

Передача сигналов по электрическим и оптическим трактам СКС

2.1. Передача электрических сигналов по витым парам

2.1.1. Способы передачи информации по витым парам

Существует два способа передачи сигналов по витым парам: несбалансированный (несимметричные цепи) и балансный (симметричные цепи). Кабели на основе медных витых пар, применяемые в СКС, позволяют строить как симметричные, так и несимметричные цепи. Все виды ЛВС используют балансную передачу сигналов по витым парам. Несимметричные цепи применяются для построения систем пожарных и охранных сигнализаций и для передачи постоянных питающих напряжений, например от УАТС к телефонам на рабочих местах.

При несбалансированной передаче используется несимметричная цепь, то есть один из проводников заземляется с одной или с двух сторон. Сигналы передаются по остальным проводникам и изменяются относительно земли. По своей природе несимметричные цепи очень чувствительны к внешнему электромагнитному излучению (ЭМИ). Из рис. 8 видно, что на входе приемника на сигнальном проводнике присутствует сумма напряжений сигнала U_c и наводок U_n от внешнего ЭМИ. Токи наводок на заземляющем проводнике стекают на землю, поэтому на нем U_n равно нулю. Кроме того, сигнальный провод является источником излучения электромагнитной энергии во внешнее пространство. Это приводит к значительному затуханию сигнала в процессе его распространения. Некоторое

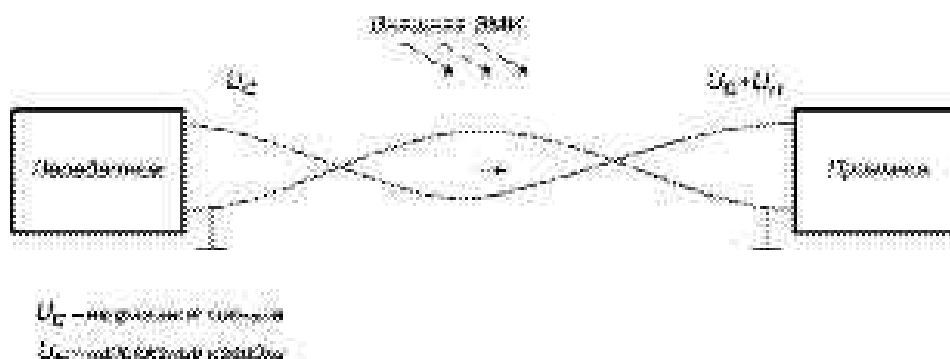


Рис. 8. Несимметричная цепь

улучшение характеристик несимметричных цепей достигается в случае использования общего заземленного экрана, однако такое решение существенно повышает стоимость и трудоемкость монтажа кабельной системы.

Еще одним недостатком несимметричных цепей является отсутствие гальванической развязки передатчика и приемника. При неисправностях в системе заземления или в защитной изоляции сетевого оборудования высокое напряжение от систем электропитания может попасть как на заземляющий, так и на сигнальный провод, что часто сопровождается выходом из строя приемо-передающих устройств на одном или обоих концах линии связи.

Достоинством несимметричных цепей является то, что для передачи N сигналов требуется только $N+1$ проводников (N сигнальных плюс один общий заземляющий).

Несимметричные цепи применяют для передачи низкочастотных сигналов на короткие расстояния. Широко известным примером такой цепи является интерфейс RS-232 (V.24).

Схема симметричной цепи, в которой используется балансный принцип передачи информации, изображена на рис. 9. В симметричных цепях приемник и передатчик гальванически развязаны друг от друга согласующими трансформаторами. Во вторичные обмотки передается только разность потенциалов на первичной обмотке. Из рис. 9 видно, что токи наводки в полностью симметричной цепи приводят к противофазному изменению напряжения U_n на первичной обмотке трансформатора приемника, так что результирующий мешающий сигнал не передается во вторичную обмотку. Поэтому в отличие от несимметричных цепей симметричные значительно более устойчивы к внешним мешающим влияниям.

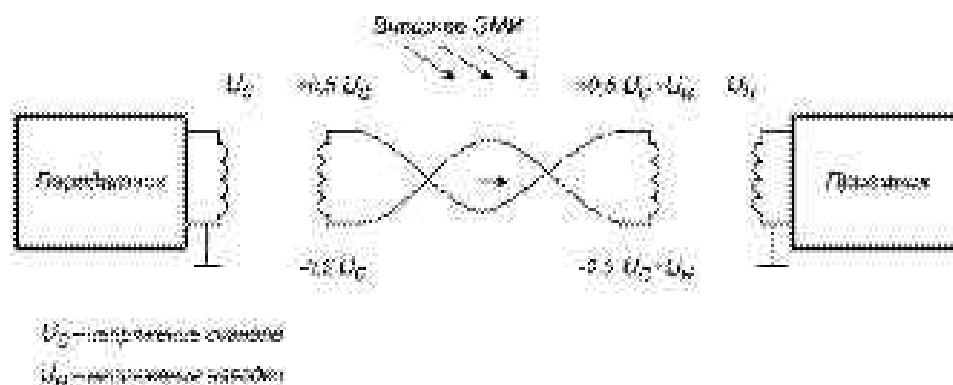


Рис. 9. Симметричная цепь

Соответственно, ЭМИ проводников имеет равные по величине и противоположные по направлениям векторы электромагнитного поля из-за противоположного направления токов в них. Поэтому в идеальной симметричной цепи суммарные векторы напряженности излучаемого электромагнитного поля равны нулю и излучаемое ЭМИ отсутствует.

Симметричные цепи позволяют передавать значительно более широкополосные сигналы по сравнению с несимметричными и поэтому активно используются для построения СКС.

Основными недостатками симметричных цепей с балансной передачей являются, во-первых, необходимость использования для приема и передачи N сигналов $2 \times N$ проводников (на каждый сигнал два провода) и, во-вторых, невозможность передачи постоянной составляющей сигнала.

2.1.2. Первичные электрические параметры витой пары

Витая пара является типичной цепью с распределенными параметрами и ее дальнейший анализ проводится на основании эквивалентной схемы, изображенной на рис. 10а. В некоторых случаях применяют упрощенную схему рис. 10б, которая позволяет упростить некоторые расчеты при сохранении приемлемой точности анализа. Электрические свойства витой пары, как и любой другой направляющей системы электромагнитных колебаний, полностью характеризуются ее пер-

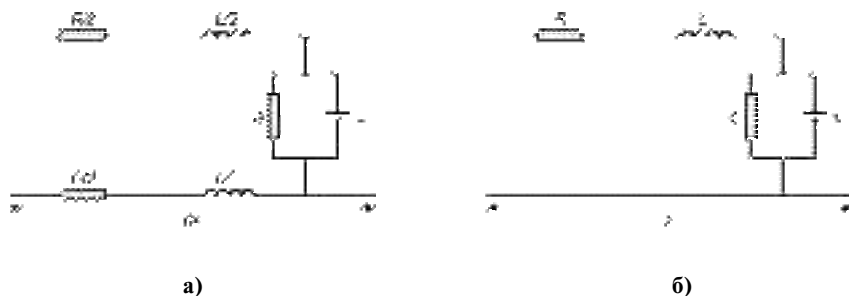


Рис. 10. Эквивалентная схема элементарного участка электрического кабеля типа витой пары: а) основная; б) упрощенная

вичными параметрами: сопротивлением R и индуктивностью L проводников, а также емкостью C и проводимостью G изоляции [18]. Параметры R и G обуславливают потери энергии: первый — тепловые потери в проводе и экране (при его наличии), второй — потери в изоляции. Параметры L и C определяют реактивность витой пары как направляющей системы и, следовательно, ее частотные свойства. Конкретные значения первичных параметров зависят от конструкции кабеля и, в частности, от геометрии отдельных его компонентов, их взаимного расположения, материала проводников, изоляции и внешних покровов и т.д.

2.1.2.1. Емкость

Конструктивно витая пара представляет собой два проводника, отделенных друг от друга слоем твердой изоляции и воздушным промежутком. Такая структура может рассматриваться как конденсатор, где роль обкладок выполняют проводники, а функции диэлектрика — расположенные между ними изоляционный материал и воздух, и обладает значительной емкостью, величина которой линейно возрастает по мере увеличения длины. Электрическая емкость между проводниками витой пары ограничивает ширину полосы пропускания кабеля и приводит к искажениям высокочастотной части спектра передаваемого сигнала.

Величина удельной емкости идеальной витой пары составляет

$$C = \frac{27,9\epsilon}{\ln \frac{2D}{d}} \text{ пФ/м}, \quad (2)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции;
 D — расстояние между проводниками пары;
 d — диаметр проводника.

Емкость не зависит от частоты. Однако из-за особенностей методов, применяемых в процессе ее определения, при указании величины емкости часто приводится и значение частоты сигнала, на которой проводятся измерения. По стан-

дарту TIA/EIA-568-A для кабелей категории 3 на длине 100 м емкость не должна превышать 6,6 нФ, а для кабелей категорий 4 и 5 — 5,6 нФ. Некоторые фирмы выпускают по своим собственным ТУ кабели с существенно меньшей емкостью. Так, например, кабели типов 8606 и 8312 американской компании Quabbin имеют значение емкости на длине 100 м соответственно 3,81 и 3,90 нФ.

Укажем также, что применение экрана увеличивает емкость витой пары примерно на 30% [19].

2.1.2.2. Активное сопротивление

Активное сопротивление зависит от материала провода, его длины и сечения, а также от температуры. Проводники витых пар, применяемых в СКС, изготавливаются из меди, обладающей низким удельным сопротивлением. Чем меньше сечение провода, чем больше его длина, и чем выше температура, тем выше активное сопротивление и, соответственно, затухание витой пары. Согласно требованиям стандарта TIA/EIA-568-A при температуре 20°C сопротивление постоянному току любого проводника витой пары длиной 100 м не должно превышать 9,38 Ом. Для упрощения процесса экспериментального определения величины сопротивления в технике СКС его обычно измеряют «по шлейфу», то есть с одного конца при замкнутом накоротко дальнем конце витой пары.

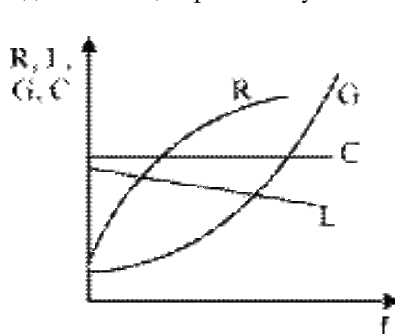


Рис. 11. Частотная зависимость первичных параметров симметричного электрического

С увеличением частоты сигнала активное сопротивление провода возрастает. Это вызвано тем, что, во-первых, в результате поверхностного эффекта происходит вытеснение тока к поверхности проводника и, во-вторых, ток протекает в основном по поверхности, обращенной ко второму проводнику (эффект близости). Оба эти эффекта приводят к уменьшению эффективного сечения проводника и, в конечном итоге, к увеличению сопротивления. Для минимизации вредного влияния этих эффектов в горизонтальных и магистральных кабелях проводники витых пар выполняются в виде монолитного провода, а не скрученными из

нескольких тонких проводов. Применение проводников из нескольких тонких проводов возможно только в соединительных шнурах, где требуется в первую очередь высокая гибкость и устойчивость к многократным изгибам, а повышенное затухание сказывается не столь сильно из-за небольшой общей длины.

Необходимость учета влияния поверхностного эффекта на величину активного сопротивления кабеля приводит также к тому, что кабели, ориентированные на работу на высоких частотах, всегда имеют проводники большего диаметра с большей площадью поверхностного слоя и, соответственно, меньшим значением увеличения сопротивления по мере роста частоты. Так, например, типовым диаметром проводников кабелей категории 5, работающих на частотах до 100 МГц, является 0,51–0,52 мм, тогда как у 600-мегагерцевых кабелей диаметр проводника увеличивается примерно до 0,6 мм.

2.1.2.3. Индуктивность

Витая пара состоит из двух изолированных проводников, каждый из которых при протекании через него тока накапливает энергию, то есть обладает свойством индуктивности. Индуктивность витой пары состоит из ряда составляющих.

Внешняя индуктивность L_1 определяется геометрией провода и магнитными свойствами материала проводника. В связи с тем, что медь не является ферромагнитным материалом, эта составляющая зависит также от силы протекающего тока. Из определения внешней индуктивности следует, что она не зависит от частоты.

Внутренняя индуктивность L_2 определяется магнитным полем, создаваемым током, протекающим по проводнику. По мере увеличения частоты за счет поверхностного эффекта происходит уменьшение этой составляющей.

Индуктивность оболочки L_3 проявляется только в экранированных конструкциях за счет значительного влияния металлических экранов на магнитное поле проводника. Эта составляющая имеет заметную частотную зависимость.

Резльтирующая индуктивность определяется как сумма отдельных составляющих: $L = L_1 + L_2 + L_3$ и по мере увеличения частоты имеет тенденцию к уменьшению.

2.1.2.4. Проводимость изоляции

Проводимость изоляции является мерой качества материала и процессов изготовления изоляционных покровов отдельных проводников. Результирующая проводимость изоляции витой пары может быть записана в виде суммы двух составляющих: $G = G_o + G_f$, где G_o учитывает токи утечки, связанные с несовершенством диэлектрика, а G_f учитывает затраты энергии на диэлектрическую поляризацию.

Под поляризацией понимается переориентация связанных диполей, имеющих в диэлектрике, под действием электромагнитного поля. Переменное электромагнитное поле вызывает вибрацию диполей, которая приводит к повышению температуры диэлектрика. Нагрев диэлектрика, в свою очередь, облегчает вибрацию и повышает проводимость, что сопровождается ростом затухания сигнала.

Особенно много диполей, образованных атомами хлора, содержится в поливинилхлориде, который является типовым изоляционным материалом для кабелей категории 3. В кабелях категории 5 в качестве изоляции обычно применяется полиэтилен или тефлон, рассеяние энергии в которых относительно мало. Еще более низкий уровень потерь обеспечивается в случае использования в качестве изолирующих покрытий так называемых вспененных материалов, в которых за счет многочисленных внутренних воздушных включений резко уменьшается количество диполей.

Проводимость изоляции измеряется в Сименсах. Достаточно часто пользуются также параметром сопротивления изоляции, являющимся обратной величиной проводимости: $R_{из} = 1/G$. Типовые значения этой величины находятся в диапазоне от сотен мегаом до единиц гигаом.

Напряжение испытательного сигнала в процессе определения проводимости или сопротивления изоляции может достигать нескольких тысяч вольт. Слишком низкое сопротивление изоляции с большой долей достоверности свидетельствует о плохом качестве заделки проводников в контакты розетки или о повреждении кабеля.

2.1.3. Вторичные параметры кабелей на основе витой пары

Вторичные параметры витой пары рассчитываются на основе первичных или, что бывает значительно чаще, определяются экспериментально. Вторичные параметры нормируются в технических условиях на витую пару и позволяют простыми средствами выполнить инженерный расчет линий связи, построенных на основе симметричного кабеля, и оценить ее пригодность для передачи сигналов тех или иных приложений.

2.1.3.1. Волновое сопротивление

Под волновым сопротивлением, или импедансом, в кабельной технике понимается сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при распространении вдоль любой однородной (то есть без отражений) направляющей системы, в том числе и витой пары. Оно свойственно данному типу кабеля и зависит только от его первичных параметров и частоты. Волновое сопротивление связано с первичными параметрами следующим простым соотношением:

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3)$$

Волновое сопротивление численно равно входному сопротивлению линии бесконечной длины, которая имеет оконечную нагрузку, равную ее собственному волновому сопротивлению. Оно измеряется в омах и определяет количественное соотношение между электрической и магнитной составляющей электромагнитной волны, распространяющейся по данной линии. Анализ формулы 3 и **рис. 10** показывает, что экспериментально волновое сопротивление можно определить методом холостого хода и короткого замыкания в соответствии со следующим соотношением

$$Z = \sqrt{Z_o Z_c}, \quad (4)$$

где Z_o и Z_c — сопротивление витой пары при холостом ходе и коротком замыкании на дальнем конце, соответственно.

В общем случае, как это следует из формулы 3, волновое сопротивление является комплексной величиной. Модуль этого параметра, равный на звуковых частотах примерно 600 Ом, падает по мере роста частоты и на высоких частотах (для современных конструкций это частоты свыше 1 МГц) стремится к фиксированному активному сопротивлению:

$$Z_\infty = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

В соответствии с действующими редакциями стандартов на частотах свыше 1 МГц и вплоть до верхней граничной частоты конкретного кабеля волновое сопротивление не должно отличаться от 100 Ом более чем на $\pm 15\%$. Отклонения, выходящие за указанные граничные значения, свидетельствуют о некачественной заделке проводников в контакты разъема. Другой возможной причиной изменения емкости являются чрезмерные механические нагрузки во время прокладки (давление, изгиб, растяжение, перекручивание).

2.1.3.2. Затухание

При распространении электромагнитного сигнала по витой паре он постепенно теряет свою энергию. Этот эффект называется ослаблением, или затуханием. Затухание принято оценивать в децибелах как разность между уровнями сигналов на выходе передатчика и на входе приемника. 1 децибел соответствует изменению мощности в 1,26 раза или напряжения в 1,12 раза. Более подробно эта единица измерений рассмотрена в разделе 12.2.

В кабельной технике различают собственное и рабочее затухание кабеля. Под собственным затуханием кабеля понимается его затухание при работе в идеальных условиях. Идеальными условиями в данном случае считается строгое равен-

ство выходного сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки волновому сопротивлению кабеля во всем рабочем диапазоне частот. В обобщенном виде величину собственного затухания теоретически можно определить как реальную часть так называемого коэффициента распространения γ , который связан с первичными параметрами следующим простым соотношением:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (6)$$

Экспериментально собственное затухание кабеля можно найти на основании его определения как разность уровней входного и выходного сигналов в том случае, если сопротивление источника сигнала и нагрузки равны между собой и равны волновому сопротивлению кабеля. В процессе реальной эксплуатации это условие выполняется не во всех случаях, что обычно сопровождается увеличением затухания. Такое затухание называется рабочим. Из изложенного следует важный практический вывод о том, что для минимизации рабочего затухания и его приближения к собственному сопротивление источника сигнала и нагрузка должны быть равны волновому сопротивлению. По терминологии электротехники это положение означает, что должна быть обеспечена согласованная нагрузка как источника сигнала, так и самого кабеля. Выполнению данного условия существенно помогает наличие обсуждавшихся выше достаточно жестких норм на допустимые отклонения волнового сопротивления от номинального значения во всем рабочем частотном диапазоне витой пары, а также прямой запрет стандартов СКС на использование в составе одного тракта элементов с различным волновым сопротивлением.

Из формулы 6 следует, что затухание является частотнозависимой величиной и, как все входящие в него параметры, зависит от длины. Результаты анализа формулы 6 показывают, что затухание, выраженное в децибелах, связано с длиной витой пары линейной зависимостью на всех частотах. Для упрощения выполнения инженерных расчетов удобно пользоваться параметром коэффициента затухания, или погонного затухания α , который численно равен затуханию кабеля фиксированной длины (применительно к кабелю типа витой пары, применяемому в СКС, это обычно 100 м, в технике связи чаще используется затухание кабеля километровой длины — отсюда термин «километрическое затухание»). Величины коэффициента затухания α , длины L и затухания A связаны между собой следующим простым соотношением:

$$A [\text{дБ}] = \alpha [\text{дБ}/100 \text{ м}] * L [\text{м}]/100 \quad (7)$$

Чем меньше величина затухания, тем более мощным является сигнал на входе приемника и тем устойчивее при прочих равных условиях оказывается связь. Затухание вызывается в первую очередь активным сопротивлением и потерями в диэлектрической изоляции. Определенный вклад в затухание вносят также излучения электромагнитной энергии и отражения.

Любой проводник, по которому течет переменный ток, является источником излучения в окружающее пространство. Оно отбирает у сигнала энергию и ведет к возрастанию затухания сигнала. Это явление резко возрастает с увеличением частоты сигнала. При $\lambda < a$, где λ — длина волны электромагнитного сигнала, a — расстояние между проводами, большая часть энергии идет на излучение в окружающее пространство и передача сигнала в неэкранированной направляющей системе становится невозможной. Для стандартной витой пары величина параметра a имеет значение порядка 2 мм, то есть критическая частота для нее будет равна 15 ГГц, что

примерно на два порядка превышает верхнюю рабочую частоту самых совершенных на сегодняшний день неэкранированных витых пар (~ 150 МГц). С ростом частоты потери на электромагнитное излучение возрастают. Для минимизации потерь на излучение применяют балансную передачу и скрутку проводников в пары.

Как было отмечено выше, в идеальной симметричной цепи электромагнитное излучение отсутствует. На практике таких идеальных симметричных цепей не существует. Дело в том, что в такой цепи проводники должны бесконечно плотно прилегать друг к другу и в пределе быть стянутыми в бесконечно тонкую линию, суммарный протекающий ток через которую равен нулю. Проводники с меньшим диаметром и более тонкой изоляцией плотнее прилегают друг к другу. Однако чрезмерное уменьшение сечения проводника и утоньшение изоляции ведет к повышению затухания за счет роста активного сопротивления и увеличения проводимости изолирующих покровов.

Из эквивалентной схемы рис. 10 можно сделать вывод о том, что затухание с ростом частоты имеет тенденцию к росту. Это обусловлено как ростом сопротивления продольной ветви за счет элемента L и возрастания активного сопротивления R за счет явлений поверхностного эффекта и эффекта близости, так и падением сопротивления поперечной ветви, которое обусловлено главным образом наличием емкости (элемент C). По стандарту TIA/EIA-568-A на длине 100 м и при температуре 20°C частотная характеристика $A(f)$ максимально допустимого затухания начиная с 0,772 МГц для кабелей категорий 3, 4 и 5 определяется согласно следующему выражению:

$$A(f) = k_1 \sqrt{f} + k_2 f + k_3 / \sqrt{f}, \text{ дБ} \quad (8)$$

где: A , дБ — максимально допустимое затухание;
 f , МГц — частота сигнала;
 k_1 , k_2 и k_3 — константы, определяемые в зависимости от категории кабеля по табл. 13.

Таблица 13. Константы для формулы 8

Категория кабеля	k_1	k_2	k_3
3	2,320	0,238	0,000
4	2,050	0,043	0,057
5	1,967	0,023	0,050

Крутизна частотной характеристики затухания кабеля категории 5 соответствует примерно 5-15 дБ на декаду в зависимости от частотного диапазона.

Кроме аналитического задания величины затухания стандарт TIA/EIA-568-A оп-

ределяет этот параметр также в табличной форме с расширением нормируемых значений в область нижних частот. Это бывает полезным при выполнении инженерных расчетов трактов связи, предназначенных для поддержки работы некоторых низкоскоростных приложений, а также позволяет сразу же получить необходимую информацию без выполнения вычислений.

На рис. 12 показаны частотные зависимости предельно допустимых затуханий кабелей различных категорий, вычисленные по формуле 8.

Аппроксимация по формуле 8 оказалась очень удачной, поэтому достаточно часто используется многими производителями кабельной продукции для описания характеристик своих изделий. При этом принимаются собственные значения коэффициентов k_1 - k_3 , а область действия распространяется на частоты до 400 и даже 550 МГц [35].

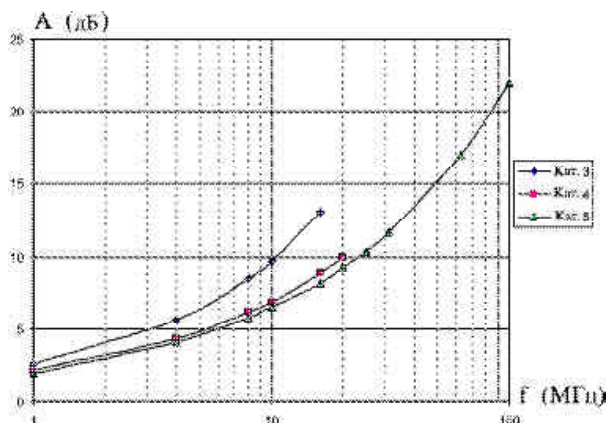


Рис. 12. Максимально допустимое затухание для кабелей категорий 3, 4 и 5 на длине 100 м и при $t = 20^\circ\text{C}$ по стандарту TIA/EIA-568-A

2.1.3.3. Переходное затухание

При передаче сигнала часть его энергии вследствие неидеальности балансировки витой пары переходит в электромагнитное излучение, которое вызывает наведенные токи в соседних парах. Этот эффект называется переходными наводками. Наводки, накладываясь на полезные сигналы, передаваемые по соседним парам, играют роль помех, которые при значительном уровне могут приводить к ошибкам приема и в конечном итоге снижают качество связи.

Разность между уровнями передаваемого сигнала и создаваемой им помехи на соседней паре называется переходным затуханием. В зависимости от места и метода измерения этого параметра различают несколько видов переходного затухания. Сначала рассмотрим разновидности переходного затухания в зависимости от места его измерения. Если источник сигнала и точка измерения находятся на одном конце, то говорят о переходном затухании на ближнем конце, если на разных — то о переходном затухании на дальнем конце, рис. 13. В технике СКС первое из них традиционно имеет заимствованное из англоязычной технической литературы обозначение NEXT (Near End Crosstalk), а второе FEXT (Far End Crosstalk)⁷. В отечественной технической литературе, посвященной кабелям городской, зонной и междугородной связи, аналогичные параметры обозначаются соответственно A_0 и A_1 .

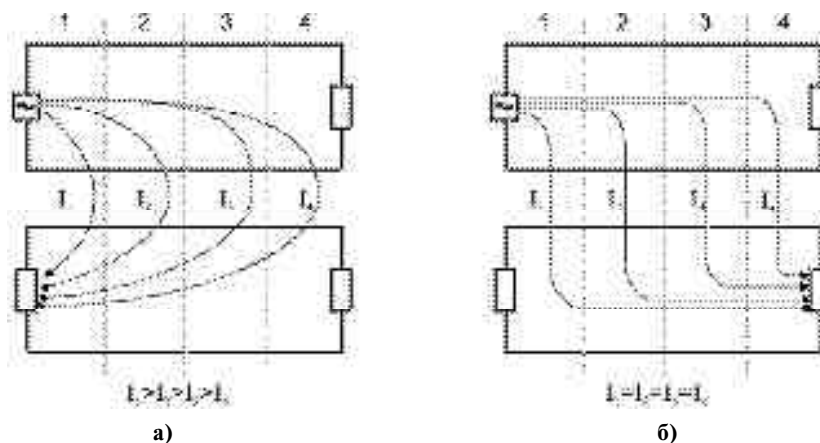


Рис. 13. Переходные наводки на ближнем (а) и на дальнем (б) концах соседней пары. (Через I_i обозначены токи наводок, создаваемые различными участками влияющей витой пары)

⁷ Буква X в этих аббревиатурах появилась из-за того, что ее можно воспринимать как знак креста, то есть по-английски «Cross».

Чем выше значение NEXT и FEXT, тем меньший уровень имеет наводка в соседних парах, и, соответственно, тем более качественным является кабель. С практической точки зрения представляет интерес частотная зависимость переходного затухания на ближнем и дальнем концах, а также зависимость этих параметров от длины линии.

Влияющая пара и пара, подверженная влиянию, проложены параллельно друг другу под общей защитной оболочкой. За счет этого их проводники могут рассматриваться как обкладки конденсатора. Это означает, что с ростом частоты переходное затухание падает. Стандарт TIA/EIA-568-A нормирует минимальные значения переходного затухания на ближнем конце при длине кабеля 100 м. Для определения минимально допустимого параметра NEXT на частотах, превышающих 0,772 МГц, используется следующее аппроксимирующее выражение:

$$\text{NEXT}(f) = \text{NEXT}(0,772) - 15 \lg(f/0,772), \quad (9)$$

где: $\text{NEXT}(0,772)$ — минимально допустимое переходное затухание на ближнем конце на частоте 0,772 МГц, которое для кабелей категорий 3, 4 и 5 принимается равным 43, 58 и 64 дБ соответственно;
 f , МГц — частота сигнала.

Из формулы 9 следует, что крутизна изменения минимально допустимой величины NEXT постоянна во всем частотном диапазоне и равна 15 дБ на декаду.

Сразу же отметим, что указываемую в стандарте [4] и некоторых других публикациях, например в [30], размерность величины переходного затухания на ближнем конце как дБ/100 м следует трактовать как величину переходного затухания, измеряемую на длине кабеля 100 м. Какие-либо пересчеты на меньшую длину при этом недопустимы. То есть, если, например, на длине 100 м $\text{NEXT} = 40$ дБ, то и при длине 50 м параметр NEXT будет составлять те же 40 дБ.

Дополнительно стандарт фиксирует минимально допустимое значение NEXT на частотах менее 0,772 МГц, что бывает необходимо для некоторых приложений. Нормируемые значения в этом случае представляются в табличной форме.

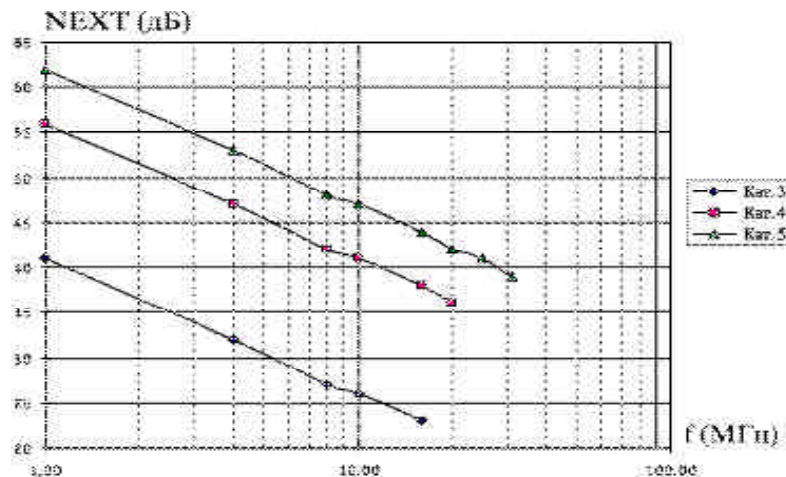


Рис. 14. Минимально допустимые значения NEXT для кабелей категорий 3, 4 и 5 на длине 100 м по стандарту TIA/EIA-568-A

Результаты расчетов по формуле 9 приведены на рис. 14. Суммирование отдельных составляющих одной частоты переходной помехи на ближнем конце происходит с различными фазами (по напряжению). Поэтому реальный график частотной зависимости величины NEXT имеет вид шумообразной кривой с резкими перепадами величин переходного затухания на близких частотах. Стандарты нормируют только минимальную величину параметра NEXT, и кабель считается соответствующим требованиям стандарта, если во всем рабочем частотном диапазоне реальная величина NEXT не падает ниже определенного нормами значения.

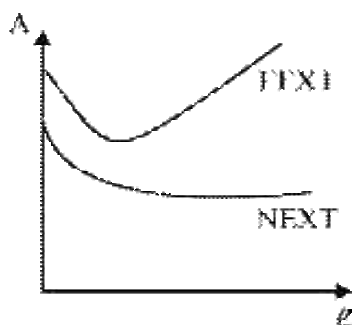


Рис. 15. Зависимость переходного затухания на ближнем и дальнем концах от длины линии

Типовая зависимость переходного затухания на ближнем и дальнем концах от длины линии показана на рис. 15.

Переходное затухание на ближнем конце с увеличением длины линии сначала несколько уменьшается, а затем стабилизируется. Качественное объяснение этого эффекта состоит в том, что начиная с определенной длины линии токи помех с отдаленных участков (например, участки 3 и 4 на рис. 13) приходят на ближний конец настолько ослабленными, что практически не увеличивают взаимного влияния между цепями и величина NEXT остается постоянной. К подобному выводу можно прийти и аналитически. В [21] показано, что анализируемая зависимость описывается формулой

$$NEXT = NEXT(l_0) + 10 \lg \frac{1 - e^{-4\alpha l}}{1 - e^{-4\alpha l_0}},$$

где α — коэффициент затухания,
 $NEXT(l_0)$ — переходное затухание при длине линии l_0 ,
 l — расстояние от конца участка l_0 .

Из вышеизложенного следует, что значения NEXT для двух концов одной пары могут существенно различаться между собой, поэтому все стандарты предусматривают его измерение с обеих сторон.

Для улучшения параметров переходного затухания в симметричных кабелях применяют различный шаг скрутки витых пар. Кроме ослабления электромагнитной связи отдельных пар такое решение не позволяет им плотно прилегать друг к другу по всей длине, что дополнительно увеличивает переходное затухание.

Известно, что сетевое оборудование различного назначения по-разному использует симметричный кабель как среду передачи. Поэтому в зависимости от приложения и метода использования кабеля нормирование величины переходных помех, или переходного затухания, выполняется различным образом.

Наиболее популярными ЛВС в настоящее время являются сети Ethernet в вариантах 10Base-T и 100Base-TX. При использовании полнодуплексного режима передатчик и приемник этой аппаратуры работают одновременно каждый по своей витой паре одного кабеля. Этот случай в схематическом виде изображен на рис. 16. При этом ослабленный после прохождения по витой паре информационный сигнал на входе приемника подвергается воздействию мощной переходной помехи, создаваемой работающим на этом же конце передатчиком. Поэтому достаточно нормировать следующий параметр:

$$NEXT = P_c - \max P_{\pi},$$

где P_c — уровень сигнала,
 P_{π} — уровень создаваемой им переходной помехи.



Рис. 16. К определению NEXT

Величина $\max P_{\pi}$ берется с расчетом на наихудший случай, так как заранее неизвестно, какие две пары будут использоваться сетевым оборудованием для организации информационного обмена.

Теперь перейдем к рассмотрению видов переходных затуханий в зависимости от метода их измерения. Необходимость введения такой классификации обусловлена двумя факторами. Во-первых, в последнее время при построении сетевого оборудования четко обозначилась тенденция использования им для передачи информации в полнодуплексном режиме одновременно нескольких пар. Во-вторых, сигналы нескольких приложений все чаще передаются одновременно и некоррелированно друг с другом в одном многопарном кабеле. В данной ситуации нормирование только параметра NEXT оказывается недостаточным, так как на приемник в момент поступления на него полезной информации одновременно действует несколько источников помех. Для учета этого обстоятельства используется более сложная расчетная схема, которая для четырехпарного кабеля имеет вид, изображенный на рис. 17 (помехи от всех пар воздействуют на одну), и переходное затухание нормируется по модели так называемой суммарной мощности (power sum)

$$PS-NEXT = 10 \lg \sum_{i=1}^{n-1} 10^{\frac{NEXT_i}{10}},$$

где $NEXT_i$ — величина NEXT для i -й пары,
 n — количество пар в кабеле.

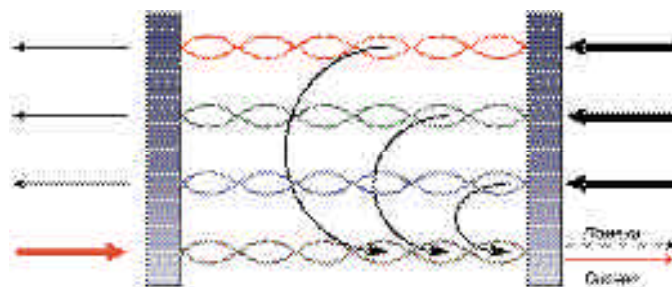


Рис. 17. К определению PS-NEXT

В отличие от параметра NEXT величина PS-NEXT не измеряется непосредственно в процессе тестирования современными измерительными приборами, а рассчитывается по измеренным $NEXT_i$ отдельных пар.

Из-за разного расстояния между парами, различного шага скрутки и т.д. разность между величинами NEXT и PS-NEXT конструкций специальной разработки оказывается равной не 4,8, а примерно 2 дБ. Для оценки в первом приближении величины PS-NEXT в том случае, если она не приводится в паспортных данных кабеля, можно пользоваться следующим эмпирическим соотношением:

$$PS-NEXT = NEXT - 3 \text{ дБ.}$$

При одновременной передаче и приеме информации по всем четырем парам дополнительно к переходным помехам на ближнем конце необходимо учитывать помехи на дальнем конце (рис. 18). Этот учет осуществляется нормированием величины переходного затухания на дальнем конце:

$$FEXT = P_c - \max P_{\Pi},$$

где P_{Π} — уровень переходной помехи на дальнем конце.

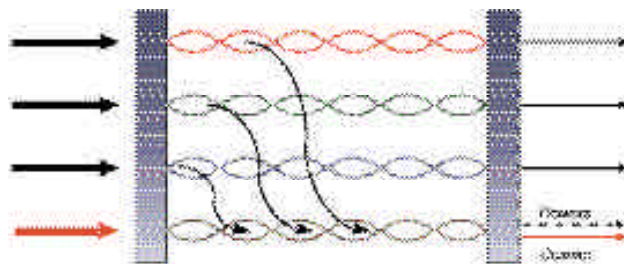


Рис. 18. К определению PS-FEXT

Частотная зависимость параметра FEXT действующими редакциями стандартов не нормируется. Укажем только на то, что по мере роста частоты величина переходного затухания на дальнем конце уменьшается.

График зависимости переходного затухания на дальнем конце от длины

линии носит экстремальный характер. Вначале, пока длина линии мала, увеличение ее протяженности увеличивает мощность помехи. По мере увеличения длины начинает проявляться рост затухания помеховых составляющих и FEXT монотонно возрастает.

Аналогично переходной помехе на ближнем конце может нормироваться также значение суммарной переходной помехи на дальнем конце:

$$PS-FEXT = 10 \lg \sum_{i=1}^{n-1} 10^{\frac{FEXT_i}{10}}$$

Отметим, что переходная помеха на дальнем конце оказывается обычно меньшей по сравнению с переходной помехой на ближнем конце. Однако в отличие от помех на ближнем конце эти помеховые составляющие достаточно часто суммируются синфазно или с небольшой разностью фаз, что может дополнительно увеличить их мощность [6].

И наконец, некоторые производители начинают нормировать так называемую глобальную переходную помеху GXT (global crosstalk) [23], которая равна сумме наведенных переходных помех на обоих концах кабеля.

В настоящий момент официальными редакциями стандартов задаются только величины NEXT и PS-NEXT (последнее значение приводится для многопарных и комбинированных кабелей), нормировка величин FEXT и особенно GXT производится ограниченным количеством фирм (например, концерном Alcatel). В новых редакциях стандартов перечень нормируемых параметров переходных помех существенно расширен за счет включения в список контролируемых величин PS-NEXT, FEXT и PS-FEXT (табл. 10).

2.1.3.4. Защищенность

Для оценки качества передачи информации в технике проводной связи широко используется параметр защищенности от помех, или просто защищенности, который представляет собой разность между уровнями полезного сигнала и помехи в рассматриваемой точке [18]. Для расчетной модели рис. 16 уровень сигнала составляет $P_c = P_{\text{пер}} - A$, а уровень переходной помехи равен $P_{\text{пп}} = P_{\text{пер}} - \text{NEXT}$. Защищенность согласно определению будет равна

$$\text{ACR} = \text{NEXT} - A \quad (10)$$

то есть зависит только от величин затухания и переходного затухания, рис. 20. Используемая для обозначения защищенности аббревиатура ACR означает Attenuation to Crosstalk Ratio. Строго говоря, в данном случае следует говорить о «защищенности от переходной помехи». Однако тракты СКС и использующие их приемопередатчики сетевой аппаратуры различного назначения построены таким образом, что другие виды помех оказываются пренебрежимо малыми. Поэтому обычно оперируют понятием просто защищенности, а как напоминание о том, что под этим понимается защищенность от переходных помех, служит использование аббревиатуры ACR.

Параметр ACR определяет величину превышения помехи полезным сигналом и поэтому является интегральной характеристикой качества кабеля. По мере увеличения величины ACR при прочих равных условиях начинает возрастать отношение сигнал/шум, и, соответственно, растет устойчивость связи. Так как NEXT и A зависят от частоты, причем с ростом частоты их модули меняются в противоположном направлении, то исходя из формулы 10 параметр ACR также является частотозависимым. Крутизна частотной характеристики параметра ACR для кабелей категории 5 составляет 20–30 дБ на декаду, причем конкретное значение этого параметра определяется частотной характеристикой затухания. Стандарт ISO/IEC 11801 регламентирует минимально допустимые значения ACR для кабелей категории 5 на частотах 20 МГц и выше. TIA/EIA-568-A специально не оговаривает предельных значений ACR

на разных частотах, однако они могут быть вычислены по формуле 10. Результаты этих расчетов для кабелей категорий 3, 4 и 5 на длине 100 м представлены на рис. 19. Из рисунка видно, что в худшем случае сигнал на входе приемника должен превышать шумы наводок от соседней пары не менее чем на 10 дБ, что эквивалентно отношению сигнал/шум в 3,16 раз по напряжению или в 10 раз по мощности.

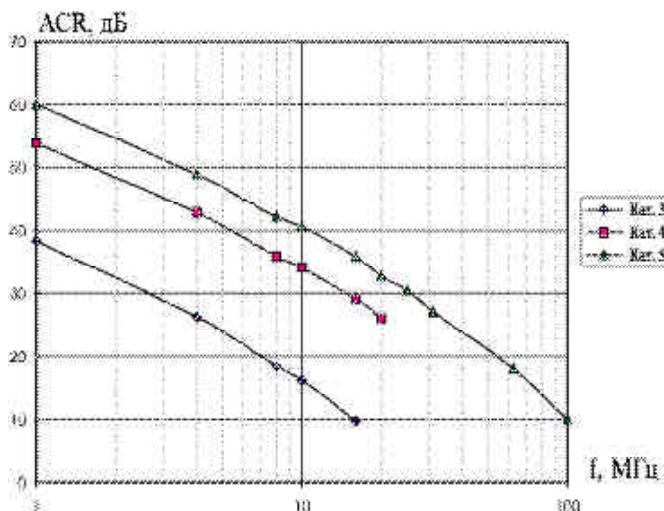


Рис. 19. Расчетные значения минимально допустимых величин ACR по данным стандарта TIA/EIA-568-A для кабелей категорий 3, 4 и 5 на длине 100 м

Введение параметра ACR позволяет конкретизировать понятие верхней граничной частоты как любого компонента электрического тракта передачи, так и самого тракта в целом. Согласно классическому определению под этим параметром понимается частота синусоидального сигнала, на которой коэффициент передачи, равный 1,0 на низких частотах, становится равным 0,707. Вспомним, однако, что основным видом помех в электрических трактах СКС являются переходные наводки, а собственные шумы приемника являются пренебрежимо малыми. Отсюда следует, что в качестве меры верхней граничной частоты удобно принять то ее значение, на котором величина защищенности от переходной помехи (то есть параметр ACR) становится равной заранее заданному значению. Иначе говоря, наличие значительных резервов по защищенности от собственной помехи, характерных для электрических трактов СКС, позволяет за счет известных в радиотехнике и технике связи приемов существенно расширить полосу пропускания по сравнению с теми значениями, которые следуют из классического определения. На практике под этими приемами понимается предскажение (уменьшение усиления на нижних частотах) и коррекция (увеличение усиления на верхних частотах), см. также параграф 2.3.3.3.

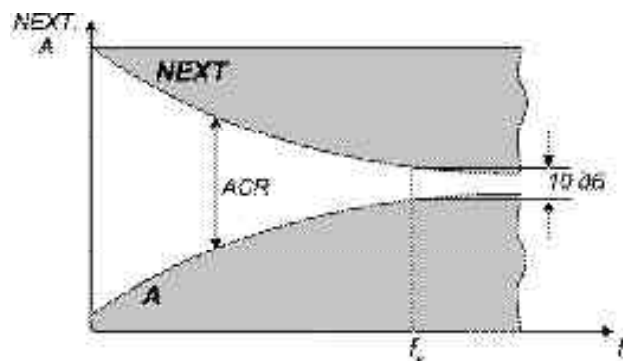


Рис. 20. К определению параметра защищенности

которых на частоте 20 МГц величина ACR равна 26 дБ. При этом верхнюю граничную частоту приложения не следует путать с максимальной частотой кабеля, на которой изготовитель сертифицирует его параметры, так как зачастую на ней значения ACR получаются отрицательными (особенно ярко это проявляется для неэкранированных конструкций с относительно невысоким NEXT). Необходимость сертификации параметров кабеля на этих частотах возникает для оценки возможности его использования для полудуплексной или однонаправленной (симплексной) передачи каких-либо сигналов, например телевизионных, когда понятие переходной помехи и, соответственно, защищенности от нее элементарно теряет смысл.

В случае высокоскоростных приложений, которые в процессе работы используют для передачи информации все витые пары и одновременно в двух направлениях, нормирование только величины ACR оказывается недостаточным. Для расчета помеховой составляющей, создаваемой наводками на дальнем конце, используется аналогичная ACR величина:

$$ELFEXT = FEXT - A \quad (11)$$

Применяемое для обозначения этого параметра сокращение ELFEXT означает (Equal Level for Far End Crosstalk — эквивалентный уровень переходного затухания на дальнем конце).

Необходимость учета особенностей функционирования интерфейсов сверх-высокоскоростных ЛВС приводит к использованию моделей суммарной мощности и, соответственно, нормировке также параметров

$$\begin{aligned} PS-ACR &= PS-NEXT - A \\ PS-ELFEXT &= PS-FEXT - A \end{aligned}$$

Требования к величинам этих параметров, которые предполагается ввести в новые редакции стандартов СКС, приводятся в табл. 10.

2.1.3.5. Относительная скорость распространения сигналов (параметр NVP) и задержка прохождения сигналов (параметр delay)

Параметр NVP (от англ. Nominal Velocity of Propagation) является мерой замедления скорости распространения электромагнитной волны вдоль витой пары. Он численно равен отношению фактической скорости распространения к скорости света в вакууме и выражается в виде десятичной дроби или в процентах. Достаточно редко для его обозначения применяется также сокращение VOP (velocity of propagation). Необходимость его учета связана с тем, что конечная скорость распространения приводит к появлению довольно значительной задержки прохождения сигналов, что может быть критичным для некоторых приложений, например для сетей Fast Ethernet.

Таблица 14. Параметр NVP для витых пар категорий 3, 4 и 5

Частота, МГц	NVP		
	кат. 3	кат. 4	кат. 5
1,00	0,4	0,6	0,65
10,00	0,6	0,6	0,65
100,00	-	-	0,65

Стандарты задают только самые общие требования к величине NVP (табл. 14), а их редакции, действующие на середину 1999 года, не определяют метод измерения этого параметра.

Величина NVP витой пары в общем случае зависит от диаметра проводников, расстояния между

ними и от типа диэлектрика. Для кабелей, применяемых в СКС, определяющим фактором является материал изоляции. Это обусловлено тем, что диаметр проводников и толщина изоляционного покрова достаточно жестко заданы стандартами, а для получения необходимого уровня NEXT проводники плотно свиты друг с другом. Так, например, для проводников с полиэтиленовой изоляцией NVP составляет 0,65-0,7, с изоляцией из тефлона — 0,69-0,73, а применение поливинилхлоридных материалов уменьшает его значение до 0,60-0,64. Как и большинство первичных и вторичных параметров витой пары, NVP имеет определенную зависимость от частоты (это следует даже из данных табл. 14). При типичном значении NVP в диапазоне 60-75% для сегмента в 100 м время прохождения сигнала составляет 370-550 нс. Значение NVP меняется в зависимости от состояния изоляции жил кабеля и температуры окружающей среды не более чем на 3% от номинального значения.

Конечная скорость распространения электромагнитной волны по витой паре вызывает также задержку поступления сигнала на приемник после его подачи на вход линии. Для современных высокоскоростных сетевых интерфейсов величина такой задержки оказывается достаточно заметной даже при тех относительно коротких трассах, которые характерны для горизонтальной подсистемы СКС. Величина задержки (параметр delay) является критичной для некоторых прило-

жений, активные устройства которых используют кабельные трассы как монока-
нал в процессе реализации информационного обмена. Наиболее характерным
примером таких приложений являются все разновидности Ethernet при работе в
полнодуплексном режиме. Значение задержки, прямо связанное со значением
параметра NVP, является частотнозависимой величиной и согласно проектам
новых редакций стандартов на СКС не должно превышать

$$delay = 534 + 36/\sqrt{f}, \text{ нс/100 м}$$

в диапазоне частот от 1 МГц до верхней граничной частоты кабеля, причем f в
этом соотношении задается в мегагерцах.

2.1.3.6. Разброс задержек прохождения сигналов по витым парам (параметр skew)

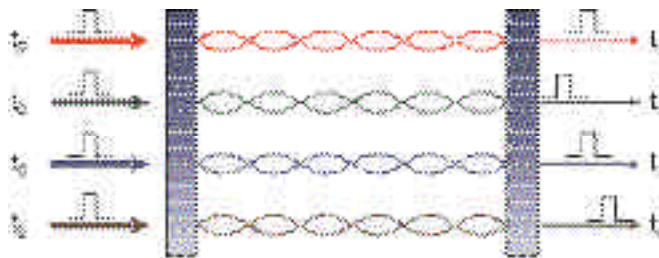


Рис. 21. К определению параметра skew

В кабелях, содержащих
несколько витых пар,
каждая из них будет
характеризоваться ин-
дивидуальным време-
нем прохождения сиг-
нала от передатчика к
приемнику (рис. 21).
Разброс времен про-
хождения вызывается
двумя основными при-
чинами:

- разбросом скоростей распространения электромагнитной волны по витым па-
рам, что, как это было указано в параграфе 2.1.3.5, наиболее сильно проявляется
в случае использования различных материалов изоляционных покрытий;
- разностью электрических длин витых пар, обусловленной различным ша-
гом скрутки.

Максимальная разность задержек прохождения между всеми парами обозна-
чается параметром skew⁸. Математически оно может быть выражено следующим
образом:

$$skew = \max_{i,j=1,n} |t_i - t_j|,$$

где n — количество пар в тестируемом кабеле (в подавляющем большинстве
случаев $n = 4$),

t_k — момент прихода импульсов на дальний конец витых пар при условии
одновременной подачи зондирующих сигналов на все пары.

Полезность нормировки значений skew объясняется главным образом следу-
ющими двумя причинами.

Во-первых, оборудование некоторых высокоскоростных локальных сетей, таких
как 100VG-AnyLAN, 100Base-T4 и 1000Base-T использует для передачи сигналов
все четыре пары одновременно. На передающей стороне сигнал распределяется по
четырем парам, а на приемной опять собирается в исходный вид. Нормальное функ-

⁸ В некоторых отечественных журнальных публикациях этот параметр называется «фазо-
вым перекосом», «смещением задержки», «перекосом задержки».

ционирование такой схемы передачи информации возможно только в том случае, если сигналы по всем четырем парам достигают приемника одновременно или по крайней мере с не очень большим разбросом. При нарушении этого условия возможен сбой синхронизации и восстановление исходного сигнала на приемной стороне станет невозможным. Например, для сетей 100Base-T4 значение параметра skew не должно превышать 50 нс на максимальной длине сегмента.

Во-вторых, принцип действия портативных кабельных сканеров при измерении длины кабельных сегментов основан на измерении времени задержки между посылкой короткого зондирующего импульса и приходом отраженного сигнала. При наличии этой информации и известной скорости распространения электромагнитных волн по кабелю можно вычислить его длину. Если скорости распространения по парам будут различны, то сканер будет выдавать разные значения длины кабеля по разным витым парам.

Действующие редакции стандартов не предъявляют специальных требований к величине skew, поэтому данный параметр нормируют в технических условиях на свою продукцию только некоторые производители. Предполагается, что нормирование величины разности задержек будет дано в новых редакциях нормативных документов (см., в частности, табл. 10). На основании этого список производителей, указывающих его в сопроводительной документации своих кабелей, постоянно расширяется.

Опыт показывает, что если все пары изготовлены из одних и тех же материалов, по одной и той же технологии и в едином технологическом цикле, то разброс задержек распространения по ним сигналов будет весьма мал (как правило, менее 10 нс). В последнее время некоторые производители стали выпускать кабели, в которых с целью повышения пожарной безопасности изоляция одной или двух пар изготовлена из тефлона, а остальных — из других изоляционных материалов. Хотя электрические характеристики таких кабелей формально соответствуют требованиям категории 5, skew может достигать 60 нс и более. В этой ситуации даже минимально гарантировать корректность функционирования «четырехпарных» интерфейсов не представляется возможным.

Влияние на величину skew различного шага скрутки пар кабеля менее значительно и, как правило, не превышает 10 нс.

Возможность изменения параметра NVP за счет изменения шага скрутки и выбора материала изоляции используется в некоторых конструкциях горизонтальных кабелей для минимизации величины skew. В этих изделиях изоляцией из «быстрого» тефлона покрываются проводники тех пар, которые дают наибольшее время задержки [24].

2.1.3.7. Структурные и обычные возвратные потери

В электрическом кабельном тракте величина разброса задержек определяется в основном кабелем и поэтому вполне достаточно нормировать только ее значение. Нормировка параметра skew всего тракта используется на практике сравнительно редко. В качестве примера отметим компанию Molex, в кабельной системе Molex Premise Networks (ранее Mod-Tap) которой за счет применения специального кабеля гарантируется максимальная величина разброса задержек не выше 35 нс [26].

Ранее мы рассматривали идеальную однородную линию, в которой сигнал не испытывал отражений. Реальная линия всегда имеет более или менее сильные неоднородности, которые приводят к появлению отражений. Основными источниками неоднородностей являются производственные и эксплуатационные дефекты кабеля, разъемные соединители и оконечные нагрузки с сопротивлением, отличным от волнового. Электромагнитная волна, встречая такие неоднородно-

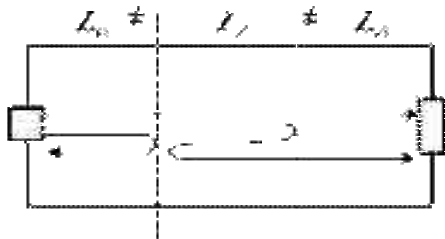


Рис. 22. Возникновение попутного и обратного потоков энергии

сти в процессе распространения по кабелю, частично отражается от них и возвращается к началу. При наличии нескольких неоднородностей волна претерпевает серию отражений. Результатом этого является возникновение в линии двух дополнительных паразитных потоков энергии: обратного, состоящего из суммы отраженных волн, и попутного, возникающего в результате двойных отражений.

Обратный поток приводит к колебаниям входного сопротивления. Это затрудняет согласование с аппаратурой на концах линии, что сопровождается ростом рабочего затухания и приводит к искажениям передаваемого сигнала. Попутный поток также искажает форму передаваемого сигнала и создает помехи передачи. Особенно заметно его влияние на качество телевизионного изображения. Для нормальной передачи телевизионных программ мощность попутного потока не должна превышать 1% от основного [18].

Интенсивность обратного отражения электромагнитных волн в местах неоднородности волнового сопротивления характеризуется параметром SRL (Structural Return Loss), который определяется как отношение мощности основного сигнала к мощности обратного потока энергии. Чем выше значение SRL, тем меньшую мощность имеют обратный и, соответственно, попутный потоки энергии и тем более качественным является кабель.

Этот параметр из-за своей малости нормируется в логарифмических единицах и в стандартах указывается для длины кабеля 100 м. Например, для горизонтального кабеля категории 5 в наихудших условиях его значение до частот 20 МГц должно составлять не менее 23 дБ. В полосе частот 20-100 МГц минимально допустимая величина параметра SRL рассчитывается по формуле:

$$SRL = 23 - 10\lg(f/20), \text{ дБ}, \quad (12)$$

где f — частота в МГц.

Норма на SRL должна соблюдаться для всех пар.

Из формулы 12 следует, что на верхней граничной частоте параметр SRL для кабелей категории 5 должен составлять не менее 16 дБ.

Иногда применяется более сложное описание минимального значения величины структурных возвратных потерь, форма которого основана на формуле 12. В качестве примера в табл. 15 приведена частотная зависимость параметра SRL для кабелей фирмы Siemon.

Анализ и нормирование рассматриваемого эффекта могут быть распространены также на весь электрический тракт целиком, то есть на кабель с установленными на его концах разъемами и подключенными шнурами. В этом случае гово-

рят просто о возвратных потерях RL (return loss), которые определяются абсолютно аналогично.

Таблица 15. Частотная зависимость величины минимальных структурных возвратных потерь кабелей фирмы Siemon [10]

Кабели категории 5а и 6		Кабели категории 7	
$1 < f < 10, \text{ ГГц}$	$20 + 5\lg f, \text{ дБ}$	$100 < f < 300, \text{ ГГц}$	21 дБ
$10 < f < 20, \text{ ГГц}$	25 дБ	$300 < f < 600, \text{ ГГц}$	$21 - 10\lg f / 300, \text{ дБ}$

Известно, что величина коэффициента отражения в точке с различными волновыми сопротивлениями Z_1 и Z_2 рассчитывается как [1]:

$$R = -20 \lg \left| \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right| \quad (13)$$

Действующими редакциями стандартов в СКС допускается применение кабелей с волновым сопротивлением 100, 120 и 150 Ом. Подставляя пары этих значений с минимальной разностью (например, 100 и 120 Ом) в формулу 13, получаем номинальное значение параметра RL в 11,4 дБ, что существенно меньше 16 дБ и не позволяет обеспечить требуемые параметры тракта передачи сигнала. На основании этого действующие редакции стандартов запрещают смешивать в одном тракте элементы с различным волновым сопротивлением.

2.1.3.8. Сопротивление связи

Сопротивление связи (от англ. transfer impedance, нем. Kopplungswiderstand) является мерой качества исполнения экрана у экранированного кабеля. Этот параметр определяется как отношение напряжения U_2 , наведенного током I_1 в экране, нормированного к единице длины кабеля (рис. 23):

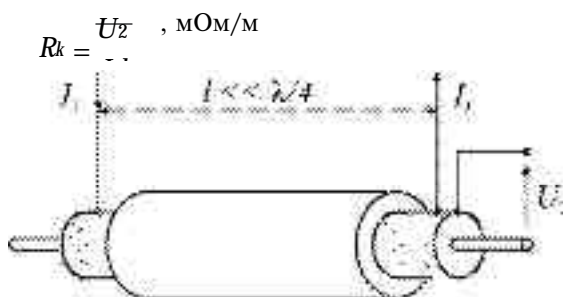


Рис. 23. К определению сопротивления связи

Таблица 16. Сопротивление связи для кабелей и коммутационных шнуров с волновым сопротивлением 100 Ом

× ãñîî òà, 1 Åó	Ñîî òîòåàåîí òà òàóñå, 1 Ò 1 / 1	Åàààåó	Øîîð
1	50	100	

дует, что более качественным является экран с меньшим сопротивлением связи. На практике в случае соблюдения правил прокладки и монтажа обычно достигаются существенно лучшие значения сопротивления связи. Так, например, на частоте 10 МГц для обычных пленочных экранов величина этого параметра равна примерно 30 мОм/м, тогда как для комбинированных экранов $R_k < 25$ мОм/м [19].

2.1.3.9. Шум от внешних источников электромагнитного излучения

Вследствие неидеальности балансировки в витых парах могут возникать наводки от внешних источников электромагнитного излучения. Имеется два основных вида внешних наводок:

Исторически эта величина применялась лишь к коаксиальным кабелям. С точки зрения теории помех экранированную симметричную витую пару удобно анализировать как коаксиальный кабель, причем экран играет роль внешнего проводника, а сама витая пара рассматривается как внутренний проводник, то есть вся цепь представляет собой несимметричную конструкцию.

Действующие редакции стандартов нормируют величину сопротивления связи как для кабелей, так и для коммутационных изделий (табл. 16). Из анализа определения данного параметра и рис. 23 сле-

- Электромагнитная интерференция EMI (Electromagnetic Interference). Для нее характерны низкие частоты и высокие амплитуды. Эту наводку создают в основном электромоторы, стартеры флуоресцентных ламп и силовые кабели.
- Радиочастотная интерференция RFI (Radio Frequency Interference). Для нее характерны высокие частоты и низкие амплитуды. Основными источниками наводок этого вида являются сотовые радиотелефоны, передатчики систем радиовещания и телевидения, а также источники питания с высокочастотным преобразованием.

В целом витые пары весьма устойчивы к мешающим воздействиям такого вида. Поэтому стандарты не предусматривают специальных требований к уровню шума, наведенного внешним электромагнитным излучением.

2.2. Передача сигналов по волоконным световодам

В волоконно-оптических кабельных системах сигналы передаются несущей оптического (обычно ближнего инфракрасного) диапазона волн по световодам из сверхчистого кварцевого стекла. Упрощенная структурная схема волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) показана на рис. 24. Электрический сигнал поступает на вход оптического передатчика и модулирует интенсивность выходно-

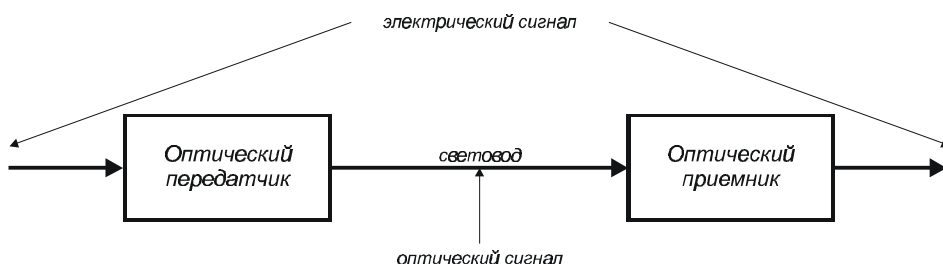


Рис. 24. Упрощенная структурная схема ВОЛС

го сигнала излучателя. Оптический сигнал распространяется по волоконному световоду и поступает на вход оптического приемника, который осуществляет его демодуляцию и восстанавливает исходный электрический сигнал. Для обеспечения возможности нормальной эксплуатации оптический передатчик и приемник снабжаются розетками оптических разъемов. Схема управления и излучатель оптического передатчика, а также фотодиод и усилитель фототока со схемой согласования оптического приемника в подавляющем большинстве случаев интегрируются в одном корпусе.

2.2.1. Процессы распространения излучения в волоконном световоде

Волоконный световод представляет собой тонкое стеклянное волокно цилиндрической формы, по которому происходит передача электромагнитного излучения оптического (обычно ближнего инфракрасного) диапазона длин волн, соответствующего частотам 10^{14} – 10^{15} Гц.

Принцип действия волоконного световода основан на использовании известных процессов отражения и преломления оптической волны на границе раздела

двух сред с различными оптическими свойствами. Оптические свойства материала зависят от показателя преломления n . Среда с большим показателем преломления называется оптически более плотной.

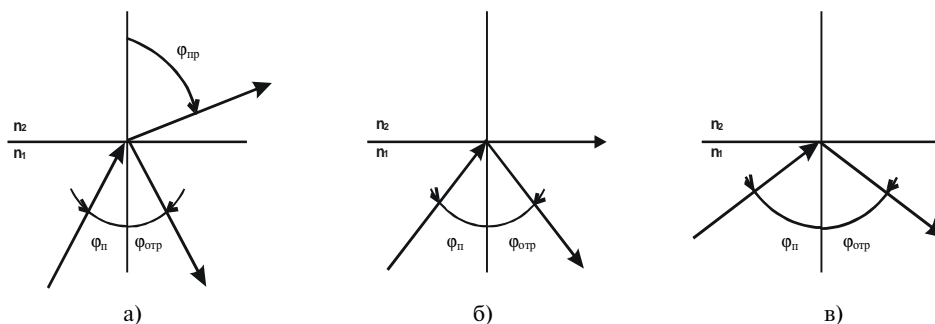


Рис. 25. Падение световой волны на границу раздела двух сред:

а) при $\varphi_{\text{п}} < \varphi_{\text{пво}}$, б) при $\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{пво}}$, в) при $\varphi_{\text{п}} > \varphi_{\text{пво}}$

При падении луча на границу раздела двух сред в общем случае появляется преломленная и отраженная волны (рис. 25). Согласно закону Снеллиуса, угол падения $\varphi_{\text{п}}$ связан с углами отражения $\varphi_{\text{отр}}$ и преломления $\varphi_{\text{пр}}$ следующим соотношением:

$$\varphi_{\text{п}} = \varphi_{\text{отр}}; \quad n_1 \times \sin \varphi_{\text{п}} = n_2 \times \sin \varphi_{\text{пр}}$$

Если луч выходит из оптически более плотной среды в менее плотную ($n_1 > n_2$), то $\varphi_{\text{пр}} > \varphi_{\text{п}}$. По мере увеличения угла падения можно достичь такого состояния, когда преломленный луч начинает скользить по границе раздела двух сред без перехода в оптически более плотную среду (рис. 25б). Угол падения, при котором наблюдается такой эффект, называется *предельным углом полного внутреннего отражения* $\varphi_{\text{пво}}$. Для всех углов падения, которые превышают предельный, будет иметь место только отражение, а преломленная волна будет отсутствовать (рис. 25в). Это явление, называемое *полным внутренним отражением*, положено в основу передачи оптического излучения по световоду.

Конструктивно волоконные световоды обычно имеют круглое поперечное сечение и образованы двумя основными элементами. В центре располагается *сердцевина* из оптически более плотного стекла, ее окружает *оболочка* из стекла с меньшей оптической плотностью⁹. Диаметры сердцевины и оболочки принято измерять в микрометрах и указывать в технических характеристиках волокна в явном виде через знак косой черты следующим образом: «диаметр сердцевины»/«диаметр оболочки». В соответствии с этим правилом 62,5/125 обозначает световод с диаметром сердцевины в 62,5 мкм и с оболочкой диаметром 125 мкм.

На границе раздела сердцевины и оболочки происходит отражение оптических лучей, которые распространяются вдоль оси световода. Таким образом, сердцевина служит для передачи электромагнитной энергии, а оболочка предназначена для создания условий отражения на границе раздела двух сред — сердцевины и оболочки и защиты от излучения энергии в окружающую среду.

⁹ В некоторых современных изданиях встречаются не совсем корректные названия этих элементов, такие как «ядро» и «буфер», полученные прямым переводом с английского языка. Правильным является использование терминов «сердцевина» и «оболочка», употребляемых в отечественной научно-технической литературе с середины 80-х годов.

Излучение внешнего источника, падающее на входной торец волоконного световода, возбуждает в нем несколько типов волн, которые называются *модами*. В свою очередь, моды делятся на *направляемые, вытекающие и излучаемые*.

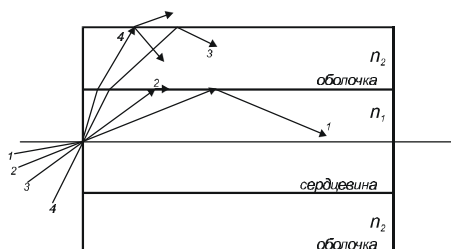


Рис. 26. Прохождение лучей в волоконном световоде

Лучи, которые падают на торец волокна под углом, превышающим Θ_A , достигают границы раздела сердцевина-оболочка и за счет преломления в оболочку теряют часть энергии, при этом сильно затухая (луч 3 на рис. 26). Эти моды называются *вытекающими*.

Наконец, при падении лучей под углами, существенно превышающими Θ_A , часть из них достигает внешней поверхности оболочки и излучается в окружающее пространство (луч 4 на рис. 26). Такие моды называются *излучаемыми*. Излучаемые моды возникают также в местах нерегулярностей световодов. Появление вытекающих и излучаемых мод приводит к росту потерь и искажениям передаваемой информации.

2.2.2. Типы волоконных световодов

Диаметр оболочки наиболее распространенных световодов составляет 125 мкм. Сердцевины имеют более разнообразный спектр диаметров. В зависимости от диаметра сердцевины оптические волокна делятся на две группы: *одномодовые* и *многомодовые*, причем последние могут быть ступенчатыми и градиентными. В многомодовых световодах диаметр сердцевины должен быть много больше длины волны оптической несущей, а условия полного внутреннего отражения должны выполняться для нескольких типов волн (мод), количество которых в серийных волокнах обычно составляет от 1000 до 2000.

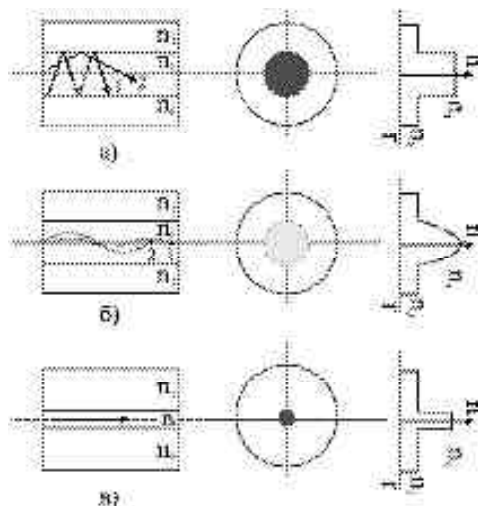


Рис. 27. Распространение световых лучей в световодах:

а) ступенчатом; б) градиентном; в) одномодовом

Показатель преломления оболочки, как правило, имеет постоянное значение, тогда как показатель преломления сердцевины может оставаться постоянным или же изменяться вдоль ее радиуса по определенному закону, который носит название *профиля показателя преломления*.

Простейшим типом волоконного световода является так называемый *ступенчатый* световод. В нем показатель преломления сердцевины остается постоянным вдоль ее радиуса. В ступенчатых многомодовых волокнах траектории лучей отдельных мод имеют вид зигзагообразных линий (рис. 27а).

От профиля показателя преломления в значительной степени зависят частотные свойства многомодовых световодов, поэтому на практике часто применяют отличные от ступенчатых профили. Так, например, в *градиентном* световоде показатель преломления за счет изменения количества легирующих добавок, главным образом германия, плавно снижается по мере удаления от оси по закону, близкому к квадратичной параболе (рис. 27б). В таких волокнах траектории распространения большинства лучей представляют собой плавные кривые. В США для градиентных световодов наиболее популярны сердцевины с диаметром 62,5 мкм, а в Европе и в России часто используются также волокна с диаметром сердцевины 50 мкм.

В одномодовых световодах диаметр сердцевины (7-10 мкм) соизмерим с длиной волны и за счет этого в нем существует только одна направляемая мода (рис. 27в).

2.2.3. Дисперсия электромагнитного излучения

Под дисперсией понимают увеличение длительности оптического импульса при прохождении им волоконного световода определенной длины, обычно 1 км.

Дисперсия, определяющая полосу пропускания световода, возникает из-за расхождения во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала. Наличие этого эффекта приводит к увеличению длительности оптического импульса в процессе его прохождения по оптическому кабелю (рис. 28), появлению межмодовой интерференции (наложению фронтов двух соседних импульсов друг на друга) и, в конечном счете, к увеличению вероятности ошибки принимаемого сигнала.

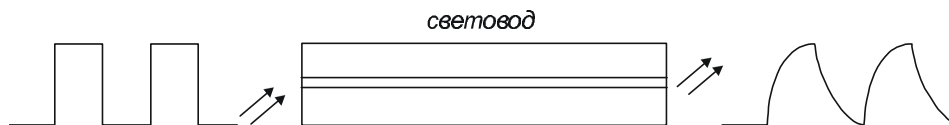


Рис. 28. Прохождение оптического импульса по световоду

Различают два вида дисперсии (рис. 29).

Хроматическая дисперсия. Она обусловлена зависимостью условий распространения света по волокну от длины волны. Хроматическая дисперсия возникает из-за конечной спектральной ширины оптической несущей выходного сигнала передатчика и имеет две составляющие: материальную и волноводную. **Материальная дисперсия** обусловлена зависимостью показателя преломления сердцевины и оболочки от длины волны. **Волноводная дисперсия** определяется зависимостью условий распространения моды от длины волны. Степень влияния хроматической дисперсии

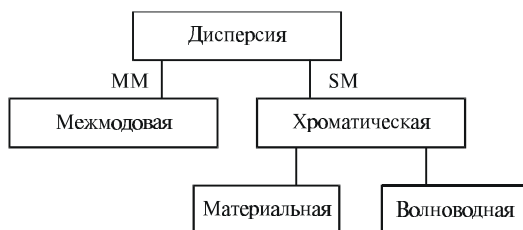


Рис. 29. Составляющие дисперсии

на частотные характеристики канала зависит в первую очередь от спектральных свойств источника излучения. Для лазерных источников благодаря узкой полосе частот излучаемой несущей дисперсия сказывается в меньшей степени. В некогерентных источниках (светодиодах) полоса несущей существенно шире и хроматическая дисперсия проявляется значительно сильнее.

Межмодовая дисперсия. Она возникает только в многомодовых световодах из-за наличия в них большого числа мод с различным временем распространения за счет разброса углов отражения и, соответственно, различной длины пути, который отдельные моды проходят в сердцевине волокна. Этот эффект демонстрируют рис. 27а и 27б. Из них видно, что градиентный световод обладает свойством удержания мод вблизи центра сердцевины. Лучи, которые распространяются дальше от центра, проходят больший путь, однако в материале с меньшей оптической плотностью, то есть с более высокой скоростью. Кроме того, по сравнению с волокном со ступенчатым профилем показателя преломления в нем существует меньшее количество мод. Совместное действие этих трех факторов приводит к тому, что градиентный световод имеет лучшие частотные свойства, и ширина его полосы пропускания более чем на порядок превышает аналогичный показатель ступенчатого волокна. Одновременно градиентные световоды почти не отличаются от ступенчатых по таким эксплуатационным параметрам, как удельные потери, эффективность ввода излучения, сложность сращивания и т.д., и за счет этого практически полностью вытеснили последние из областей массового использования. Поэтому ниже под многомодовыми световодами мы всегда будем подразумевать только волокна с градиентным профилем показателя преломления.

Результирующее значение расширения импульсов за счет межмодовой $\tau_{\text{мод}}$, материальной $\tau_{\text{мат}}$ и волноводной $\tau_{\text{вв}}$ дисперсии определяется по формуле [27]

$$\tau = (\tau_{\text{мод}}^2 + (\tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}})^2)^{1/2},$$

С учетом реального соотношения величин отдельных составляющих дисперсии для многомодовых волокон можно считать $\tau = \tau_{\text{мод}}$, а для одномодовых волокон $\tau = \tau_{\text{мат}} + \tau_{\text{вв}}$.

Для одномодовых световодов параметр дисперсии учитывает ее зависимость от спектральных свойств источника излучения и поэтому имеет размерность пс/нм×км. Современные волокна имеют величину дисперсии в пределах от 3 до 15-18 пс/нм×км. Волноводная $\tau_{\text{вв}}$ и материальная $\tau_{\text{мат}}$ составляющие хроматической дисперсии в районе длин волн 1200-1600 нм имеют, как правило, противоположные знаки. Так как волноводная дисперсия зависит от профиля показателя преломления, то, варьируя этот параметр для одномодовых световодов, можно на заранее заданной длине волны или же в определенной спектральной полосе получить нулевую или близкую к нулевой дисперсию. Поэтому для одномодовых волокон вместо абсолютной величины дисперсии иногда указывают значение волны нулевой дисперсии и крутизну спектральной характеристики дисперсии в окрестностях этой длины волны (для серийных световодов эти параметры обычно составляют 1300-1310 нм и 3,5 пс/нм²×км соответственно).

Частотные характеристики многомодовых волокон из-за преобладающего влияния межмодовой составляющей дисперсии мало зависят от спектральных свойств источника излучения. Поэтому их удобно оценивать эквивалентом дисперсии в частотной области, называемым *коэффициентом широкополосности* и имеющим размерность МГц×км. В зависимости от длины волны типовые значения коэффициента широкополосности для современных световодов составляют 200÷500 МГц×км.

Физический смысл данного коэффициента следующий: это ширина полосы пропускания оптического кабеля длиной 1 км. В отличие от электрических трактов передачи в оптических трактах из-за наличия так называемых квантовых шумов уровень собственной помехи на входе приемника оказывается достаточно высоким. Поэтому в технике оптической связи пользуются классическим определением, понимая под верхней граничной частотой, определяющей ширину полосы пропускания кабеля, ту частоту, на которой коэффициент передачи становится равным 0,707 относительно значения на низких частотах.

на заранее заданной длине волны или же в определенной спектральной полосе получить нулевую или близкую к нулевой дисперсию. Поэтому для одномодовых волокон вместо абсолютной величины дисперсии иногда указывают значение волны нулевой дисперсии и крутизну спектральной характеристики дисперсии в окрестностях этой длины волны (для серийных световодов эти параметры обычно составляют 1300-1310 нм и 3,5 пс/нм²×км соответственно).

Частотные характеристики многомодовых волокон из-за преобладающего влияния межмодовой составляющей дисперсии мало зависят от спектральных свойств источника излучения. Поэтому их удобно оценивать эквивалентом дисперсии в частотной области, называемым *коэффициентом широкополосности* и имеющим размерность МГц×км. В зависимости от длины волны типовые значения коэффициента широкополосности для современных световодов составляют 200÷500 МГц×км.

Физический смысл данного коэффициента следующий: это ширина полосы пропускания оптического кабеля длиной 1 км. В отличие от электрических трактов передачи в оптических трактах из-за наличия так называемых квантовых шумов уровень собственной помехи на входе приемника оказывается достаточно высоким. Поэтому в технике оптической связи пользуются классическим определением, понимая под верхней граничной частотой, определяющей ширину полосы пропускания кабеля, ту частоту, на которой коэффициент передачи становится равным 0,707 относительно значения на низких частотах.

Таблица 17. Соответствие уровней и мощностей оптических сигналов

Уровень, дБм	Мощность	Уровень, дБм	Мощность
0	1 мВт	-30	1 мкВт
-10	100 мкВт	-33	500 нВт
-13	50 мкВт	-40	100 нВт
-20	10 мкВт	-50	10 нВт
-23	5 мкВт	-60	1 нВт

2.2.4. Затухание сигналов в световодах

2.2.4.1. Единицы измерения оптической мощности

При расчете параметров линейно-кабельных сооружений оптической линии связи из-за экспоненциальной зависимости мощности сигнала от расстояния удобно пользоваться логарифмическими единицами, переход к которым позволяет свести основные расчеты мощностей сигналов к операциям сложения и вычитания.

В качестве нулевого уровня в технике оптической связи принято значение 1 мВт, которое примерно соответствует максимальной мощности излучения типичного полупроводникового лазера и светодиода, а под уровнем мощности понимается величина

$$p = 10 \lg(P/1 \text{ мВт}) [\text{дБм}],$$

где P — мощность оптического сигнала.

В табл. 17 дано соответствие уровней и мощностей оптических сигналов в типичных для волоконной оптики диапазонах их изменения.

2.2.4.2. Механизмы потерь

Оптический сигнал в процессе распространения по волокну постепенно теряет свою энергию. Этот эффект называется затуханием. От величины затухания зависит максимальная дальность связи между двумя приемопередатчиками. В волоконно-оптической технике связи затухание принято измерять в децибелах.

Затухание в волоконных световодах обусловлено потерями на рассеяние и потерями на поглощение.

Потери на рассеяние обусловлены флуктуациями средней плотности и связанными с ними флуктуациями показателя преломления материала сердцевины. При попадании оптических лучей на эти нерегулярности они меняют свое направление распространения и высвечиваются в окружающее пространство. Величина потерь на рассеяние, называемое релеевским, рассчитывается по формуле [27]:

$$\alpha_r = K_p / \lambda^4 \text{ [дБ/км]},$$

где: K_p — коэффициент рассеяния, равный для кварца $0,8 \text{ мкм}^4 \times \text{дБ/км}$;

λ — длина волны в мкм.

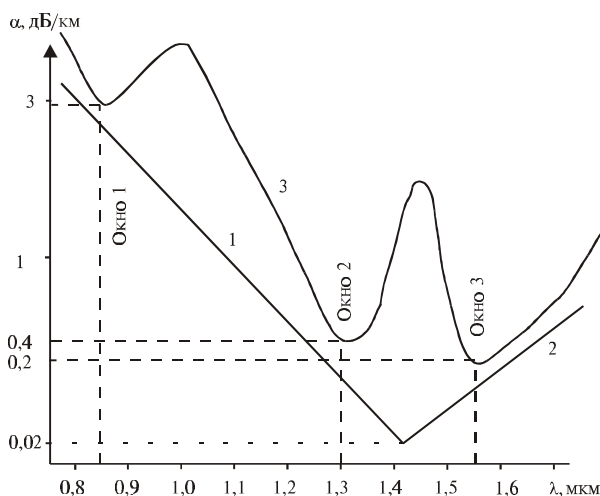


Рис. 30. Зависимость затухания кварцевого волоконного световода от длины волны

Потери на поглощение вызваны инфракрасным поглощением и становятся заметны при $\lambda > 1,7 \text{ мкм}$. Величина этих потерь рассчитывается по формуле [27]:

$$\alpha_{ик} = C * e^{-k/\lambda} \text{ [дБ/км]},$$

где для кварца $k = 0,8 \times 10^{-6} \text{ м}$, $C = 0,9$ — постоянные коэффициенты.

Потери на релеевское рассеяние (кривая 1 на рис. 30) и инфракрасное поглощение (кривая 2 на рис. 30)

определяют нижний предел потерь волоконного световода. Как видно из рис. 30, нижний теоретический предел потерь в кварцевом световоде находится в районе длины волны 1,4 мкм. Минимальная величина потерь никогда не достигается по двум основным причинам:

- в процессе изготовления оптического кабеля возникают так называемые кабельные потери, которые обусловлены деформациями волокна при наложении покрытий и защитных оболочек, а также скруткой элементов кабельного сердечника;
- материал сердцевины световода из-за конечной эффективности очистки содержит атомы и молекулы примесей, резонансное возбуждение которых приводит к резкому возрастанию потерь на определенных длинах волн. В диапазоне 0,8-1,7 мкм наибольший вклад в величину потерь вносят пары воды

Таблица 18. Типовые значения затуханий оптических сигналов в окнах прозрачности

Окно прозрачности	Длина волны, мкм			Типовое затухание, дБ/км
	Минимальная	Центральная	Максимальная	
1	790	850	910	2-3
2 (ММ)	1285	1300	1330	0,7-1,5
2 (SM)	1288	1310	1339	0,4-1,0
3	1525	1550	1575	0,2-0,4

и металлы первой группы Периодической системы элементов (никель, железо, хром и др.). Для получения приемлемого уровня потерь концентрация примесей не должна превышать 10^{-9} .

Таким образом, область эффективного использования кварцевых волоконных световодов ограничена диапазоном видимого и ближнего инфракрасного диапазонов (ИК) длин волн. Для среднего и дальнего ИК диапазонов необходимы новые материалы.

На рис. 30 в виде кривой 3 показана спектральная зависимость коэффициента затухания реальных световодов с учетом фундаментальных и дополнительных потерь, вызываемых примесями. Из графика понятно, что работа по волоконно-оптическим кабелям эффективна не на всех длинах волн, а только в определенных участках спектра, где наблюдаются минимальные потери. Области минимальных потерь получили название *окон прозрачности*. Для кварцевых световодов практический интерес представляют три окна прозрачности. Значения границ окон прозрачности определены в стандарте ISO/IEC 11801 и приведены в табл. 18. Характеристики полупроводниковых излучателей и фотоприемников оптимизированы для работы в этих окнах.

Из рис. 30 и табл. 18 видно, что переход из первого во второе окно прозрачности дает существенный выигрыш по величине затухания, тогда как работа в третьем окне большого выигрыша не приносит. Кроме того, по мере увеличения рабочей длины волны начинает быстро расти стоимость активных оптоэлектронных компонентов. В линиях оптической связи локальных сетей, для обслуживания которых в основном используются волоконно-оптические тракты магистральных подсистем СКС, из-за сравнительно малой протяженности кабельных трасс стоимость оконечной аппаратуры является относительно большой величиной. Поэтому с учетом перечисленных выше обстоятельств в технике СКС в подавляющем большинстве случаев используют первое и второе окна прозрачности. Нормировка параметров одномодовых световодов, используемых при создании подсистем внешних магистралей, выполняется из соображений предпосылок применения в СКС одномодовых оптических кабелей, разработанных для городских и междугородных сетей связи. Линии дальней связи, стоимость которых определяется в первую очередь длиной участка регенерации, работают в основном во втором и третьем окнах прозрачности, где кроме низкого затухания достигается также малая величина дисперсии.

2.3. Передача цифровой информации по электрическим и оптическим трактам СКС

СКС создается для обеспечения различной сетевой аппаратуры средой передачи информации. При выборе принципов построения этой аппаратуры и используемых при ее создании схмотехнических решений разработчики обязательно учитывают особенности оптических кабелей и кабелей из витых пар как направляющей системы электромагнитных колебаний. Это позволяет существенно улучшить характеристики оборудования по дальности связи, пропускной способности и помехоустойчивости.

2.3.1. Линейные коды сетевой аппаратуры

2.3.1.1. Требования к кодам

Рассмотрим произвольную цифровую информационную посылку, которая образована последовательностью отдельных битов. Каждый такой бит представляется в сетевом устройстве прямоугольным импульсом длительностью $T_{\text{и}}/2$, где $T_{\text{и}}$ — длительность тактового интервала. Амплитуда импульса в соответствии с принципами цифрового представления сигналов может принимать только одно из двух фиксированных значений: логический 0 кодируется, например, положительным напряжением сигнала, а логическая 1 — его отсутствием. Передача таких элементарных посылок через канал связи выполняется последовательно с тактовой частотой $f_{\text{т}} = 1/T_{\text{и}}$. Наиболее простым способом доставки рассматриваемой последовательности от передатчика к приемнику является непосредственная ее передача в линию без применения каких-либо предварительных преобразований. Подобный способ представления сигнала получил название «кодирование без возврата к нулю», или кодирования NRZ (от англ. — Non Return to Zero). Термин «без возврата» в данном случае означает, что на протяжении всего тактового интервала не происходит изменения уровня сигнала.

В силу определенных причин, которые подробно обсуждаются ниже, применение NRZ-кодирования для передачи информации по трактам СКС является неоптимальным и в состав схем передатчика вводится кодер. В функции этого устройства входит выполнение предварительного преобразования сигнала, которое заключается в добавлении к исходной информационной последовательности новых импульсов, изменении полярности и длительности исходных посылок. За счет этого линейный сигнал существенно лучше адаптирован к условиям передачи в линии связи. В ходе дальнейшего рассмотрения предполагается, что форма импульса кодером не меняется и остается прямоугольной. Таким образом, код в линии может существенно отличаться от кода исходной цифровой последовательности. На приемном конце декодер осуществляет обратное преобразование и восстанавливает исходное сообщение, которое поступает в приемник.

К линейным кодам предъявляется ряд требований, основные из которых могут быть сформулированы следующим образом:

- энергетический спектр линейного кода должен иметь минимальное содержание ВЧ- и НЧ-составляющих. При этом желательно, чтобы основная доля энергетического спектра была сосредоточена в относительно узком частотном диапазоне, так как это обеспечивает уменьшение искажений сигнала при ограниченной ширине полосы пропускания линейного тракта;
- статистические характеристики сигнала должны обеспечить устойчивую работу приемных устройств, а также возможность контроля ошибок в регенераторах;
- код не должен налагать ограничений на передаваемое сообщение и должен обеспечить переда-

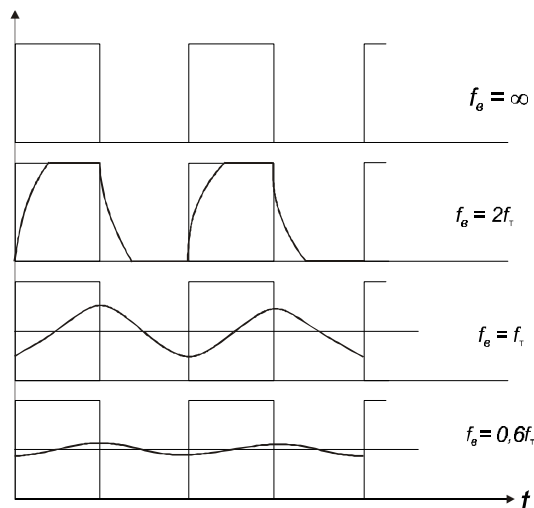


Рис. 31. Форма сигнала на выходе низкочастотного фильтра при различной ширине полосы пропускания

- устройства кодирования и декодирования линейного сигнала, а также схемы выделения тактовой частоты должны иметь максимально простую конструкцию.

2.3.1.2. Связь тактовой частоты цифрового сигнала с полосой пропускания канала связи

Основная масса аппаратуры, которая работает по электрическим трактам СКС, использует для организации информационного обмена цифровые сигналы. Большинство параметров тракта передачи электрических подсистем СКС традиционно для кабельной техники нормируется в частотной области, то есть значения, например, затухания и переходного затухания указываются на определенной частоте. Линии волоконно-оптической связи изначально создавались в основном для передачи цифровых сигналов. Поэтому многие параметры задаются во временной области, например, широкополосность одномодовых систем описывалась параметром дисперсии (см. параграф 2.2.3). Тем не менее и здесь достаточно широко используется нормировка в частотной области. Например, в многомодовой технике ширина полосы пропускания рассчитывается через коэффициент широкополосности.

Для выполнения различного рода инженерных расчетов и оценки возможности использования трактов СКС сетевой аппаратурой различного назначения необходим эффективный механизм, позволяющий однозначно связать между собой скорость передачи информации, тактовую частоту линейного сигнала и требуемую ширину полосы пропускания тракта.

Допустим, что по линии связи передается цифровой сигнал $f(t)$ в виде регулярной последовательности прямоугольных импульсов с единичной амплитудой и скважностью $Q = 2$ (рис. 31). Этот сигнал представляет собой периодическую функцию времени и может быть разложен в ряд Фурье, который в данном случае имеет вид:

$$f(t) = 1/2 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos 2k\pi f_T t,$$

где $a_k = \sin(\pi k / 2) / (\pi k / 2)$

Из приведенного соотношения следует, что для восстановления сигнала на приемном конце вполне достаточно первой гармоники исходной сигнальной последовательности. Отсюда немедленно дополнительно получаем важный практический вывод о том, что скорость передачи цифровой информации по одной витой паре в одном направлении может вдвое превышать тактовую частоту. Это неочевидное на первый взгляд положение следует из того факта, что два перепада импульса цифрового сигнала (или отсчета, по терминологии теоремы Найквиста¹⁰), необходимые для полного восстановления его формы, присутствуют на половине длительности тактового интервала. При этом вторая половина используется просто как защитный интервал и служит для отделения одного импульса от другого. Таким образом, теоретически для восстановления сигнала на приемной стороне верхняя граничная частота канала связи должна составлять не менее половины скорости модуляции цифрового сигнала. На рис. 31 данное положение проиллюстрировано в виде эпюр напряжений сигнала последовательности прямоугольных

¹⁰ В отечественной научно-технической литературе она называется теоремой Котельникова, иногда — теоремой Котельникова-Найквиста.

Таблица 19. Общие свойства различных методов обеспечения тактовой синхронизации

Метод	Старт-стопный	По выделенному каналу	Предопределенные синхро-последовательности	Самосинхронизации
Вид	Асинхронный	Синхронный	Синхронный	Синхронный
Эффективность использования полосы пропускания канала связи	Низкая	Низкая (требует выделенного канала)	Высокая	Средняя
Сложность схемотехнических решений	Низкая	Низкая	Высокая	Средняя — низкая*
Скорость вхождения в синхронизм	Высокая	Высокая	Средняя	Высокая — средняя*
Помехоустойчивость	Высокая	Высокая	Средняя	Высокая

* В зависимости от вида применяемого кода

импульсов со скажностью $Q = 2$ при различной ширине полосы пропускания низкочастотного фильтра первого порядка, которым моделируется канал связи с конечной шириной полосы пропускания. Видно, что при верхней граничной частоте фильтра, близкой к $f_v = f_t/2$, корректная работа декодера становится принципиально невозможной. При уменьшении f_v ниже f_t наряду с «завалом» переднего и заднего фронтов импульсов начинается также заметное уменьшение их амплитуды (инертность фильтра настолько высока, что его выходной сигнал не может достигнуть своего максимального значения за время нахождения входного сигнала в состоянии высокого уровня). Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум и к падению помехоустойчивости. Для устранения этого нежелательного эффекта на практике расширяют полосу пропускания трактов электрических и оптических систем связи на витых парах максимум в два раза относительно теоретического минимума.

2.3.1.3. Способы обеспечения тактовой синхронизации в цифровой сетевой аппаратуре

Одной из проблем, возникающих при передаче сигналов по цифровым каналам связи, является необходимость обеспечения синхронной побитной работы передатчика и приемника (или тактовой синхронизации). Она необходима для правильного определения приемником момента времени, в который он должен производить стробирование входного сигнала и декодирование полученной информации. В зависимости от принципа реализации различают асинхронную и синхронную тактовую синхронизацию, которая может быть реализована различными методами. Общие свойства этих методов систематизированы в табл. 19.

В *асинхронных* системах тактовые генераторы приемника и передатчика работают примерно на одинаковых частотах, однако функционируют полностью независимо друг от друга, а синхронизация обеспечивается за счет введения дополнительных импульсов. Один из возможных и наиболее часто применяемых на практике алгоритмов выполнения асинхронной тактовой синхронизации реализуется следующим образом. Непосредственно перед началом передачи данных в канал связи передается одиночный стартовый импульс. После получения этого импульса приемник начинает процесс приема и декодирования под управлением своего внутреннего тактового генератора. Из-за разности частот задающих генераторов приемника и передатчика данная процедура протекает за относительно небольшой промежуток времени и сопровождается обработкой определенного количества посылок цифрового сигнала. Последним в передаваемой в канал связи импульсной последователь-

ности всегда проходит стоповый импульс, при получении которого приемник прекращает процесс декодирования. Очередная последовательность данных может быть передана после паузы большей или меньшей длительности (защитного интервала) и также должна сопровождаться стартовым и стоповым сигналами. Подобный принцип используется в работе интерфейса RS-232 в асинхронном режиме. Ранее такой метод передачи широко использовался также в низкоскоростной телеграфии, где был известен под названием **старт-стопного метода**.

В группу *синхронных* методов тактовой синхронизации входят:

- синхронизация по выделенному каналу;
- предопределенные синхропоследовательности;
- самосинхронизация.

Синхронизация по выделенному каналу заключается в использовании передатчиком и приемником одного общего тактового генератора с передачей его синхросигналов по выделенному параллельному каналу. Это способ широко применяется в каналах связи небольшой протяженности, например в различных вариантах синхронного интерфейса RS-232. Однако для большинства высокоскоростных систем связи, работающих по каналам СКС, использование для синхронизации соседних витых пар или оптических волокон оказывается экономически нецелесообразным. Кроме того, на длинных линиях могут возникнуть дополнительные технические трудности, связанные с ненулевой разностью задержек прохождения кабелного тракта информационным и синхронизирующим сигналами (skew).

Предопределенные синхропоследовательности (синхрокомбинации) периодически вставляются в сигнал на передающем конце между посылками данных. Устройство выделения тактовой частоты приемника настроено на прием такой синхропоследовательности и использует результат ее обработки для постоянной подстройки своего внутреннего тактового генератора. Этот метод чрезвычайно эффективен в смысле использования полосы пропускания канала связи, однако требует достаточно сложных схем выделения синхрокомбинаций из непрерывного потока данных с их последующей обработкой и не обеспечивает высокой скорости вхождения в синхронизм, очень важной для большинства типов сетевой

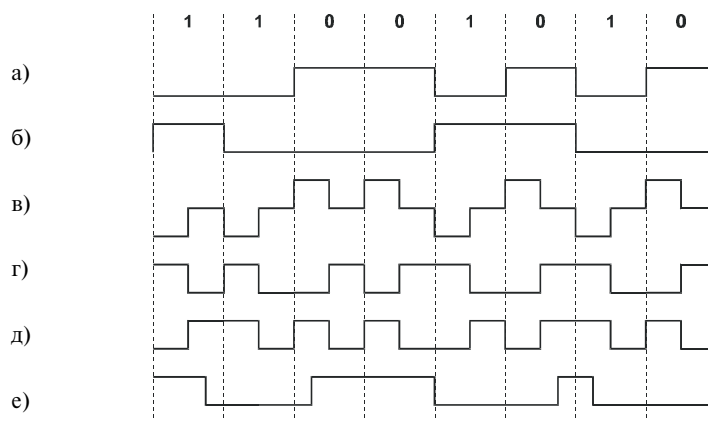


Рис. 32. Цифровые коды:

- а) без возврата к нулю по уровню (NRZ);
 б) без возврата к нулю с инверсией на единицах (NRZI); в) с возвратом к нулю (RZ);
 г) манчестерский; д) дифференциальный манчестерский; е) блочный код 4B5B + NRZI

аппаратуры ЛВС. Он широко применяется в цифровых системах телефонной связи и другого оборудования, которое устанавливается на сетях связи общего пользования.

Метод **самосинхронизации** также основан на применении двух разных тактовых генераторов в передатчике и в приемнике, однако не предусматривает выделения отдельных сигналов для их синхронизации. Основная идея его реализации заключается в том, чтобы придать такой вид самому линейному сигналу, который позволяет приемнику постоянно подстраивать частоту своего тактового генератора под частоту сигнала, компенсируя тем самым взаимный дрейф частот синхросигналов. Для этого алгоритм формирования линейного кода выбирается таким образом, чтобы сигнал в линии имел частые достаточно регулярные смены состояния между логическими 0 и 1. Данные переходы являются тем управляющим воздействием, которое осуществляет подстройку частоты тактового генератора приемника. Получившие широкое распространение в ЛВС коды, реализующие рассматриваемый принцип, называются самосинхронизирующими. В отличие от старт-стопного механизма такой способ обеспечения синхронизации не требует наличия защитного интервала между отдельными блоками данных, что позволяет более эффективно использовать пропускную способность канала связи. От метода предопределенных синхропоследовательностей рассматриваемый метод выгодно отличается высокой скоростью вхождения в синхронизм приемника и передатчика.

2.3.2. Коды низкоскоростных электрических систем

На рис. 32 показаны примеры некоторых типов линейных сигналов при кодировании кодами различных видов исходного цифрового сообщения длиной 1 байт (11001010 в двоичном коде).

2.3.2.1. Коды без возврата к нулю

Код без возврата к нулю по уровню (рис. 32а). Код NRZ, основанный на последовательной без каких-либо предварительных преобразований передаче отдельных битов исходного сообщения в канал связи, является примером простейшей реализации модуляции уровнем сигнала. Его основное преимущество — простота реализации и минимальная потребность в ширине полосы пропускания канала. Главным недостатком NRZ-кодирования считается сложность синхронизации. Это обусловлено тем, что на длинных последовательностях следующих подряд друг за другом нулей и единиц подстройка тактовых генераторов приемника невозможна.

Код NRZ обычно используется в цифровых микросхемах сетевого оборудования. Синхронизация этих устройств обеспечивается подключением к общей шине синхронизации сетевого интерфейса. В каналах связи код NRZ обычно применяется там, где организация выделенных линий синхронизации не вызывает проблем, например для реализации интерфейсов V.24 (RS-232). Отметим, что код NRZ имеет постоянную составляющую, то есть для его передачи линия связи должна пропускать сигналы с нулевой частотой. Одним из условий реализации балансной передачи по витым парам является применение в приемопередатчиках сетевого оборудования развязывающих согласующих трансформаторов, передача постоянной составляющей сигнала через которые невозможна. Для устранения этого недостатка в симметричных цепях используется модификация кода NRZ, получившая название полярного кода без возврата к нулю (PNRZ — Polar Non Return to Zero). В нем логическая 1 кодируется отрицательным напряжением, а логический 0 положительным. Однако и в этом случае из-за невозможности передачи постоянной составляющей сигнал в коде PNRZ на длинных последовательностях нулей и единиц стремится к нулю, то есть испытывает сильные искажения и правильно передаваться не будет.

Код без возврата к нулю с инверсией на единицах — NRZ-I (Non Return to Zero, Invert on ones), рис. 33б. Код NRZ-I является простейшей реализацией принципа кодирования сменой уровня сигнала или дифференциального кодирования. Сигнал на протяжении всего тактового интервала не меняется, при этом логические 0 и 1 кодируются отсутствием и наличием смены уровня сигнала в начале интервала соответственно. Применение дифференциальных кодов дает определенные преимущества при организации канала связи в сложной помеховой обстановке. В этой ситуации определение смены уровня сигнала оказывается более надежным, чем сравнение его абсолютного уровня с пороговым значением, выполняемое компаратором.

Из описанного выше алгоритма формирования линейной кодовой последовательности явственно следует, что использование кода NRZ-I наиболее эффективно в тех случаях, когда вероятность P появления одного логического символа в такой последовательности существенно превышает вероятность появления другого, например $P(1) \gg P(0)$. В рассматриваемом случае потеря синхронизации может произойти только на длинных последовательностях нулей. Для устранения этого недостатка используется так называемое скремблирование, основанное на прерывании таких последовательностей избыточной логической единицей. На практике применяются как программные, так и аппаратные реализации скремблера. Программная реализация скремблера обычно возлагается на протокол более высокого уровня. Примером может служить протокол кодирования SDLC/HDLC кодом NRZ-I. Аппаратный скремблер, используемый в сетях CDDI (TP-PMD) и 100Base-TX, более подробно рассматривается ниже.

2.3.2.2. Коды с возвратом к нулю

Для устранения отмеченных выше недостатков кодов NRZ и PNRZ используются более сложные принципы кодирования, которые основаны на добавлении новых импульсов к исходной последовательности, а также возможной инверсии отдельных элементов этой последовательности по специально подобранному алгоритму. Совокупность этих приемов позволяет оптимальным образом согласовать свойства сигнала с параметрами канала связи по тому или иному критерию, что сопровождается увеличением помехоустойчивости, обеспечивает надежную работу цепей тактовой синхронизации, позволяет более полно использовать потенциальную пропускную способность канала связи и увеличить за счет этого быстродействие сетевой аппаратуры. Основой положительного эффекта является введение в линейный сигнал определенной избыточности. Внешне она выражается в том, что тактовая частота $f_{\text{л}}$ линейного сигнала возрастает по сравнению с информационной, то есть $f_{\text{л}} > f_{\text{и}}$.

Код с возвратом к нулю — RZ (Return to Zero), рис. 32в. Код RZ использует импульсы разной полярности для представления логических 0 и 1 с возвратом к среднему уровню в середине тактового интервала. Этот код относится к классу самосинхронизирующихся, так как обеспечивает гарантированную смену уровня сигнала на каждом тактовом интервале. Другим его преимуществом является отсутствие постоянной составляющей сигнала, что делает возможным его применение в системах связи с балансной передачей. Однако при передаче каждого бита сигнал дважды меняет свой уровень, что приводит к удвоению тактовой частоты и, соответственно, удвоению необходимой ширины полосы частот канала по сравнению с NRZ-кодом. Применение RZ-кодов требует формирования и обработки трехуровневых сигналов, что несколько усложняет схемотехнические решения приемопередатчиков электрических систем и по рассмотренным далее причинам практически не позволяет применять его в технике оптической связи.

Манчестерский (Manchester) код (рис. 32г). Этот самосинхронизирующийся код без постоянной составляющей формирует сигнал только с двумя уровнями и определяет значение бита направлением смены уровня сигнала на середине тактового интервала. Логический 0 кодируется сменой уровня сигнала от низкого к высокому, а логическая 1 — от высокого к низкому (то есть на тактовом интервале $T_{\text{и}}$ всегда присутствует импульс длительностью $T_{\text{и}}/2$, причем при передаче 0 он находится в первой половине этого интервала, а при передаче 1 — во второй). При переходе от нуля к единице или обратно изменения уровня не происходит. Отсутствие изменения уровня сигнала в середине тактового интервала используется в качестве признака срабатывания решающего устройства декодера в некоторых типах приемников. Код рассматриваемого вида за счет наличия гарантированного перепада в середине тактового интервала существенно упрощает схемы синхронизации приемника, и его сигнал не имеет постоянной составляющей. Однако его применение также приводит к удвоению тактовой частоты относительно NRZ-кодов.

Простота схемотехнической реализации приемников и передатчиков с манчестерским кодированием привела к очень широкому их распространению на практике. Так, например, манчестерское кодирование используется во всех разновидностях интерфейсов сети Ethernet со скоростью передачи данных 10 Мбит/с (10Base-5, 10Base-2, 10Base-T и FOIRL). Для них тактовая частота линейного сигнала составляет 20 МГц. Как было показано выше, для восстановления сигнала на приемной стороне верхняя граничная частота канала связи должна составлять не менее половины тактовой частоты цифрового линейного сигнала. Каналы связи категории 3, на которых работает сеть Ethernet 10Base-T, имеют верхнюю граничную частоту 16 МГц, что в 1,6 раза превышает теоретический минимум. Все частотные составляющие свыше 16 МГц рассматриваются как помехи и подавляются низкочастотным фильтром на входе приемника.

Дифференциальный манчестерский (Differential Manchester) код (рис. 32д), как это следует из его названия, является разновидностью манчестерского кода. Сердину тактового интервала линейного сигнала он использует только для синхронизации, и на ней всегда происходит смена уровня сигнала. Логические 0 и 1 передаются наличием или отсутствием смены уровня сигнала в начале тактового интервала, соответственно. Рассматриваемый код имеет те же самые преимущества и недостатки, что и манчестерский. Примером системы передачи данных с дифференциальным манчестерским кодированием является сеть Token Ring 4 и 16 Мбит/с. 16-мегабитный вариант этой сети работает по каналам связи на основе витых пар категории 4 с верхней граничной частотой 20 МГц, что всего в

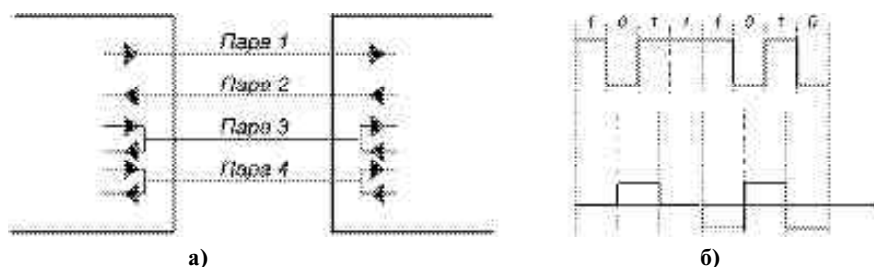


Рис. 33. Сетевой интерфейс 100Base-T4:

а) схема взаимодействия; б) кодирование 8В/6Т

1,25 раза превышает теоретический минимум. Столь малый запас требует достаточно сложных схем обработки сигнала, что не в последнюю очередь определяет высокую стоимость сетевого оборудования этого стандарта.

2.3.3. Особенности использования кабелей из витых пар высокоскоростными сетевыми устройствами

К высокоскоростным сетевым устройствам в данном случае отнесем сетевые интерфейсы ЛВС со скоростью передачи 100 и 1000 Мбит/с. По сравнению с низкоскоростными аналогами они имеют две основные особенности:

- широкое применение процедур параллельной передачи информационного потока по нескольким витым парам одновременно;
- использование многоуровневого кодирования.

При этом в каждом конкретном случае применение этих принципов для реализации интерфейса имеет свои особенности.

2.3.3.1. Схема кодирования сети 100Base-T4

Интерфейс типа 100Base-T4 разрабатывался с учетом возможностей использования существующей кабельной проводки категории 3 для передачи 100-мегабитных сигналов в полудуплексном режиме. Структурная схема взаимодействия двух

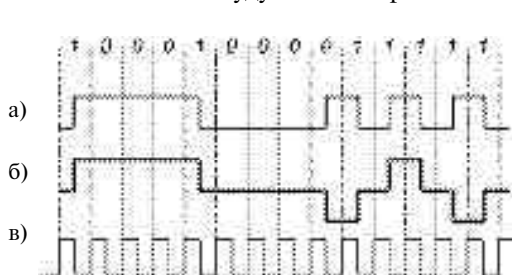


Рис. 34. Схема кодирования MLT-3:

- а) сигнал в коде NRZI; б) сигнал в коде MLT-3;
в) сигнал тактового генератора

сетевых интерфейсов 100Base-T4 изображена на рис. 33а. В оборудовании рассматриваемого стандарта для передачи информации в каждый конкретный момент задействованы одновременно три пары. Пары 1 и 2 применяются для однонаправленной передачи сигналов, что обеспечивает возможность функционирования механизма обнаружения коллизий, тогда как пары 3 и 4 могут работать в режиме двунаправленной передачи. Направление передачи данных по этим парам в дан-

ный конкретный момент времени определяется управляющими сигналами. Использование трех витых пар одновременно позволяет передавать по каждой из них информационный поток со скоростью $100/3 = 33,33$ Мбит/с. Для уменьшения тактовой частоты применяется формирование линейного сигнала с трехуровневым кодом 8В/6Т. Согласно алгоритму его реализации в кодере передатчика любой поступающий на него 8-битовый символ в соответствии со специальной кодовой таблицей преобразуется в шесть трехуровневых символов, которые попарно передаются по трем витым парам. В результате этого тактовая частота линейного сигнала снижается до значения $(100/3) \times 6/8 = 25$ МГц. Минимальная ширина канала связи для передачи цифрового сигнала с такой частотой составляет 12,5 МГц, что в 1,28 раза меньше ширины полосы пропускания стандартного кабельного тракта категории 3 (16 МГц).

2.3.3.2. Схема кодирования TP-PMD и 100Base-TX

Схемы кодирования линейных сигналов сетевых интерфейсов TP-PMD и 100Base-TX полностью идентичны друг другу и используют трехуровневый сигнал типа MLT-3. При этом передача выполняется только по двум витым парам категории 5 и может вестись в полнодуплексном режиме.

Особенностью кодеров рассматриваемых интерфейсов является то, что разработанный сначала сетевой интерфейс TP-PMD должен был обеспечить совместимость с уровнем РНУ спецификации FDDI, на котором используется рассматриваемое далее блочное кодирование типа 4B5B. Таким образом, на вход линейного кодера MLT-3 в этих интерфейсах всегда поступает сигнал с тактовой частотой 125 МГц.

Код MLT-3 (Multi Level Transmission) реализуется аналогично коду NRZ-I и обозначается иногда MLT-3 + NRZ-I. Изменение уровня линейного сигнала происходит только в том случае, если на вход кодера поступает единица, однако, в отличие от кода NRZ-I, алгоритм формирования выбран таким образом, чтобы два соседних изменения всегда имели противоположные направления. Формально код MLT-3 является двоичным, однако применение для его построения описанного выше алгоритма позволяет получить сигнал с тремя состояниями и постоянной составляющей, мало отличающейся от нуля даже в самых неблагоприятных ситуациях. Чтобы подчеркнуть эту особенность, коды вида MLT-3 иногда выделяют в отдельный подкласс под названием квазитроичных.

Ранее было отмечено, что код NRZ-I не позволяет обеспечить устойчивую синхронизацию без применения специальных мер. В данном конкретном случае эти меры сводятся к принудительному введению во входной сигнал кодера сигналов логической единицы при обнаружении длинных последовательностей нулей. В интерфейсах TP-PMD и 100Base-TX данная функция реализуется с использованием аппаратного скремблера. Технически это устройство представляет собой сдвиговый регистр и генерирует квазислучайную последовательность в соответствии с порождающим полиномом вида $x^{11} + x^9$. Входным сигналом регистра является сама информационная последовательность. Скремблер устанавливается на входе кодера MLT-3. В приемнике на выходе декодера включается дескремблер, который восстанавливает исходный вид информационного сигнала. Синхронизация их работы обеспечивается с помощью сигналов состояния линии. Скремблер устраняет выбросы на энергетическом спектре линейного сигнала, что дает возможность получения приемлемого уровня переходного затухания без использования экранированной витой пары. Еще одно следствие использования этого устройства — минимизация отклонения от нуля постоянной составляющей линейного сигнала.

Применение трехуровневого кодирования MLT-3 позволяет вдвое уменьшить тактовую частоту линейного сигнала, которая составляет $125/2 = 62,5$ МГц. Это значение с определенным запасом соответствует параметрам электрического линейного тракта, которые могут быть получены при его построении с помощью элементов категории 5.

Сравнение сетевых интерфейсов 100Base-T4 и 100Base-TX показывает, что при одинаковых скоростях передачи (100 Мбит/с) переход 100Base-TX на работу по более качественному тракту категории 5 обеспечивает:

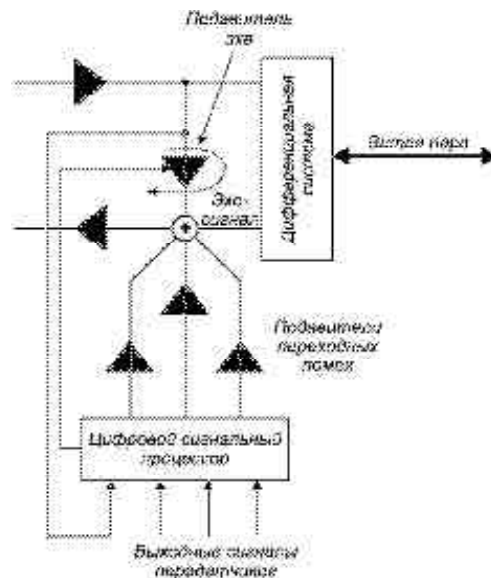


Рис. 35. Упрощенная структурная схема передатчика 1000Base-T

- возможность реализации полнодуплексного режима работы сетевого интерфейса 100Base-TX, что фактически эквивалентно увеличению пропускной способности канала связи вдвое;
- существенное упрощение схем электронной обработки сигналов за счет отказа от установки двунаправленных усилителей, цепей мультиплексирования и демультимплексирования и т.д.; по некоторым оценкам, сложность реализации за счет этого уменьшается на 80-90% [15];
- отсутствие потерь помехоустойчивости, вызываемых отличным от нуля значением параметра skew.

Указанные обстоятельства не в последнюю очередь способствуют значительному более широкому распространению на практике интерфейса 100Base-TX.

2.3.3.3. Технические решения 1000Base-T

Проект стандарта сети со скоростью передачи данных в 1 Гбит/с по четырем неэкранированным витым парам — Gigabit Ethernet 1000Base-T — разрабатывается подкомитетом IEEE 802.3ab. Принятие стандарта ожидается во втором квартале 1999 года. Сеть должна работать в полнодуплексном режиме по каналу длиной 100 м с вероятностью ошибки не более 10^{-10} . В настоящее время имеется ряд предложений по удовлетворению этих требований, наибольшее распространение из которых получили технические решения, основанные на схеме кодирования PAM-5.

Для обеспечения возможности передачи информационного потока со скоростью 1000 Мбит/с по электрическим трактам СКС категорий 5 и 6 при разработке сетевых интерфейсов 1000Base-T использован следующий комплекс мероприятий:

- для передачи задействованы все четыре пары одновременно, причем передача по каждой паре ведется сразу в двух направлениях;
- в состав приемопередатчиков введены дополнительные узлы минимизации определенных видов помеховых составляющих;
- использован специальный алгоритм синхронизации сетевых интерфейсов;
- применено пятиуровневое кодирование PAM-5.

Упрощенная схема приемопередатчика первой пары сети Gigabit Ethernet изображена на рис. 35.

Наличие высоких скоростей передачи информации диктует очень жесткие требования к синхронизации интерфейсов 1000Base-T. Для ее обеспечения они всегда функционируют в режиме Master-Slave. Перед началом работы с использованием расширенного механизма Autonegotiation определяется соотношение приоритетов связываемых устройств. По результатам сравнения интерфейс с более высоким приоритетом (как правило, в его роли выступает коммутирующий концентратор) берет на себя функции мастер-устройства системы синхронизации, подстраивая под частоту своего тактового генератора работу передатчика на дальнем конце. В тех случаях, когда приоритеты связываемых устройств одинаковы, вопрос о выборе мастер-устройства решается жребием.

Входной поток данных со скоростью 1 Гбит/с распределяется равномерно по всем четырем парам, то есть по каждой из них данные передаются со скоростью 250 Мбит/с. Для обеспечения возможности двунаправленной передачи в схеме интерфейса устанавливаются развязывающие устройства (дифференциальная система). Конечная эффективность его функционирования приводит к тому, что в приемник наряду с сигналом от передатчика с дальнего конца поступает также сигнал передатчика ближнего конца (эхо-сигнал), который является помехой. Для минимизации его вредного воздействия ослабленный в определенное число раз передаваемый сигнал, обрабо-

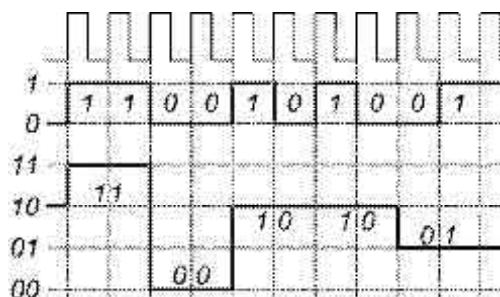


Рис. 36. Схема пятиуровневого кодирования РАМ

танный в аналоговом и цифровом фильтрах (цифровой сигнальный процессор) просто вычитается из смеси входных сигналов приемника. Величина ослабления вычисляется в процессе настройки канала связи перед началом работы.

Точно по такой же схеме работают подавители переходных помех на ближнем конце, причем настройка выполняется индивидуально для каждой влияющей пары. В общей сложности в интерфейсе 1000Base-T применяется $4 \times 3 = 12$ блоков подавите-

лей переходных помех на ближнем конце.

Затухание витой пары зависит от ее длины и возрастает с частотой. Для компенсации большого затухания высокочастотных составляющих, которые приводят к «заваливанию» фронтов передаваемых импульсов, возможно два подхода: увеличение амплитуды высокочастотных составляющих в передатчике (предыскажение) или уменьшение усиления на низких частотах в приемнике (коррекция). Недостатком первого подхода является рост величины излучения и снижение переходного затухания, второй подход сопровождается снижением отношения сигнала к шуму. Для устранения отрицательных последствий этих эффектов в приемнике трансивера 1000Base-T использована так называемая динамическая коррекция. Принцип ее действия основан на выборе коэффициента усиления на низких частотах в зависимости от уровня входного сигнала. Согласование производится автоматически, для упрощения схемы коррекции выбран 20-метровый дискрет длины корректируемой линии.

Минимизация уровня переходных помех в комбинированных трансиверах 100/1000Base-T производится с помощью так называемого partial response filter. Это устройство устанавливается на выходе трансивера и выполняет суммирование $3/4$ части нового импульса с $1/4$ частью предыдущего. Его наличие позволяет приблизить формы спектров интерфейсов 100Base-TX и 1000Base-T и применить выходной импульсный трансформатор, характеристики которого оптимизированы для получения максимума переходного затухания.

Для уменьшения тактовой частоты до величин, позволяющих передавать информацию по витым парам категории 5 и 6, данные в линии представляются в так называемом Enhanced TX/T2-коде. В нем передаваемый сигнал имеет набор из пяти фиксированных уровней $\{-2, -1, 0, +1, +2\}$ (код РАМ, рис. 36). Четыре из них используются для кодирования информационных битов, а пятый предназначен для коррекции ошибок. На наборе из четырех фиксированных уровней одной посылкой можно закодировать сразу два информационных бита, поскольку число возможных комбинаций из четырех по два равно четырем — 00, 11, 01 и 10. Таким образом, сигнал в коде Enhanced TX/T2 имеет тактовую частоту 125 МГц, что в 2 раза ниже тактовой частоты отдельных составляющих информационной последовательности. Передаваемые одновременно по всем парам кабеля четверки пятеричных знаков представляют собой неделимую единицу информации размером в один байт. При тактовой частоте $f_T = 125$ МГц по всем четырем парам кабеля передается информационный поток $125 \text{ МГц} \times 2 \text{ бита/пара} \times 4 \text{ пары} = 1000 \text{ Мбит/с}$.

Полоса пропускания канала связи для безошибочного приема такой последовательности согласно параграфу 2.3.1.2 должна составлять не менее $f_{\text{л}} > f_{\text{т}}/2 = 125/2 = 62,5$ МГц. Далее в параграфе 10.2.1 показано, что ширина полосы пропускания канала категории 5 по критерию $\text{ACR} = 10$ дБ составляет примерно 70 МГц. Таким образом, сигналы сетевого интерфейса 802.3ab в принципе могут передаваться по кабельной системе категории 5. При этом верхняя граничная частота этого канала превышает теоретическое минимальное значение всего на 12 процентов, то есть для реализации этого информационного обмена потребуются интерфейсы с очень сложными схемными решениями и, соответственно, высокой стоимостью. Срок службы сетевого оборудования существенно уступает сроку службы СКС (табл. 1). Поэтому общей тенденцией является удешевление схемных решений с соответствующим удешевлением сетевой аппаратуры и компенсацией потерь помехоустойчивости за счет улучшения параметров кабельной системы. Указанное обстоятельство явилось одной из причин начала разработок электрических кабельных систем категории 6 и 7.

Одновременно стремление к сохранению хорошо отработанного производства компонентов категории 5 привело к разработке категории 5e. Этот стандарт фиксирует де-юре достигнутый на сегодняшний день де-факто уровень техники. Это позволяет, в частности, расширить полосу частот канала примерно до 85 МГц по критерию $\text{ACR} = 10$ дБ. Одновременно этот стандарт задает дополнительные параметры типа ELFEXT, соблюдение которых является необходимым условием устойчивой работы трансиверов 1000Base-T по симметричному кабелю.

Пятый избыточный уровень Enhanced TX/T2 кода используется для построения механизма коррекции ошибок. Он реализуется кодером Треллиса и декодером Витерби. Применение механизма коррекции ошибок позволяет увеличить помехоустойчивость приемника в 6 дБ.

2.3.4. Особенности линейных кодов для оптических каналов связи

При выборе кодов для передачи информации по оптическим каналам связи необходимо учитывать следующие особенности этой среды передачи и элементной базы оптических приемопередатчиков:

- линейный сигнал может принимать только нулевое или положительное значение («отрицательный» свет не существует), то есть в линии всегда будет присутствовать постоянная составляющая;
- линии оптической связи используются для передачи высокоскоростных сигналов на большие расстояния, то есть требования минимального расширения полосы частот исходного сообщения имеют более важное значение по сравнению с электрическими системами;
- особенности элементной базы, используемой для построения оптических каналов связи, в частности заметная временная и температурная нестабильность мощности выходного сигнала оптических излучателей (особенно полупроводникового лазера), не позволяют широко применять многоуровневые схемы кодирования;
- современные полупроводниковые излучатели не могут генерировать чисто монохроматическое излучение. В силу этого в подавляющем большинстве линий оптической связи используется модуляция интенсивности (мощности) излучения и применение дискретной фазовой и частотной модуляции излучения является невозможным;
- значительно более высокая стоимость световода по сравнению с витой парой (примерно 30 центов волокна 62,5/125 против 6 центов витой пары категории 5) делает экономически нецелесообразным использование ши-

Таблица 20. Схема кодирования 4B5B

Символ блока данных	Двоичный код	Представление сигнального блока	
		десятичное	двоичное
0	0000	30	11110
1	0001	09	01001
2	0010	20	10100
3	0011	21	10101
4	0100	10	01010
5	0101	11	01011
6	0110	14	01110
7	0111	15	01111
8	1000	18	10010
9	1001	19	10011
A	1010	22	10110
B	1011	23	10111
C	1100	26	11010
D	1101	27	11011
E	1110	28	11100
F	1111	29	11101

роко применяемого в электрических системах принципа распараллеливания информационных потоков и их передачу по отдельным подканалам с меньшей скоростью;

- оптическая сетевая аппаратура из-за наличия так называемого квантового шума обладает существенно меньшим энергетическим потенциалом. Так, например, согласно табл. 25 энергетический потенциал сетевого интерфейса, использующего в качестве среды передачи витую пару категории 5, должен составлять не менее 24 дБ, тогда как для оптических интерфейсов типовое значение этого параметра

равно 11 дБ, то есть на 13 дБ меньше. Это обстоятельство приводит к тому, что в оптических системах практически не применяется двунаправленная передача информационного сигнала по одному волокну и канал связи образуется двумя световодами, по каждому из которых информация передается в одном направлении.

В оптических системах связи со скоростью передачи информации до 16 Мбит/с, как правило, применяется самосинхронизирующееся манчестерское кодирование, так как широкополосность современных оптических кабелей вполне позволяет организацию нормируемых стандартами СКС кабельных трасс длиной до 3 км. При скоростях порядка 100 Мбит/с и выше широкополосность многомодового оптического кабеля оказывается уже недостаточной и используются более экономичные в смысле требуемого частотного диапазона блочные коды. Возможность применения этого кодирования обосновывается тем, что стабильность частоты тактового генератора, реализованного на современной элементной базе, довольно высока. Это позволяет выполнять подстройку не по каждому сигнальному биту, а реже.

Код 4B5B является примером блочного самосинхронизирующего кодирования, который используется в системах FDDI и Fast Ethernet 100Base-FX. Согласно алгоритму его реализации, каждые четыре входных информационных бита кодируются пятью линейными. Правила кодирования задаются с помощью так называемой кодовой таблицы. Вид кодовой таблицы может быть самым различным в зависимости от поставленной задачи и требуемых свойств кода. Так, в системе FDDI для обеспечения устойчивости тактовой синхронизации и минимизации флуктуаций средней оптической мощности линейный сигнал при передаче данных всегда имеет не менее двух изменений в каждом блоке. Схема блочного кодирования системы FDDI приведена в табл. 20.

Линейный сигнал при блочном кодировании обладает избыточностью по сравнению с информационным. Избыточность используется для увеличения помехоустойчивости и обнаружения ошибок, так как часть кодовых комбинаций при этом оказывается запрещенной. При их обнаружении выдается команда VIOLATION, означающая обнаружение ошибки [29].

В сравнении с RZ и манчестерскими кодами кодирование 4B5B обеспечивает тактовую частоту не в два, а только в 1,25 раза превышающую тактовую частоту информационного сигнала. Это позволяет намного более эффективно использовать полосу пропускания линии связи.

Код 8B10B является другим примером блочного кода, который изначально использовался в аппаратуре Fibre Channel и отсюда был заимствован для применения в сетях Gigabit Ethernet 1000Base-SX (многомодовая оптика) и 1000Base-LX (многомодовая или одномодовая оптика). В коде 8B10B для представления 8 битов данных используется 10 сигнальных битов. Незакодированная информация состоит из восьми информационных битов A, B, C, D, E, F, G, H и контрольного бита Z. Эти биты кодируются с помощью таблицы в биты a, b, c, d, e, i, f, g, h, j десятибитового символа. Контрольный бит принимает значение D* для символов, представляющих исходные данные, и K — для специальных символов. Каждой входной последовательности из 8 информационных и одного контрольного бита ставится в соответствие название, составленное по формуле Zxx.y, где Z — контрольный бит, xx — десятичное число, составленное из пяти последних битов D, E, F, G и H, и y — десятичное число, составленное из трех первых битов A, B и C. Например, специальный (типа K) шестнадцатеричный символ «BC» называется K28.5. Приемник декодирует полученную информацию блоками по 10 бит, после чего символы типа D* преобразуются в одну из 256 восьмибитовых комбинаций, а символы типа K используются для управления протоколом. Символы, не относящиеся к типу D* или K, рассматриваются как ошибки протокола.

Каждый символ типа D* или K имеет два необязательно различных передаваемых кода, которые зависят от начального значения нечетности символа (Running Disparity, RD). Для каждого следующего передаваемого символа передатчик и приемник вычисляют новое значение RD на основе сбалансированности нулей и единиц в подблоках (первые шесть бит и последние четыре бита) переданного только что символа. Механизм вычисления параметра RD обеспечивает наличие достаточного количества смен уровня сигнала для синхронизации передатчика и приемника.

2.4. Выводы

Аппаратура, применяемая для построения локальных и корпоративных сетей, и аппаратура сетей связи общего пользования применяют одинаковые принципы передачи информации. Поэтому в структурированных кабельных системах контролируются и стандартизируются в основном те же параметры, что и в электрических и оптических сетях связи масштаба города и выше. Нормирование традиционно для кабельной техники выполняется по основной массе характеристик в частотной области.

Различия в контролируемых характеристиках целиком и полностью определяются техническими особенностями трактов СКС, основополагающими из которых являются относительно небольшие длины каналов в сочетании с возможностью поддержки высоких скоростей информационного обмена, характерных для современных сетевых интерфейсов.

Основными параметрами, которые задаются стандартами и контролируются в электрических трактах, являются затухание и переходное затухание. Частотный диапазон их нормирования определяется категорией построенной линии.

В новейших перспективных приложениях с информационной пропускной способностью 100 Мбит/с и выше широко применяется принцип одновременной передачи общего информационного потока по четырем витым парам стандартного горизонтального кабеля СКС. Это заставляет как существенно расширять список обязательных контролируемых параметров (delay, skew и т.д.), так и модернизировать принципы и методики определения заданных ранее характеристик (модель суммарной мощности).