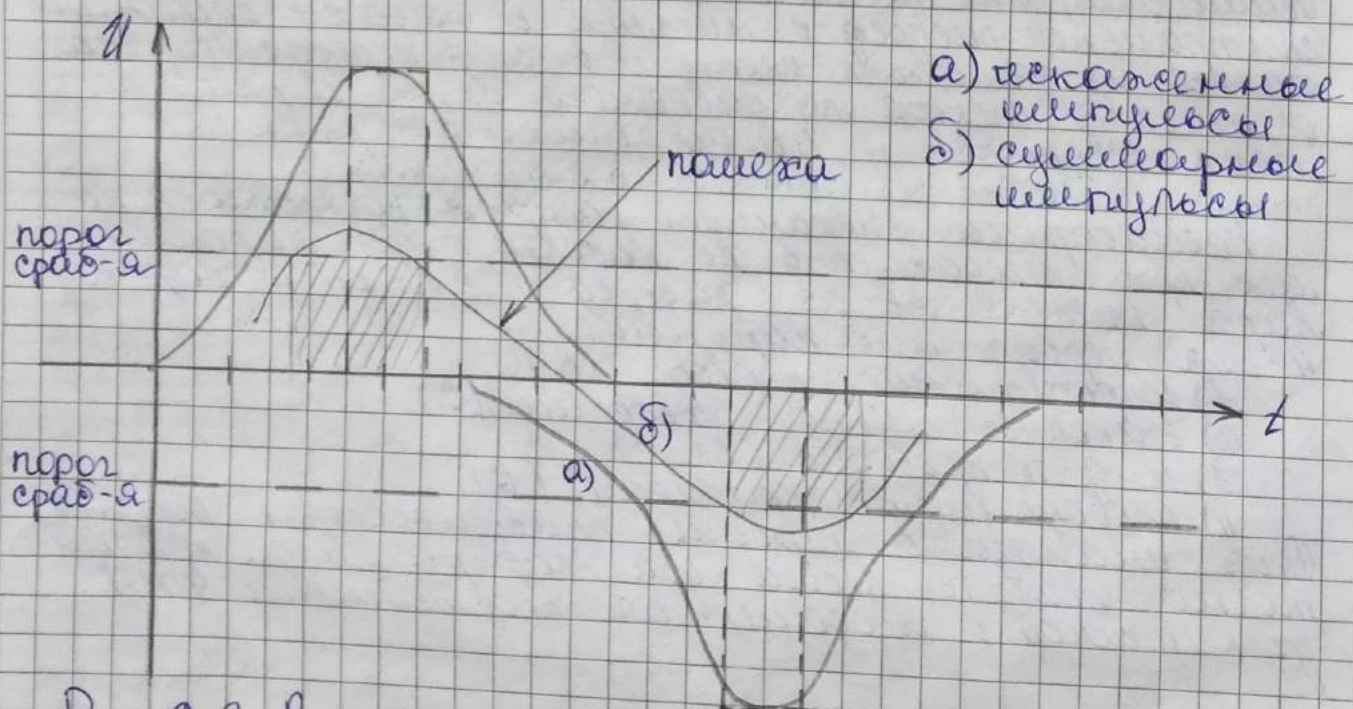


Рис. 6.3. Влияние потерь на помеху и порога и собственных помех

Участок симметричного одночетверного кабеля

Для расчетов пар-ров ошибки необ-мо за-
метить, что наряду со всеми ранее расси-ми
помехами действует переходная помеха. Переход-
ная помеха определяется затуханием на бли-
жайшем конце кабеля. Макс-я величина пер-
помехи соотв-т передаче по цепи периодич-й пос-
лед-ти импульсов с чередующейся полярностью. Гас-
тотный спектр такого колебания содержит сос-
тавляющую помутактовой частоты и её нечет-
ные гармоники. Полюса проп-я коррект-го ус-ля
не превышает макс. частоту, след-мо на выхо-
де ус-ля будет только первая гармоника с
тактовой частотой дел-й на 2. В худшем случае, когда
пер. помеха макс-ма, это когда пер. помеха
представ-т собой гармонич-е колебание помутак-
товой частотой. Возм-ны 2 уровня 1-й гармо-
ники с-на на входе внешнего ус-ля, тогда уро-
вень пер. помехи будет равен:

$$P_{\text{пт}} = P_1 - A_{\text{зб}} + S_{\text{кч}} \quad (7.1)$$

$S_{\text{кч}}$ - усиление корректирующего ус-ля
 $A_{\text{зб}}$ - затухание

Макс-е допустимое затухание ус-ка регене-
рации на помутактовой частоте огранич-е
пер. влиянием на ближайший конец будет
соот-т разность $A_{\text{зб}} - A_{\text{треб}}$. Переходная помеха
при одной влияющей цепи по своей форме резко
отлич-ся от Гауссовской. Такая помеха вообще
не приводит к ошибкам пока её амплитуда
меньше помеховых между ближайшими уровнями
кода. Возм-но прощелут помеху нормируют, огра-
нивая её амплитуду макс-ой долей от ве-
л-ч-ны сигнала. Для двоичного кода принима-
ют $A = 12 \text{ дБ}$. Для троичного кода - $A = 18 \text{ дБ}$. Для че-
тырехуровневого - $A = 22 \text{ дБ}$.

Кар-ки переходного влияния имеют разброс,
их рассиат-ют как СВ и кар-ют средними зна-
чениями (мат. ожиданиями и СКВ). Эти величины приво-
дятся в справочной литературе и как правило,
интересам не рассчитываются.

Участок симметричного
многочетверочного кабеля
(двухкабельный линейный тракт)

При двухкаб. схеме следует учесть-ть пер. помеху на дальний конец и обратную помеху. Основная величина заш-ты от пер. помех равна пер. затуханию на дальний конец на полукратовой частоте. Из-за конструктивных неоднородностей переходное затухание пред-т собой сумму величин, кот. зависят-ся ср. знач-ем и дисперсией. Эти величины опред-ся экспериментально, а ср. знач-е в общем случае должно быть уменьшено на удвоенную величину дисперсии. В общем случае формулу учета следует расчит-ть дважды исходя из влияния обрат-х помех и выходящих. Расчет длинны учета опред-ти свойств помехой аналогичен расчету для коаксиального кабеля. При однокабельной схеме влияющие обрат-х помехи пренебрегаются.

Участок симметричного
многочетверочного кабеля
(двухкабельный линейный тракт)

Отличение от пред-го явл-ся то, что к пер. помехе на дальний конец внутри четверки добавляется переход. помехи на дальний конец от пар др. четверок. Опыт показывает, что пер. затухание велико и слабо зависит от длины кабеля. Поэтому при опред-ии макс. допустимой длины расчет-го учета следует исходить из эквивалентной велич-ны заш-ты от свойств помех.

Участок симметричного
многочетверочного кабеля
(однокабельный линейный тракт)

При данной схеме длину расчет-го учета опред-т, учитывая только помехи из-за переход. влияний на ближн-й конец от пар, находящихся в разных четверках. Это обусловлено тем, что тракты передачи и приема никогда не расходятся в одной четверке. Порядок вывода формул для данной заш-ты аналогич. выводу формул для двухкаб-й с-мы. Вл-ен-сво-в помех и пер. помех внутри сет-ки можно пренебречь.

Оптическое волокно

Волоконно-оптические системы передачи данных (ВОСП)

ВОСП — комплекс тех-я ср-в, обеспечивающий формирование световых каналов и трактов передачи с использованием в качестве среды оптич-го канала и передачи по нему оптич-х сиг-л.

Оптический сигнал — оптич-е излуч-е определ-й длины волны.

Для описания опт. излуч-я исп-ся как частота, так и длина волны. Поэтому нужно знать соотношение между ними это особ-но важно при описании losses пропускания и losses не пропускания в терминах длины волны и частоты.

λ — длина волны

f — частота излучения

n — показатель преломления среды

c — скорость распространения излучения

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad c = \frac{c_0}{n} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{n}$$

c — скор-ть света в среде распр-я

c_0 — ск-ть света (300 000 км/с)

λ_0 — длина волны в свободном пространстве (длина волны в вакууме).

Очень часто особое знач-е приобретает соотношение между равной длины волны и разной частот. При разных значениях этих величин, они связаны между собой след. соотнош-ми.

$$\Delta \lambda = - \frac{c \Delta f}{f^2} \quad \Delta f = - \frac{c \Delta \lambda}{\lambda^2}$$

Знак "минус" означает, что при увеличении частоты соответ-но отрицат-е преобразование длины волны. Справедливо и обратное утвержд-е.

На практике треб-ся знать абс. значения величин λ и f . Ведет замечать, что высокая точность расчетов может быть получена толь-ко при условии $\Delta \lambda / \lambda \rightarrow 0$ и $\Delta f / f \rightarrow 0$

Например, для источника излучения наименьшей длины волны $\lambda = 1,3$ мкм, ширина полосы пропускания будет равна $\Delta\lambda = 9,601$ нм или $\Delta\lambda/\lambda = 7,7 \cdot 10^{-4}$.

Другие важными параметрами могут яв-ся затухание, мощность излучения, электромагнитный спектр (спектр излучения).

Мощность излучения — основная энергетич-я величина, характеризующаяся средн. мощностью излуч-я P за время, значительного большего периода эм. волн. колебания.

Единицы измерения лучистого потока или мощности свет-го излуч-я яв-ся ур-нь мощ-ности и выч-ся он по след. формуле:

$$P = 10 \lg \frac{P}{P_0}, \text{ дБм}$$

$$P_0 = 1 \text{ мВт}$$

Электромаг-й спектр — хар-ет спектральный состав излучения, т.е. зав-ть мощности излучения P от длины волны излучения λ .

Видимый свет занимает лишь узкий диапазон от 380 (фиолетовый) до 780 (красный) нм.

Как правило, в ВОСП исп-ся ближний инфракрасный диапазон длин волн от 800 до 1600 нм. Наиб. предпочт-ны яв-ся 3 окна прозрачности:

- 850
 - 1300
 - 1550
- определено кварцевыми оптич.-и волоконными линиями

Основной частью ВОСП яв-ся волоконно-оптический лин-й тракт (ВОЛТ)

ВОЛТ — комплекс тех-я ср-в, обеспечивающий передачу оптич. с-в, модулированных сиг-налом с заданной полнотой частот или с заданной с-тью передачи, светов. ч-ей ВОСП

ВОЛТ включает в свой состав: оконечную аппаратуру, промежуточ-ю ап-ру, стационарные и перем-ые оптич.-е кабели, вводно-кабельные устр-ва, кабельно-соединит-е устр-ва.

К оптич. кабелю с большим числом опт. волокон может относиться несколько ВОСП с одинаковыми или различными типами трактов. Такая совокупность тех. ср-в и сооружений образует волоконно-оптич.-то линию передачи. (ВОЛП). Основными эл-ми ВОЛП явл-ся:

- 1) линейно-кабельные сооружения: оптич. кабель; оборуд-е ввода-вывода в обслуживаемые и обслуживаемые ретрансляционные пункты (ОРП и МРП); оборуд-е содержания кабелей под избыточным давлением (при необходимости); устр-во контроля за их сост-ем
- 2) стационарные сооружения: оборуд-е ОРП, МРП; устр-во контроля их работоспособности, оборуд-е дистанц-го питания (при необходимости)

Вол.-оптич.-
линия связи

сов-ть оборуд-я оконечных и промежуточных станций разных типов и малых и оптич.-то кабелей.

По сравнению с СП в электрич. кабелях связи, ВОСП обладает след. достоинствами:

1. Широкая полоса пропускания оптич.-то канала (до 100 ТГц) (повышение число кан-в в 3р)
2. Малая величина потерь затухания (десять раз меньше 96/км)
3. Малые габаритные размеры и масса оптич. кабелей облегчают их производ-во и прокладку
4. Высокая технологичность снижает затраты на изготовление кабелей
5. Отсутствие внешних эл. маг. воздействий и переходных помех повышают кан-во и надежность передачи инфр.
6. Практич.-е отсут-ие внеш. эл. маг. излучения обеспечивает высокую скрытность связи, т.е. защиту от несанкц-го доступа.
7. Полная электрич.-я изоляция обесп-ет безвредность работы во взрывоопасных средах.
8. Возможность наращив-я пропускной способ-ти спец-х трактов за счет совершенствования оконечной аппаратуры

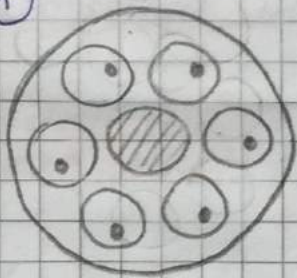
Недостатки ВОСП:

1. Высокие трудозатраты при эксплуатации и устранении неисправностей на ВОСП
2. Невозможность определения прокладки оптич. кабелей на местности без спец. ср-в навигации.
3. Оптич. кабели наддува требуют спец. оборуд-я.

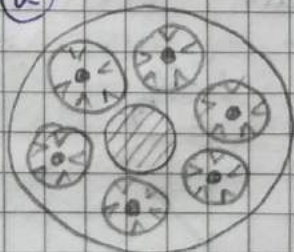
Особенности распространения сигнала по оптическому волокну.

Основу оптич. кабеля сост-т оптич.-е волокно, представляющее собой диэлектрический волновод, изготовленный из оптически прозрачного диэлектрика, который из-за малых размеров поперечного сечения обычно называют волокнуем. Яв-е распр-я света по ВО принято описывать аппаратом геометрической оптики, где световые волны излучаются, направленными по нормали к волновой поверхности и преломляются и отражаются на границах раздела сред с разными n -ми. Эти излучения на границах раздела происходят по законам преломления. В настоящее время в зав-ти от назначения, условий прокладки и эксплуатации разработаны и произ-ся оптич.-е кабели разных типов и конструкций. Среди большого разнообразия можно выделить 4 вида оптич. кабелей: многопарные или кабелемногопарные скрутки (1); кабелепучковые скрутки (2); кабели с продольными медными сердечниками (3); кабели ленточной конструкции (4)

1



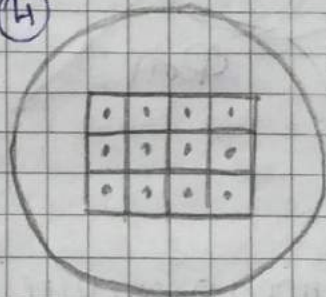
2



3



4



В общем случае каждый кабель имеет внеш. полиэтилен.-ю об.-ку, внутр. полиэтилен.-ю об.-ку, ПВХ оболочку и вокруг каждого об. нап.-ая полиэтиленовая трубка. Маркировка кабеля: ОК - оптич. кабель; первая цифра - диаметр серд.-цевины (мм); след. цифра - по разработке (по по-хвосту); след. цифра - либо 3, либо 5 - коэф.-т затя-жания дб/км; след. цифра - число оптич. волокон. В зависи-ти от назначения кабеля маркировка может изменяться (добав-ся разл.-е цифры и бук-вы).

Коэф.-т преломления хар.-ет сердечник и обол.-нахаетея n_1 и n_2 - коэф.-т преломления отра-жающей оболочки. В общем случае коэф.-т прелом-ления опред.-ся по формуле:

$$n = \sqrt{\epsilon \mu} \quad (9.1)$$

ϵ - относительная диэлектрич.-я пост.-я.
 μ - относит.-я магнит.-я проница-ть

На практике относит. маг. пр-ть сердечника и оболочки считают равной 1. Показатель прелом-ления оболочки n_2 обычно постоянен. Показа-тель преломления сердечника n_1 в общем слу-чае явл.-ся функцией поперечной координаты. Эту ф-ю наз-ют **профиль показателя преломления**. Обычно $n_1 > n_2$, т.е. сердечник предст.-т собой бо-лее плотную оптич.-ю среду. При попадании луча света на границу раздела двух сред (сердечника и оболочки) в самом общем случае имеет-ся его пре-ломление и отражение.

φ_n - угол падения
 φ_{np} - угол преломления
 $\varphi_{отр}$ - угол отражения

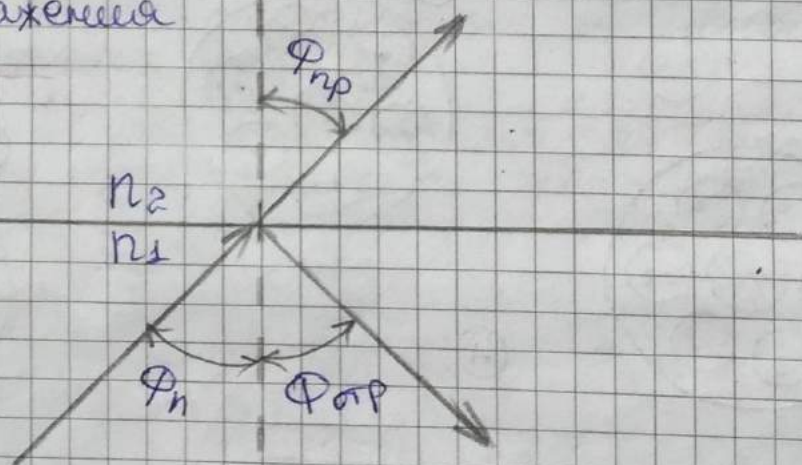


Рис. 9.1. Отражение и преломление светового луча на границе раздела двух сред.

Согласно закону Снеллиуса угол падения связан с углом преломления и отражения следующим соотношением:

$$\Phi_n = \Phi_{отр} \quad (9.2) \quad n_1 \cdot \sin \Phi_n = n_2 \cdot \sin \Phi_{пр} \quad (9.3)$$

По мере увеличения угла падения луча со стороны более плотной среды можно достичь такого сст-я, когда преломляемый луч начнет "расползаться" по границе раздела сред без перепада в оптически менее плотную среду. Угол падения, при кот. имеет место данный ф-кт наз-ся критическим углом полного внутреннего отражения. Критический угол падения опред-ся из соотношения:

$$\Phi_{наг.кр.} = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (9.4)$$

При всех углах падения $\Phi_n > \Phi_{кр}$ преломляемая волна отсутств-ет и свет полностью отраж-ся от поверх-ти оптически менее плотной среды. Это ав-е наз-ся полным внутр. отражением и поскольку мощность светового луча практически полностью возвращ-ся в область более плотной среды, то эффект исп-ся для передачи оптич-го излуч-я по оптич-му волокну. Оболочка защищает распространяющийся по сердцевинке свет от любых внешних воз-действий и потерь. Процент показателя преломления ОВ имеет сущест-е знач-е для харак-теристики ОВ. Если сердцевина ОВ имеет постоян-ное по радиусу значение показателя преломления n_1 и жестко изм-ся на границе раздела (сер-цевина - оболочка) до значения n_2 , то такие ОВ наз-ся оптич-ские волокна со ступенчатым профилем показателя преломления. Если показатель преломления от центра к краю изм-ся не ступенчато, а плавно, то такие оптич-ские волокна наз-ся ОВ с градиентным профилем показателя преломления или гра-диентными ОВ.

Затухание

(ослабление) - оценив-ся кот-ли затухания α в общем случае равное:

$$\alpha = \alpha_n + \alpha_p + \alpha_{пр} + \alpha_k + \alpha_{лс}, \text{ дБ/км} \quad (9.5)$$

α_n, α_p - кот-ты затухания, обусловленные поте-рями света на на-поверхности и рас-сеивание оптич. излуч-я

$\alpha_{пр}$ - коэф-т затухания обусловленного присутствием в св. приращении

α_k - доп. потеря за счет скрутки, деформации, изгибов при изготовлении кабеля (кабельное затухание)

$\alpha_{ик}$ - потери на поглочении в инфракрасной области.

Потери на поглочение зависят от плотности материала, от показателя длины волны света, излуч-я, от показателя преломления, от тангенса угла диэлектрич. потерь, от неоднородностей материала и т.д.

Л.10 Коды сигналов МТС.

1. Общая характеристика кодов.

На первом этапе внедрения цифр. МТС для передачи с-в по линии исп-ся разнообразные коды. Каждый из этих кодов обладал теми или иными недостатками, удовлетв-х конкрет-м треб-дм. Для с-в, передаваемых между узлами МТС исп-ся симметрич. и несимметрич. код, представляющий собой сумм. посл-ть (кодовой вектор) двоич-х или тр-х, длит-ю посылки тактового интервала. В высокоскор-х СТ для кода между узлами (внутриаппаратный код) опред-ся произвол-ность и имеет бестр-вность и малую задержку. Коды, используемые в МТС условно, можно разделить на 3 осн. группы: стиковые (интерфейсные) коды - коды соотв-ие основным типам сетей цифровых трактов и каналов; линейные коды, кот. кодируются сигналы, передаваемые непосредственно по линиям связи; коды, используемые МТС на вторичных сетях, передаваемые с-в имеют предст-во в след. виде:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^{(k)} S_i(t - nt) \quad (10.1)$$

где:

n - порядковый № символа

$a_n^{(k)}$ - k -е значение символа, $k \in m$ - число уровней кода

$S_i(t)$ - ф-я, описывающая форму импульса

Для двоичного кода: $a^{(1)} = 0$; $a^{(2)} = 1$.

Для симметрич. кодов одна половина a при-
нимает значение $a^{(1)}$, вторая — $a^{(2)}$. При
известном числе $a^{(1)}$ ср. принимает $a^{(2)}$.
Верхняя $a^{(1)}$ — $+$, нижняя — $-$ и при этом зна-
чения $a^{(1)}$ кода a с опред-цией вер-и, кот. зави-
сят от статистических св-в исходной двоич-й
послед-ти.

Статистич-е св-ва кода a и спектр
с-ла, отвечающий опред форме хар-кт св-ва
передаваемого с-ла, поэтому форма с-ла переданного
эмитера-го спектра может быть определена со-
ответ-но изменением структуры илп-й после-
дательности и выборе илп-в нулевой
формы.

Учитывая, что на вер-ть появления илп-в
исходного двоич-го с-ла не могут быть нало-
жены ограничения, чем-я используемый код
должен сд-ть опред-й избыточности, позволяю-
щей удовлет-ть для передачи по каналу и
исправлению ошибок.

Сравнение код-х с-в, используемых различ.
коды удобно производить по след. параметрам:

- 1) по эффект-ти илп-я носов-го частот трак-
та передачи
- 2) по потенциальной помехоустойчивости
- 3) по четкости признаков тактовой частоты
в сигнале
- 4) избыточность кода

Эффек-ть использования носов-го частот тракта
передачи сужен-ия аппроксимации с-ты передачи
информ-ции к носов-го пропуска тракта, нес-
пекающие возн-ть регенерации с-в. На прак-
тике св эффект-ти можно судить по энергетич-
ескому спектру сигнала. Видно, что в носов-го
пропуска тракта должно попадать не ме-
нее половины спектра-й илп-ты с-ла.
Т.о. при выборе кода следует стремиться к тому,
чтобы в спектре с-ла была бы сосредоточена
в узкой обл-ти частот. Нежелательно, чтобы в
спектре с-ла были бы существенные низкочастотные
составляющие. Это особенно важно для илп-
трактов на кабеле с метал-и-ми парами.
Т.к. носов-го пропуска их сформирова-ния
при этом с-ла могут быть существенные искажения.

2. Потенциальная помехоустойчивость кода.

Потенциальная помехоустойчивость определяется эквив-й мощностью, кот. зависит от элементов данного сигнала.

Необходимо, предельной помехоуст-ю будут обладать с-мы, элементы которых противостоятся по абс. величине ав-ся довольно значимым. Для создания помехи таким сигналам необходимо исп-ть помехоподобный сигнал, т.е. с-ю, абс. величина кот. должна превышать уровень с-ла передачи. Для абс-х двоич-с-в потенци-я помехоуст-ть на 2-9 дб ниже предельного значения.

С целью повышения этаб-ти признаков тактовой частоты для большинства с-в треб-ся депрессор, цифр. имп-ции путем изменения ее статистич-х св-в. Если при-е статистич-х св-в исходной двоич-й имп-ции происходит при некот. усл-ях, то именные коды превращаются в неадресованные коды. Если стат-е св-ва исходной двоич-й послед-ти при-ся путем действия постоянными числами так-х интервалов, то они наз-ся адресованными кодами.

Л. 11

Адресованные коды

Адресованные коды находят применение на вторичных телекан-х сетях. Однако, в перспективе возможно их исп-е и на первичной сети.

Адресованные коды обычно обозначаются:

$nBkM$

где: n - число выш-в в кодируемой двоич. группе

B - указ-ет что в исх. послед-ти исп-ся двоичное основание

k - число выш-в в группе кода

M - буква или буквы, отражающие кодовое основание числения
(Т - троичная, Q - четверная, Q4 - пятерная.)

Алф-е код-е хар-ка избыточ-ю преобраз-я дв. инф-ции, что обеспечивает выполнение функции независимой передачи групп двоичных символов

Сравнение алф-х кодов обычно произв-ся по след. пар-м:

- 1) число групп двоич-х сим-в $- 2^n$
n-ком-во ячеек памяти в разряде
- 2) по числу групп сим-в кода (мощность кода)
- 3) по коэф-ту сим-я такт-й частоты
- 4) избыточность кода
- 5) предельный коэф-т сжатия такт-й частоты

Избыточность: $\eta = (N_{\max} - N) / N_{\max} \leq 1$ (11.1)

N - энтропия кет-ка сооб-я с-ма

$N = \log_2 N$, где N - объем алфавита (11.2)

Формула (11.2) справедлива только в том случае, если все сооб-я равновероятны.

Установили расчетные сооб-я для избыточ-ности кодов, учитывая, что энтропия $N_{\max} = N^k$, а $N = 2^n$

$$\eta = 1 - n / (k \cdot \log_2 N) \geq 0 \quad (11.3)$$

Влияние тактовой частоты очень важно для ад. машин с малой периодичностью. Из-за в этом случае исп-ся для функционирования стат-х пар-в с-ма, к-р, для упрощения пар-ра признака такт-й частоты или для упр-ия к-роной появ-я ошибок.

Большое распр-е помехами банаховские коды - это подмнож-во алф-х кодов, состоящих из важнейших пар-в кет. яв-ся диапазоном, в пределах которого лежит изм-ся текущие значения цифровых символов код-й послед-ти. Каждому банановскому коду соответствует свой диапазон изм-ения текущей цифр-й символ, пр-ст-ль множеств-х состав-х в спектре с-ма тем меньше, чем меньше этот диапазон.

Кроме того, если на прием контролировать
вместе с текущей информацией, то в случае пре-
вышения для данного кода граничного значения,
то можно фиксировать ошибку в приемном
тракте.

Недостатком алг-м кодов яв-ся то, что в
процессе декодирования возможно разномасштаб-
ные ошибки, т.е. при неверном приеме 1-го символа
послед-ние возникают 2-е и более ошибок. Этот
фактор увеличивает коэф-т разномасштабных оши-
бочек. Этот коэф-т вычисл-ся отню-
дешнее бер-теи неправильно принятой инф-и в
тракте. Велич-на этого коэф-та зависит не толь-
ко от длины кода, но и от алгоритма ее
декодирования. Это обстоя-во учит-ся при
выборе кодовой таблицы. В кач-ве критерия
используют критерий минимизации коэф-та
разномасштабных ошибок.

Двухуровневые коды (трехуровневые или квадрант-
ные) для передачи с-в по кабели в шиф-
парам-х первоначально были использованы,
исход-но передаваемые по ширине импульсов, т.е.
амплитуде. В-д-е паузы, а шиф-м "1"
— послед-но импульсы подают. и отсу- по-
ш-ности. Передаваемые по шир-ти подают
относит-но хорошо комп-ть метаморф-е поше-
ли 1-го ряда и поше-ли 2-го ряда.

Недостатком этого кода яв-ся:

- 1) невысокая помехозащ-ть, кот-нае-ся
помех-ти двухуровневых кодов
- 2) дескр. состоя-щие в шиф-е отсутст-
вуют, однако выделение тактового с-ва
используемое — с-е легко переводится в
послед-но, посредством двух периодич-но
выражен-ия. Если же в шиф-е послед-ти
присут-т сильные пакеты 0, выделение
с-е значительно затрудняется. Преодоле-
ние этих трудностей возможно несколь-
кими способами:

- 1) в шиф-е послед-ти отсут-ся и не-
верия четких шиф-е пакетных
разрядов

- 2) шиф-е послед-ти скремблируется, т.е.
скрембл-ся с псевдошиф-е послед-но
по алгоритму 2. На приеме послед-ти
принятая скрембл-ся с той же самой
послед-но

Устранение больших пакетов лучше радикально
преобразуется в модифицир-м. коде с чередо-
выми потерями и потерями.