

1. Светоизлучающие диоды

В связи используется два типа квантовых источников излучения – светоизлучающие диоды (СИД) и лазерные диоды (ЛД). Излучение в СИД и ЛД происходит в результате рекомбинации (исчезновения) электрона и дырки в *p-n* переходе при его прямом смещении и при значительной плотности тока через переход. В результате рекомбинации энергия электрона и дырки отдается фотону.

Оптические характеристики СИД.

СИД представляет собой диод, конструкция которого позволяет выводить излучение из *p-n* перехода (рис. 1). Различают СИД с плоскостным (рис. 1а) и торцевым (рис. 1б) выводом излучения. Излучение возникает в области *p-n* перехода. В плоскостном СИД спонтанное излучение возникает в тонком слое *p-n* перехода и выходит в том же направлении, в котором течет электрический ток. От момента возникновения до выхода из *p-n* перехода фотоны проходят очень маленький путь (доли мкм). В торцевом СИД излучение также возникает в *p-n* переходе, который в простейшем случае представляет собой параллелепипед длиной *L*, шириной *w* и толщиной *d* причем $L > w > d$. Возникшие в *p-n* переходе фотоны проходят значительный путь, т.к. длина *L* может составлять 50-1000 мкм. На этом пути спонтанно возникшие фотоны способны вызвать стимулированные ими же фотоны, которые имеют ту же частоту, фазу, поляризацию и направление распространения. Излучение торцевого СИД становится слабокогерентным. Это связано с усиительными свойствами среды. Это увеличивает общую излучаемую мощность, которая более плотно концентрируется в пространстве (*p-n* переходе). СИД, конструкция которых разработана с целью увеличения доли когерентного излучения, относят к суперлюминисцентным диодам (СЛД). Особенности СЛД рассмотрим ниже.

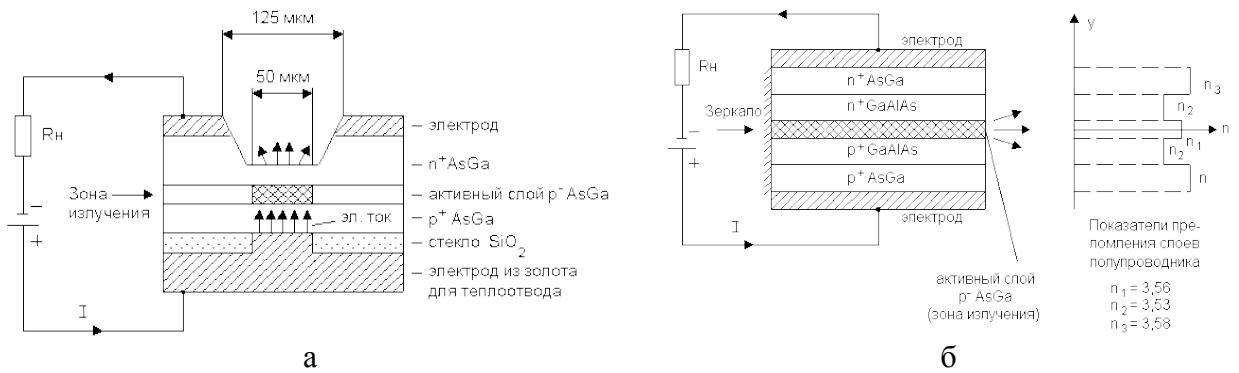


Рис. 1.6. Упрощенные конструкции и схемы включения плоскостного (а) и торцевого (б) СИД.

В случае излучательного перехода в *p-n* переходе возникает квант света (фотон) с частотой *v* и энергией W_ϕ

$$W_\phi = h \cdot v \geq W_g, \quad (1.4)$$

которая равна или превышает ширину запрещенной зоны полупроводниковой структуры W_g . Максимальная длина волны излучения λ_0 связана с энергией запрещенной зоны W_g соотношением

$$\lambda_{max} = \frac{hc}{W_g} = \frac{1.24}{W_g}. \quad (1.5)$$

В последнем выражении λ_{max} получается в мкм, если W_g выражена в электрон-вольтах. Часто эту величину ошибочно принимают за среднюю длину волны λ_0 .

Значения величин W_g для используемых на практике материалов для изготовления ИИ и соответствующие им максимальные длины волн излучения приведены в таблице 1.1.

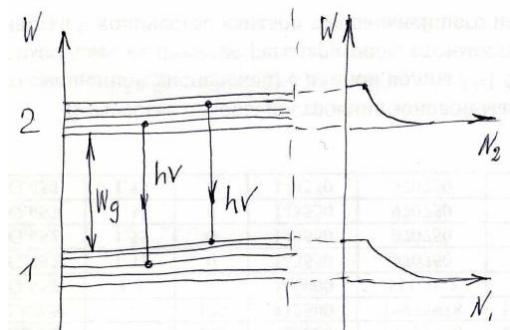


Таблица 1.1.

Материал	Ширина запрещенной зоны	Диапазон длин волн излучения
GaAs	1,42 эВ	0,87 мкм
Ga _{1-x} Al _x As	1,42 - 1,92 эВ	0,65 - 0,87 мкм
In _{1-x} Ga _x As _y P _{1-y}	0,74 - 1,35 эВ	0,92 - 1,67 мкм

Излучение СИД носит преимущественно спонтанный (шумовой) характер. Распределение интенсивности излучения $p(\lambda)$ имеет нулевое значение при $\lambda \leq \lambda_{max}$, максимально при $\lambda = \lambda_0$ и стремится к 0 при $\lambda \rightarrow \infty$. Ширина непрерывного спектра излучения $p-n$ перехода приблизительно определяется соотношением

$$\Delta\lambda_0 \approx \frac{3kT}{W_g} \lambda_0 = \frac{3kT \cdot \lambda_0^2}{1.24} = 0.063 \cdot \lambda_0^2 \quad (1.6)$$

В правой части величина $(3kT)$ подставляется в эВ, тогда $\Delta\lambda_0$ получится в мкм. При комнатной температуре $kT = 0.026$ эВ и тогда:

$$\text{для } \lambda_0 = 0,85 \text{ мкм} \quad \Delta\lambda_0 \approx 45 \text{ нм};$$

$$\text{для } \lambda_0 = 1,3 \text{ мкм} \quad \Delta\lambda_0 \approx 100 \text{ нм};$$

$$\text{для } \lambda_0 = 1,55 \text{ мкм} \quad \Delta\lambda_0 \approx 150 \text{ нм.}$$

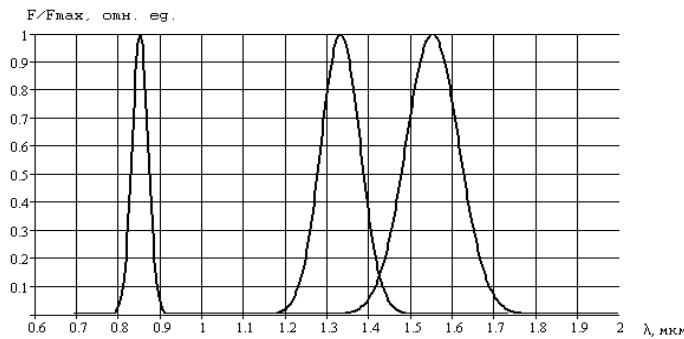


Рис. 1.7. Относительные спектральные характеристики излучения $p-n$ переходов

Относительные спектральные характеристики излучения различных $p-n$ переходов (рис. 1.7) фактически являются функциями распределения и в первом приближении могут быть описаны функцией Лоренца

$$F/F_{max} = \frac{(\Delta\nu_0/2)^2}{(\nu - \nu_0)^2 - (\Delta\nu_0/2)^2} = \frac{(\Delta\lambda_0/2)^2}{(\lambda - \lambda_0)^2 - (\Delta\lambda_0/2)^2}. \quad (1.7)$$

С ростом температуры уменьшается ширина запрещенной зоны полупроводника и увеличивается средняя длина волны излучения λ_0 СИД. Температурное смещение λ_0 обычно составляет $\frac{\Delta\lambda_0}{\Delta T} = 0.2 \frac{\text{нм}}{K}$.

Электрические характеристики СИД.

Важной характеристикой СИД, как элемента электрической цепи, является его вольтамперная характеристика, которая аналогична характеристике диода и имеет вид

$$I = I_0 \left(\exp \left(\frac{U}{\varphi_T \cdot m} \right) - 1 \right), \quad (1.8)$$

где I_0 - тепловой обратный ток; $\varphi_T = kT/e$ - температурный потенциал; $e = 1.602 \cdot 10^{-19}$ - заряд электрона, Кл; $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ - постоянная Больцмана, Дж/К; m - коэффициент рекомбинации, зависящий от электрофизических свойств полупроводника. (для Ge $m = 1$, для Si $m = 2$, для GaAs $m = 3$).

На рис. 1.8 приведены вольтамперные характеристики (ВАХ) $p-n$ переходов для наиболее распространенных материалов.

Ток I_0 называют тепловым обратным током в соответствии с механизмом его образования и сильной зависимостью от температуры. Функцию $I_0(T)$ характеризуют температурой удвоения T_y , то есть приращением температуры, вызывающим удвоение тока

$$T_y = (kT_0^2 \ln 2) / W_g, \quad (1.9)$$

где T_0 - средняя температура перехода, К; W_g - ширина запрещенной зоны, эВ.

Для заданной температуры T тепловой ток определяется из выражения:

$$I_0(T) = I_0(T_0) \cdot 2^{\Delta T/T_y}, \quad (1.10)$$

где $\Delta T = T - T_0$ - изменение температуры.

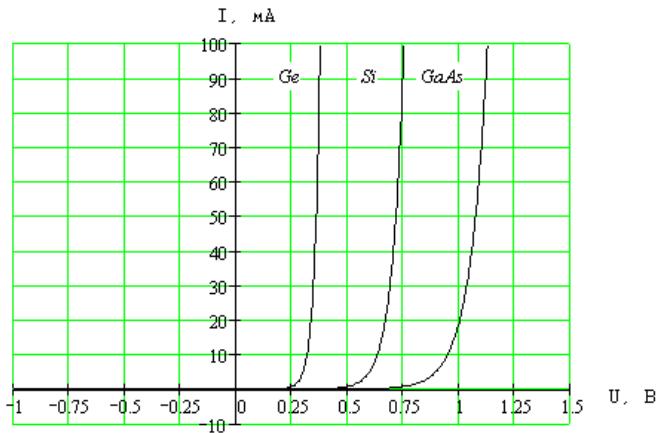


Рис. 1.8. ВАХ $p-n$ переходов

Электро-оптические характеристики СИД

Ваттамперная, излучательная или модуляционная характеристика ИИ - зависимость мощности излучения от его прямого тока. Типичная статическая излучательная характеристика СИД приведена на рис. 1.9 (экспериментальные данные).

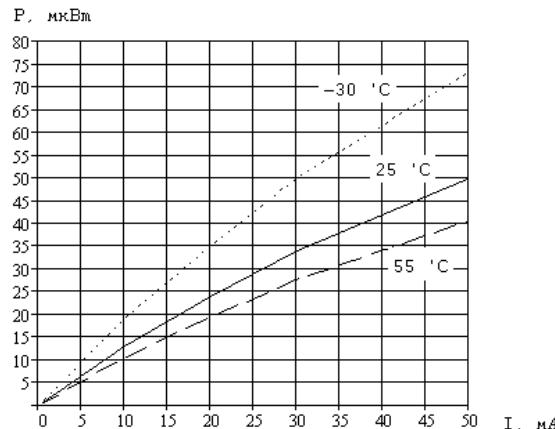


Рис. 1.9. Модуляционная ватт-амперная характеристика СИД

Излучательная характеристика СИД близка к линейной в рабочей области. При малых и больших токах наблюдаются отклонения от линейности. Поток излучения с ростом температуры уменьшается. Мощность излучения уменьшается примерно на 1% при увеличении температуры на 1°C. Для стабилизации мощности излучения и длины волны излучения можно использовать стабилизацию температуры с помощью микрохолодильников на основе эффекта Пельтье¹.

СИД обычно используют прямую модуляцию током накачки. Благодаря практически линейной модуляционной характеристике их можно использовать для аналоговых систем передачи, выбрав ток I_0 в рабочей точке примерно в середине линейного участка модуляционной характеристики (рис. 1.10).

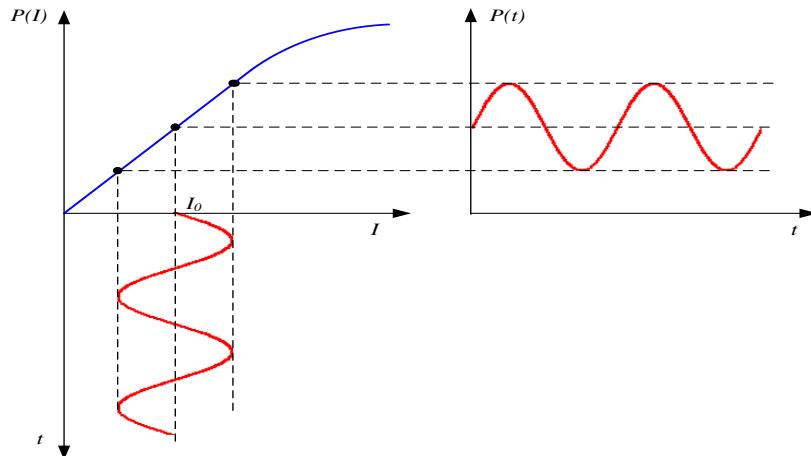


Рис.1.10. Использование СИД для аналоговой системы передачи.

Эквивалентная схема СИД

Упрощенная эквивалентная схема излучающего $p-n$ перехода показана на рис.1.11.

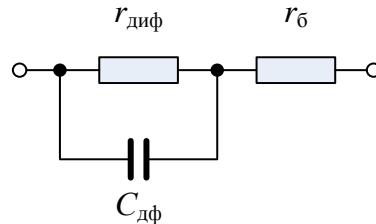


Рис.1.11. Упрощенная эквивалентная схема СИД

В схему входит $r_б$ - сопротивление базы диода, которое определяется сопротивлением материала полупроводника, контактов и выводов, $r_{диф}$ - дифференциальное сопротивление $p-n$ перехода, которое может быть определено из выражения

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\varphi_T}{I}. \quad (1.11)$$

С увеличением тока через СИД $r_{диф}$ быстро уменьшается. При токе 10 мА $r_{диф} = 2.6$ Ом. В схему также входит $C_{диф}$ - диффузионная емкость, для которой при $U \gg \varphi_T$ справедливо

$$C_{диф} \approx \frac{k_x \cdot I \cdot \tau_{эфф}}{\varphi_T}, \quad (1.12)$$

¹ Выделение или поглощение (в зависимости от направления тока) тепла на контакте двух разнородных полупроводников или металла и полупроводника.

где $k_x = 0.5 - 1$ - коэффициент, зависящий от толщины базы W_B ($k_x = 0.5$ для $W_B \gg L_p$ и $k_x = 1.0$ для $W_B \ll L_p$), где L_p – длина диффузии; $\tau_{\text{эфф}}$ - эффективное время диффузии (время жизни, с) неосновных носителей в базе, которое можно определить по выражению:

$$\tau_{\text{эфф}} \approx \sqrt{\frac{e \cdot d}{j \cdot B}}, \quad (1.13)$$

где e - заряд электрона, d – толщина активного слоя, см; j – плотность инжектируемого тока, А/см^2 ; B – коэффициент излучательной рекомбинации, $\text{см}^3/\text{с}$; значения которого для различных материалов приведены в табл. 1.2. Эффективное время диффузии уменьшается с увеличением тока накачки.

Таблица 1.2

Материал	$B, \text{см}^3 \cdot \text{с}^{-1}$
GaAs	$2.7 \cdot 10^{-10}$
GaSb	$2.4 \cdot 10^{-10}$
InP	$1.3 \cdot 10^{-9}$
InAs	$8.5 \cdot 10^{-11}$
InSb	$4.6 \cdot 10^{-11}$
InGaAsP	$3 \cdot 10^{-10}$

Для определения АЧХ при малых сигналах найдем из (1.11-1.13) постоянную времени источника излучения τ_{ii} , полагая, что выходная мощность излучения пропорциональна току, протекающему через $r_{\text{диф}}$ в эквивалентной схеме рис. 1.11:

$$\tau_{ii} = r_{\text{диф}} \cdot C_{\partial\phi} = k \cdot \tau_{\text{эфф}} = k_x \cdot \sqrt{\frac{e \cdot d \cdot S}{I_0 \cdot B}}, \quad (1.14)$$

где S – площадь поперечного сечения базы, см^2 , I_0 – среднее значение тока через $p-n$ переход.

В первом приближении амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) СИД при малых сигналах может быть представлена в виде

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{ii}^2}}. \quad (1.15)$$

На рис.1.12 показано семейство АЧХ СИД $Y = 10 \cdot \lg \frac{F(\omega)}{F(\omega_0)}$ при малых сигналах для

различных значений среднего тока через $p-n$ переход. Видно, что с увеличением среднего тока СИД его полоса пропускания возрастает.

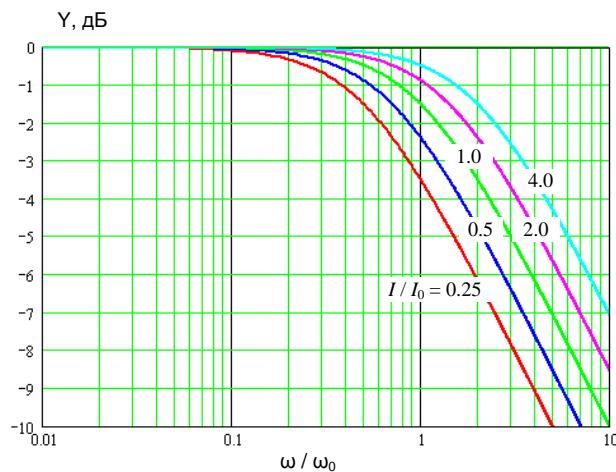


Рис. 1.12. Семейство амплитудно-частотных характеристик СИД при малых входных сигналах

Конструкции СИД

По конструкции различают СИД с поверхностным излучением и торцевым излучением. Конструкция поверхностного излучателя Барраса показана на рис. 1.13а. Путем создания углубления в кристалле оптическое волокно, в которое вводится излучение, может быть вплотную приближено к активной области СИД. Это повышает эффективность ввода излучения в ОВ. Для дальнейшего увеличения эффективности необходимо уменьшать площадь активной излучающей области, уменьшать расходимость выходящих лучей с помощью фокусирующих элементов, наносить антиотражающие покрытия. Следует знать, что фокусирующие элементы (линзы, фоконы, граданы) могут улучшить эффективность ввода излучения в ОВ за счет уменьшения расходимости лучей от СИД только в том случае, когда диаметр сердцевины волокна больше чем излучающая поверхность СИД.

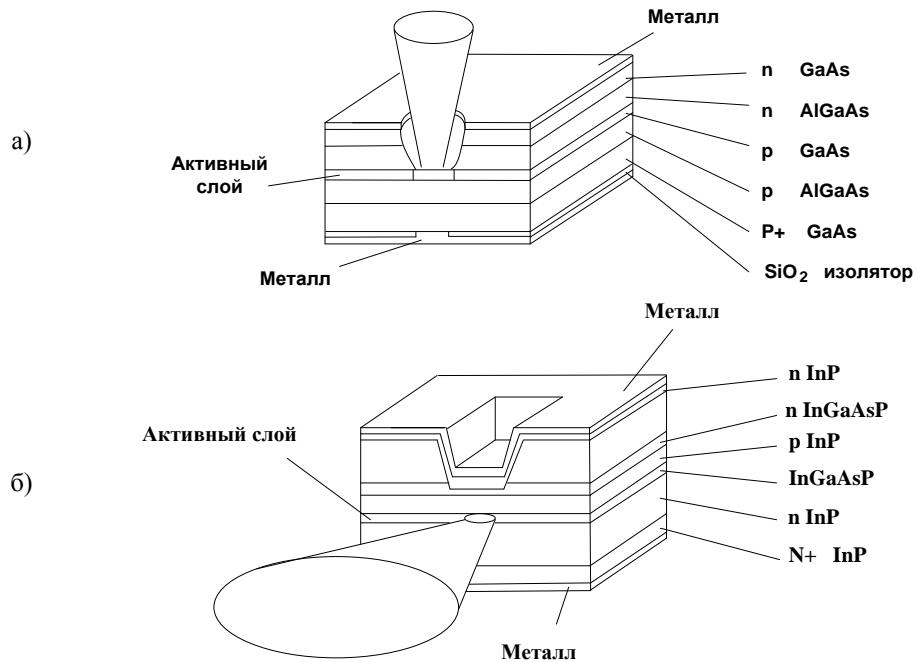


Рис. 1.13. Конструкции светодиодов:
а – с поверхностным излучением (светодиод Барраса), б - с торцевым излучением

Уровень мощности света, вводимого в ОВ от излучателя Барраса, обычно не превышает 20 мкВт для градиентного волокна и 2 мкВт для одномодового волокна. Лучшей эффективностью ввода излучения в волокно характеризуется СИД с торцевым

излучением, обеспечивающим ввод до 50 мкВт в градиентное ОВ и до 20 мкВт в одномодовое ОВ. Конструкция торцевого СИД приведена на рис. 1.13б.

Недостатки СИД

При использовании СИД для передачи цифровых сигналов они характеризуются рядом недостатков, основными из которых являются:

- 1) низкое по современным понятиям быстродействие, ограничивающее максимальную скорость передачи на уровне 100- 500 Мбит/с.
- 2) широкий спектр излучения, что резко снижает скорость передачи по одномодовым ОВ вследствие хроматической дисперсии;
- 3) низкая эффективность ввода излучения в ОВ, даже для диодов с торцевым излучением.

Одной из разновидностей СИД являются суперлюминесцентные СИД, которые отличаются большей по сравнению с ЛД стабильностью, линейностью, имеют меньший уровень шумов, но уступают по мощности, эффективности ввода излучения, ширине спектра излучения. По своим характеристикам они занимают промежуточное место между обычными СИД и ЛД.

Рассмотрим их после изучения ЛД.

1.1. Лазерные диоды

На рис. 1.14 показаны упрощенные конструкции ЛД с резонатором Фабри Перо (а) и СИД с торцевым выходом (б). Видно, что их конструкции практически одинаковы.

Когерентность

Главной особенностью ЛД по сравнению с СИД является когерентный характер его излучения. Когерентность характеризует согласованность между фазами колебаний в различных точках пространства в один и тот же момент времени – пространственная когерентность или между фазами колебаний в одной и той же точке пространства в различные моменты времени – времененная когерентность. Абсолютно когерентным является монохроматический точечный источник излучения. Степень когерентности реального источника характеризуется временем когерентности τ_k и длиной когерентности L_k :

$$L_k = c \cdot \tau_k. \quad (1.16)$$

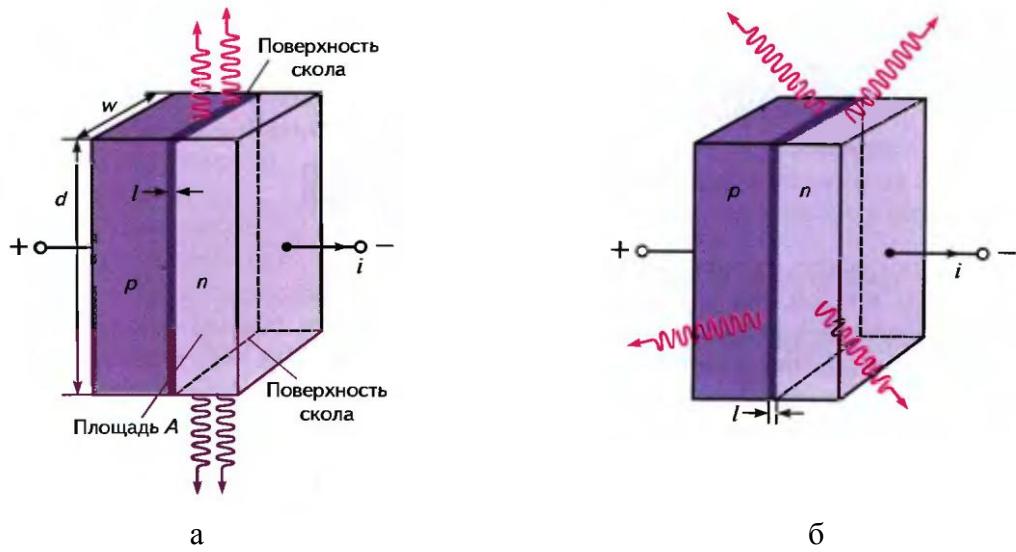


Рис. 1.14. Простые прямосмешенные p - n переходы ЛД (а) с двумя полупрозрачными поверхностями (сколами), действующими, как резонатор Фабри-Перо и торцевого СИД.

Излучение СИД является спонтанным, практически не когерентным. Атомы в p - n переходе независимо друг от друга излучают фотоны при рекомбинации, т.е. при переходе электронов с верхних энергетических уровней (из зоны проводимости) на нижние уровни

(в валентную зону). В процессе излучения участвуют множество атомов. Если каждый атом излучает независимо от остальных, то частота, фаза, направление распространения и поляризация фотонов будут различны для всех излучающих атомов, и имеет место некогерентное излучение.

Если же колебания всех излучающих атомов протекают согласованно, то имеет место когерентное излучение. Это возможно только при вынужденной люминесценции.

Вынужденная люминесценция

Излучение в *p-n* переходе может генерироваться в результате рекомбинации свободных носителей заряда – электронов и дырок. Рекомбинация бывает не только излучательная. Энергия, выделяемая в полупроводнике при рекомбинации неосновных носителей с основными, может преобразовываться, как в квант света (рекомбинация, связанная с возникновением фотонов), так и в тепловую энергию решетки (рекомбинация, связанная с возникновением фононов) или в кинетическую энергию других свободных носителей (рекомбинация Оже).

Излучательная рекомбинация в свою очередь разделяется на два вида – спонтанную и вынужденную (индуцированную). При любом из этих двух механизмов рекомбинации возбужденная частица возвращается на один из уровней валентной зоны. Ее энергия выделяется в виде фотона частоты ν_{12} (одинаковой для обоих видов рекомбинации) с энергией $h\nu_{12}$, приблизительно равной ширине запрещенной зоны W_g .

Однако в случае спонтанного излучения (рис. 1.15) переход электрона в валентную зону с излучением фотона происходит самопроизвольно, т.к. электрон не может находиться в возбужденном состоянии бесконечно долго, возбужденное состояние является нестабильным и через некоторый заранее не известный промежуток времени без какого-либо внешнего воздействия он переходит в основное состояние. Если с помощью импульса тока накачки через *p-n* переход создать высокую концентрацию электронов в зоне проводимости, то после окончания импульса инверсная концентрация будет уменьшаться экспоненциально с постоянной времени τ (время жизни), которая зависит от материала и конструкции *p-n* перехода и может принимать различные значения. Поэтому не известны заранее ни частота, ни направление распространения этого фотона, ни поляризация и даже ни момент его испускания (то есть фаза).

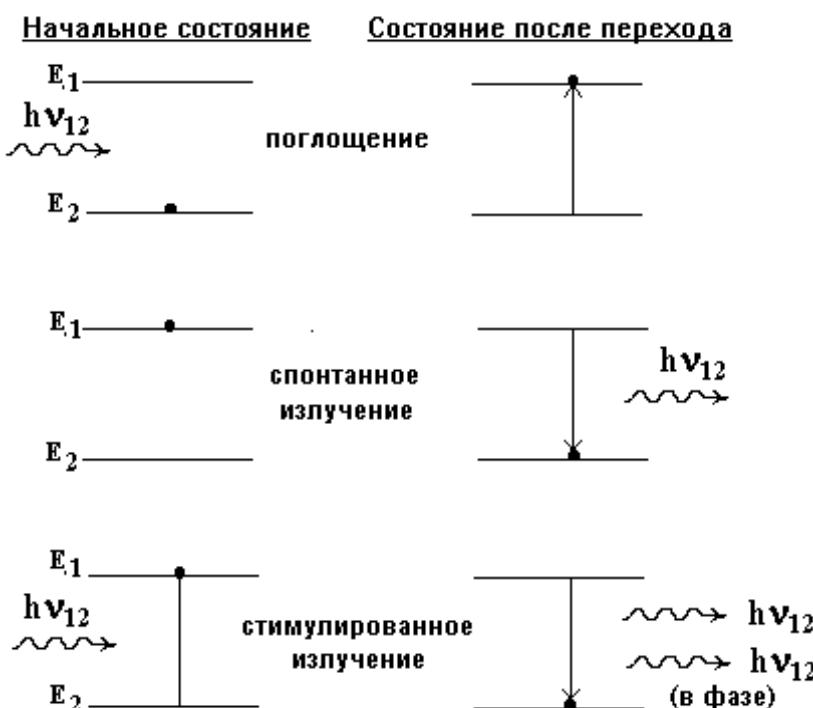


Рис. 1.15. Спонтанная и вынужденная люминисценция

Для того чтобы возникло вынужденное излучение необходимо, чтобы на возбужденный электрон воздействовал фотон с частотой ν_{12} . В этом случае частота, фаза, поляризация и направление испускаемого фотона те же, что и у падающего. Таким образом, испускается второй фотон, неотличимый от первого. Вынужденное излучение в точности копирует то излучение, которым индуцируется. Оно имеет ту же частоту, ту же поляризацию, ту же фазу и то же направление, что и вынуждающее излучение. Поэтому оно усиливает вынуждающее излучение, не искажая его.

На явлении вынужденной люминесценции основана работа лазеров и оптических усилителей. Само слово лазер изначально являлось не самостоятельным словом, а английской аббревиатурой: **Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation**, что означает в переводе - усилитель света, основанный на явлении вынужденного излучения.

В состоянии равновесия переходы, сопровождающиеся излучением и поглощением света, уравновешиваются друг друга, и усиления света не происходит.

Условие, при котором возникает усиление света

Можно показать, что для того, чтобы в кристалле полупроводника возникло усиление света, нужно создать так называемую инверсию населенности, то есть число возбужденных атомов должно превышать число невозбужденных. Добиться этого можно разными способами. В полупроводниковых ЛД используется накачка электрическим током, который протекает через *p-n* переход при прямом напряжении. При этом происходит инжекция неосновных носителей - электроны и дырки инжектируются соответственно в области *p*- и *n*-типа. Инверсия заселенности энергетических уровней и преобладание индуцированного излучения над спонтанным возникает после достижения током накачки некоторого порогового значения. Типовые значения порогового тока составляют от единиц до сотен миллиампер, а мощности лазерного излучения от долей и единиц мВт до нескольких сотен милливатт.

Условия, при которых возникает генерация света.

Для того, чтобы от режима усиления перейти к режиму генерации света, в ЛД, как и в любом генераторе, используют положительную обратную связь. Обратная связь в *p-n* переходе ЛД (рис. 1.14) длиной L , шириной w и толщиной d , создается с помощью двух параллельных полупрозрачных зеркал, образующих оптический резонатор Фабри-Перо. Обычно роль зеркал выполняют сколы полупроводниковых структур по кристаллографическим плоскостям. Возникновение генерации в простейшем резонаторе длиной L с двумя полупрозрачными зеркалами с коэффициентами отражения R_1 и R_2 поясняет рис. 1.16.

Первое условие возникновения генерации (амплитудное).

Для возникновения генерации необходимо, чтобы усиление света за счет вынужденного излучения в инвертированной среде превышало величину потерь, которые состоят из затухания в активной среде и потерь на отражения от полупрозрачных зеркал.

Тогда первое условие генерации можно записать в виде:

$$R_1 \cdot R_2 \cdot \exp[(G - \alpha) \cdot L] \geq 1, \quad (1.17)$$

где G – коэффициент усиления в инвертированной среде, α – коэффициент затухания среды, L – длина резонатора, R_1 и R_2 – коэффициенты отражения от зеркал резонатора (по амплитуде световой волны).

Второе условие возникновения генерации (фазовое).

Генерация при выполнении первого условия возможно только для волн совпадающих друг с другом по фазе. Для этого необходимо, чтобы на длине резонатора укладывалось целое число полуволн генерируемого излучения:

$$L = n \cdot \frac{\lambda}{2} = n \cdot \frac{\lambda_0}{2 \cdot n_g}, \quad (1.18)$$

где n – целое число, λ и λ_0 – длины волн в активной среде и в вакууме, соответственно.

При выполнении второго условия фазовый набег световой волны при двойном проходе резонатора кратен величине 2π , что обеспечивает оптимальные условия для усиления света.

Фазовое условие в частности означает, что условие резонанса в любом резонаторе выполняется не для одного, а для многих типов колебаний, отличающихся друг от друга длиной волны и распределением электромагнитного поля в резонаторе. Так для резонатора, образованного двумя зеркалами, это условие выполняется для всех колебаний, у которых на расстоянии между зеркалами укладывается целое число полуволн. Такие типы колебаний называют модами. Спектр излучения ЛД состоит из набора мод. Для достижения одномодового режима используют оптические фильтры мод.

Принцип действия ЛД

ЛД работает следующим образом (рис. 1.16). Сначала источник накачки, воздействуя на *p-n* переход ЛД создает в нем инверсию населенности. Затем инвертированная среда начинает спонтанно излучать кванты света. Под действием спонтанного излучения начинается процесс вынужденного излучения света.

Потоки света, идущие в боковых направлениях, быстро покидают активную среду, не успев набрать значительную энергию. В то же время световая волна, распространяющаяся вдоль оси резонатора, переотражаясь между зеркалами, многократно проходит активный элемент, непрерывно набирая энергию. Благодаря инверсии населенности этот процесс носит лавинообразный характер и приводит к экспоненциальному усилению света.

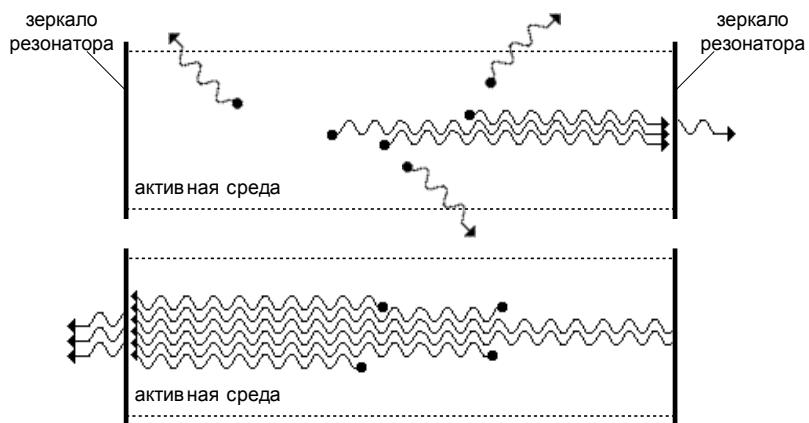


Рис. 1.16. Возникновение генерации в оптическом резонаторе.

Благодаря частичному пропусканию света одним из зеркал резонатора (или обоими зеркалами), излучение выводится наружу, образуя лазерный луч.

Излучательная (ватт-амперная) характеристика лазера.

Ватт-амперные и вольтамперные характеристики нужны для определения требований к электрической схеме, в которую включается ЛД. По этим характеристикам определяются напряжения и токи необходимые для получения требуемой мощности излучения. Вольтамперные характеристики ЛД принципиально не отличаются от вольтамперных характеристик СИД. Напряжение на ЛД в режиме лазерной генерации при номинальном токе накачки составляет (1.5-2) В для GaAlAs ЛД ($\lambda=0.85$ мкм) и около 1.2 В для InGaAsP/InP ЛД ($\lambda=1.3$ -1.55мкм).

ЛД имеет нелинейную ватт-амперную характеристику, которую можно в первом приближении разбить на два участка (рис. 1.17)

$$P = k_1 \cdot I_n; \text{ при } I_n < I_{nop} \quad (1.19)$$

$$P = k_2 \cdot (I_n - I_{nop}) + k_1 \cdot I_{nop}; \text{ при } I_n \geq I_{nop}.$$

На первом участке при малых токах накачки (меньше порогового тока I_{nop}) ЛД фактически работает как торцевой СИД с малой крутизной ватт-амперной характеристики ($k_1 = dP/dI_n$). При больших токах накачки (больше порогового тока I_{nop}) ЛД работает в режиме лазерной генерации с высокой крутизной ватт-амперной характеристики ($k_2 = dP/dI_n$).

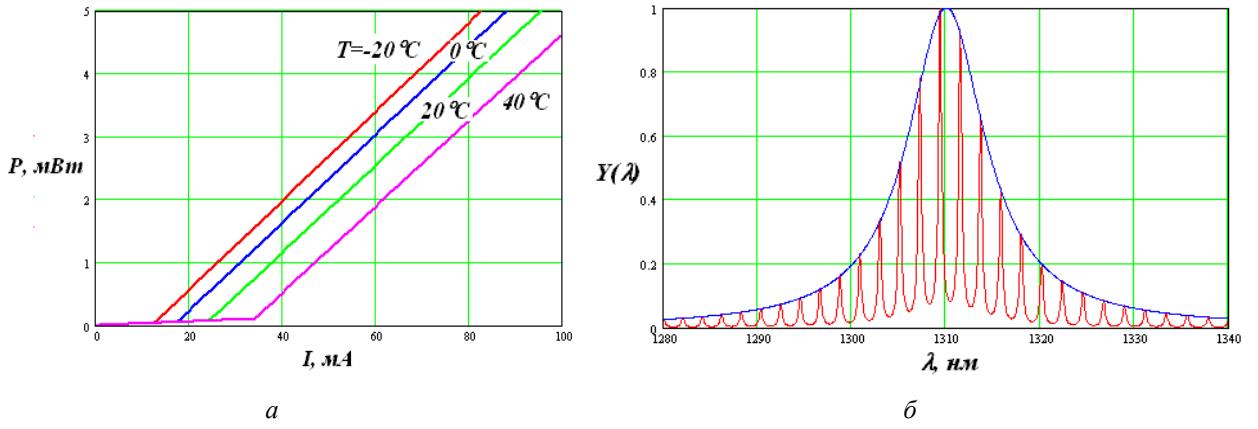


Рис. 1.17. Ватт-амперная характеристика ЛД (а) и спектр его излучения в режиме генерации (б)

При приложении напряжения от внешнего источника лазерный диод не сразу переходит в режим генерации излучения. При токе меньше порогового имеет место спонтанное излучение (рис. 1.7) с шириной спектра излучения в несколько десятков микрометров, т.е. ЛД работает как СИД. При достижении током накачки некоторого порогового значения ЛД переходит в режим генерации, при этом испускаемое излучение существенно сужается одновременно по ширине спектра, и пространственной расходимости. С дальнейшим увеличением тока накачки ширина спектра сужается до 2-5 нм для многомодовых ЛД. С увеличением тока также может сдвигаться центральная длина волны из-за повышения температуры p - n перехода

Сам пороговый ток также существенно зависит от температуры:

$$I_{nop} = I_{nop0} \cdot \exp(\Delta T / T_0) \quad (1.20)$$

где T_0 - характеристическая температура, которая составляет 120-150 K для ЛД AlGaAs ($\lambda=0.85$ мкм) и 50-70 K для ЛД InGaAsP/InP ($\lambda=1.3$ -1.55мкм), I_{nop0} - пороговый ток при температуре T_0 . Обычно пороговый ток для ЛД с мощностью до нескольких мВт составляет 45-80 mA

Коэффициент полезного действия ЛД при номинальном режиме составляет 10-15%. Он определяется отношением излучаемой оптической мощности к потребляемой электрической мощности. Квантовый выход ЛД непрерывного излучения достигает 40-60%.

Модовый состав излучения лазера.

Рассмотрим более подробно ЛД с резонатором Фабри-Перо (FP). В ЛД структура электромагнитного поля определяется, в основном, параметрами резонатора, образованного активной областью, т.е. p - n переходом. В таком резонаторе может существовать несколько типов колебаний (мод), каждое из которых характеризуется своей частотой. На этих частотах может быть лазерная генерация и, следовательно, такие составляющие могут появиться в выходном излучении лазера. Каждая мода характеризуется тремя целыми числами (i, j, k), которые соответствуют числу максимумов распределения электромагнитного поля по трем взаимно перпендикулярным направлениям.

Продольные моды определяются коэффициентом преломления и длиной резонатора. В упрощенном виде условие резонанса соответствует целому числу полуволн, укладывающихся на длине резонатора, и выполняется в общем случае для ряда длин волн (частот):

$$\lambda_i = \frac{2 \cdot L \cdot n_g}{i}, \quad \nu_i = \frac{i \cdot c}{2 \cdot L \cdot n_g} \quad (1.21)$$

где c – скорость света в вакууме, n_g – групповой показатель преломления активной среды, L – длина резонатора, i – продольное модовое число (целое число полуволн, укладывающихся на длине резонатора).

Интервал по частоте между соседними продольными модами с модовыми числами i и $i+1$ составляет:

$$\Delta\nu = \frac{c}{2 \cdot L \cdot n_g} [i - (i+1)] = -\frac{c}{2 \cdot L \cdot n_g}. \quad (1.22)$$

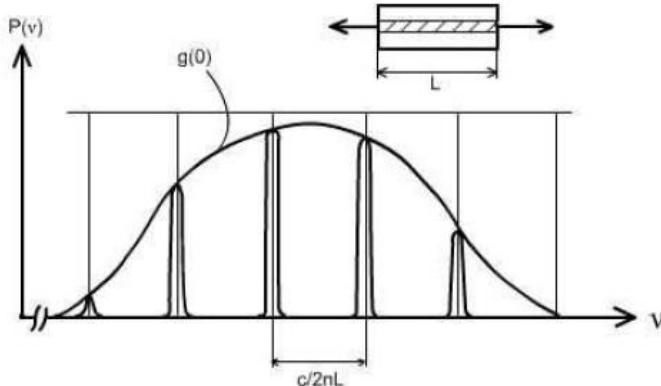


Рис. 1.18. Спектр излучения FP лазера

На рис. 1.18 показан спектр излучения FP лазера. $g(v)$ – зависимость коэффициента усиления активной среды от частоты.

Найдем интервал $\Delta\lambda$ между соседними поперечными модами:

$$\begin{aligned} \Delta\lambda = \lambda_i - \lambda_{i+1} &= \frac{c}{\nu_i} - \frac{c}{\nu_{i+1}} = \frac{c(\nu_{i+1} - \nu_i)}{\nu_{i+1} \cdot \nu_i} \approx -\frac{c \cdot \Delta\nu}{\nu_i^2} = -\frac{c \cdot \Delta\nu \cdot \lambda_i^2}{c^2} = -\frac{\Delta\nu \cdot \lambda_i^2}{c} = \\ &= \frac{c \cdot \lambda_i^2}{2 \cdot L \cdot n_g \cdot c} = \frac{\lambda_i^2}{2 \cdot L \cdot n_g} \end{aligned} \quad (1.23)$$

При $\lambda=1.55$ мкм, $n_g = 4$ (GaAs), $L=200$ мкм и $\Delta\lambda = 1.5$ нм. Ширина спектральной линии отдельной моды обычно не превышает 0.1 нм. Общая ширина огибающей спектра усиления лазера составляет примерно 2...5 нм. Уменьшение длины резонатора приводит к возрастанию межмодового интервала $\Delta\lambda$, так что только немногие моды могут попасть в пределы линии усиления. По этой причине предпочтительнее короткие резонаторы (менее 100 мкм). Они дают возможность работать с одной продольной модой при более высокой выходной мощности.

При возрастании температуры длина волны λ_0 , соответствующая максимуму огибающей спектра лазера, сдвигается в сторону больших значений. Ширина огибающей спектров излучения лазеров и температурные изменения длины волны приведены в таблице 1.3.

Из таблицы видно, что температурные коэффициенты, также как и расстояние между продольными модами, изменяются примерно обратно пропорционально квадрату длины волны.

Таблица 1.3

Длина волны, соответствующая максимуму огибающей спектра, λ_0 , нм	850	1300	1550
Ширина огибающей спектра, $\Delta\lambda$, нм	2,0	5,0	7,0
Расстояние между продольными модами ($L = 200$ мкм), $\Delta\lambda$, нм	0,4	1,0	1,5
Температурный коэффициент изменения λ_0 , $d\lambda_0/dT$, нм/град	0,22	0,5	0,73

Одним из недостатков резонаторов Фабри-Перо является наличие в них поперечных собственных мод, искажающих спектр генерации лазера и обуславливающих флуктуации мощности (шумы) излучения. Число поперечных боковых (lateral) мод зависит от ширины резонатора. В лазерах с шириной резонатора более 20...30 мкм обычно наблюдается довольно резкий переход от светодиодного к лазерному режиму, после чего с увеличением тока накачки возбуждаются моды высокого порядка. С ростом тока накачки выходная мощность растет линейно, пока разогрев не приведет к некоторому насыщению. Межмодовые интервалы для поперечных мод составляют 0,01...0,02 нм. Эти моды проявляются как сателлиты (спутники) каждой продольной моды. Уменьшение ширины полоски до 10 мкм и менее увеличивает пороги возникновения поперечных мод высоких порядков до уровня тока, превышающих возможности лазера, т.е. они не возникают.

Высота активного слоя в ЛД на двойной гетероструктуре всегда менее одного микрометра, что в большинстве случаев меньше длины волны. В результате в резонаторе может возбуждаться только одна низшая поперечная (transverse) мода.

Для достижения одномодового режима генерации в конструкции ЛД используют оптические фильтры. Особенности таких ЛД будут рассмотрены ниже.

Пространственные характеристики излучения лазера

На пространственное распределение поля излучения, в основном, оказывает влияние наличие боковых поперечных мод. Можно пользоваться двумя способами описания пространственного распределения. Распределение в ближней зоне соответствует изменениям плотности мощности по выходному торцу лазера. Распределение в дальней зоне относится к характеристикам направленности генерируемого излучения. Угловая расходимость излучения зависит от толщины активного слоя и скачка показателя преломления в гетероструктуре. Обычно диапазон углов, в котором интенсивность превышает половину максимальной, составляет примерно 40° в плоскости, перпендикулярной плоскости перехода, и $5^\circ...10^\circ$ в плоскости, параллельной переходу (рис. 1.12.19).

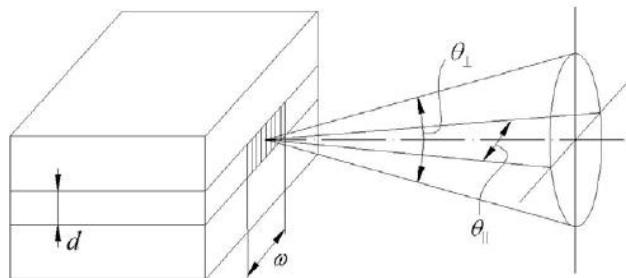


Рис. 1.19. Угловая расходимость излучения ЛД

Модуляция излучения ЛД.

Поскольку ЛД являются источником когерентного излучения, то возможны различные виды модуляции излучения: амплитудная, частотная, фазовая и поляризационная. До скоростей передачи 2.5 Гбит/с в ВОСП используется амплитудная модуляция (по интенсивности).

При этом возникают искажения формы оптического импульса, которые проявляются в следующих формах:

- задержка переднего фронта оптического импульса на время t_d , ведущая к укорочению импульса излучения по сравнению с модулирующим электрическим импульсом,
- нестабильность импульса во времени,
- релаксационные колебания на вершине импульса («звон»).

Рассмотрим форму импульса светового излучения ЛД, когда на него подается прямоугольный импульс тока. Пока плотность носителей в активной области не достигнет пороговой величины, лазерной генерации не будет, величина задержки определяется выражением

$$t_d = \tau_p \cdot \ln \left(\frac{I_p}{I_p - I_{\text{пор}}} \right), \quad (1.24)$$

где τ_p - время жизни неосновных носителей в области рекомбинации, I_p - амплитуда приложенного импульса тока, $I_{\text{пор}}$ - величина порогового тока.

При импульсной модуляции ЛД временная задержка излучения t_d может быть уменьшена подачей на лазер постоянного тока смещения I_0 .

$$t_d = \tau_p \cdot \ln \left(\frac{I_p}{I_p - I_{\text{пор}} + I_0} \right). \quad (1.25)$$

Если ток смещения I_0 меньше порогового тока $I_{\text{пор}}$ или равен 0, то при модуляции лазера двумя последовательными импульсами временная задержка для второго импульса будет меньше, поскольку плотность зарядов в p - n переходе из-за остаточного действия первого импульса будет выше к началу второго импульса. Это приводит к дрожаниям фронтов (джиттеру) и колебаниям амплитуд импульсов.

Структурная схема передающего блока со стабилизацией средней мощности

Характеристики ЛД в большей степени, чем у СИД подвержены влиянию температуры и могут медленно меняться с течением времени вследствие процессов старения. Так при изменении температуры величина порогового тока GaAlAs/GaAs-ЛД меняется со скоростью $+1\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$, а для InGaAsP/GaP-ЛД - со скоростью $(2 \div 3)\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$. Старение лазеров приводит к возрастанию порогового тока. Для лазеров с длиной волны излучения 850 нм скорость изменения порогового тока составляет 1 мА на 1000 часов (около 42 дней) при среднем времени наработки 10^5 часов.

Для компенсации температурных изменений можно было бы ограничиться стабилизацией температуры ЛД. Влияние старения также можно было бы компенсировать изменением температуры ЛД (охлаждение лазера по мере старения). Однако такие схемы не эффективны и не практичны, так как требуют большого диапазона температурного регулирования (при пороговом токе 50 мА, скорости изменения порогового тока $1\%/\text{ }^{\circ}\text{C}$ и 1 мА/килочас за время 10000 часов потребуется охлаждение на $20\text{ }^{\circ}\text{C}$).

В то же время ЛД на основе структур InGaAsP/GaP имеют более высокий температурный коэффициент изменения порогового тока. При изменении температуры на $30 \div 40\text{ }^{\circ}\text{C}$ величина порогового тока может удвоиться, что будет приводить к более быстрой деградации лазера. Поэтому в излучателях на основе этих лазеров применяются полупроводниковые термохолодильники на основе эффекта Пельтье.

В схемах управления излучением лазеров требуется обеспечить смещение и обеспечить работу лазера в течение всего срока эксплуатации в заданных интервалах температур.

Общая схема управления излучением лазером приведена на рис. 1.20.

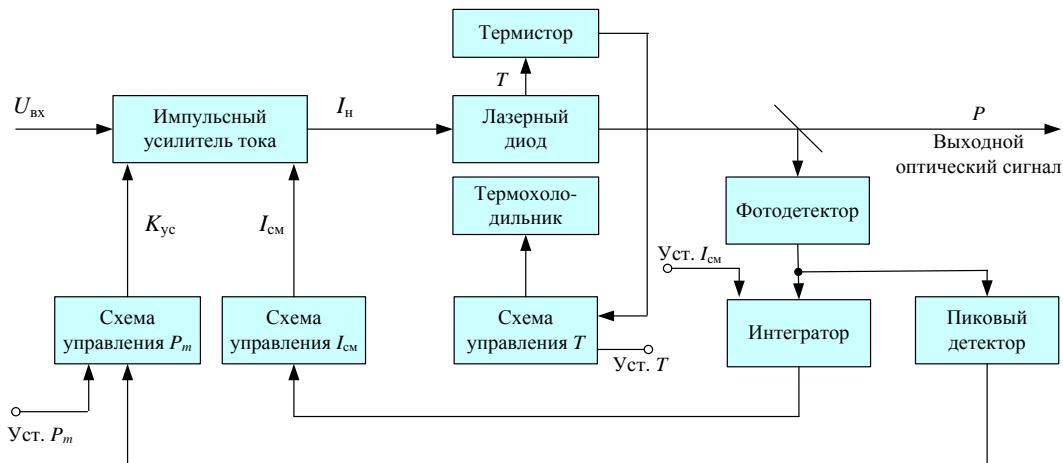


Рис. 1.20. Блок-схема управления режимом работы лазера.

Можно выделить три петли управления:

- управление рабочей температурой лазера,
- управление током смещения,
- управление параметрами модулирующего сигнала (амплитудой импульсов).

Схемы управления могут быть самыми разнообразными и содержать одну, две или все три петли управления.

В схеме управления, приведенной на рис. 1.20, контролируются средний (с помощью интегратора) и максимальный уровни мощности света, а также температура излучателя. Три петли обратной связи управляют током смещения, коэффициентом передачи усилителя накачки и температурой излучателя.

Конструкции и параметры существующих ЛД.

Конструкция ЛД с двойной гетероструктурой (ДГС) и резонатором Фабри-Перо (рис. 1.21а), аналогична конструкции торцевого СИД. Название "двойная гетероструктура" обозначает, что эта конструкция имеет двойной слой различных по свойствам полупроводников, прилегающих к активному слою, которые отличают эту конструкцию от простейшего ЛД с *p-n* переходом. Полупроводниковые слои оболочки имеют меньший показатель преломления, чем у активного слоя. Благодаря этому, в активном слое создается волновой канал с высокой плотностью носителей зарядов и фотонов. Активный слой имеет толщину от 0,1 до 1 мкм. Основным достоинством такого лазера является простота конструкции и малая стоимость. Френелевские отражатели резонатора получают шлифовкой торцевых поверхностей ЛД или простым скальванием образца искусственного кристалла вдоль атомных плоскостей, перпендикулярных оси резонатора. Обычно такие ЛД являются многомодовыми ИИ, т.е. в них наряду с главным пиком, в котором сосредоточена основная мощность излучения, существуют побочные максимумы (рис. 1.21б). Ширина спектра обычно составляет 2-3 нм. При пороговом токе порядка 10 мА они имеют выходную мощность 5 – 10 мВт. ЛД с резонатором Фабри-Перо без термостабилизации имеет дрейф длины волны 0,4 нм/°С. Их использование в ВОСП ограничено широкой полосой излучения и большой температурной зависимостью излучаемых длин волн. Находят применение на линиях небольшой протяженности (локальные сети) при прямой модуляции излучения током через *p-n* переход ЛД.

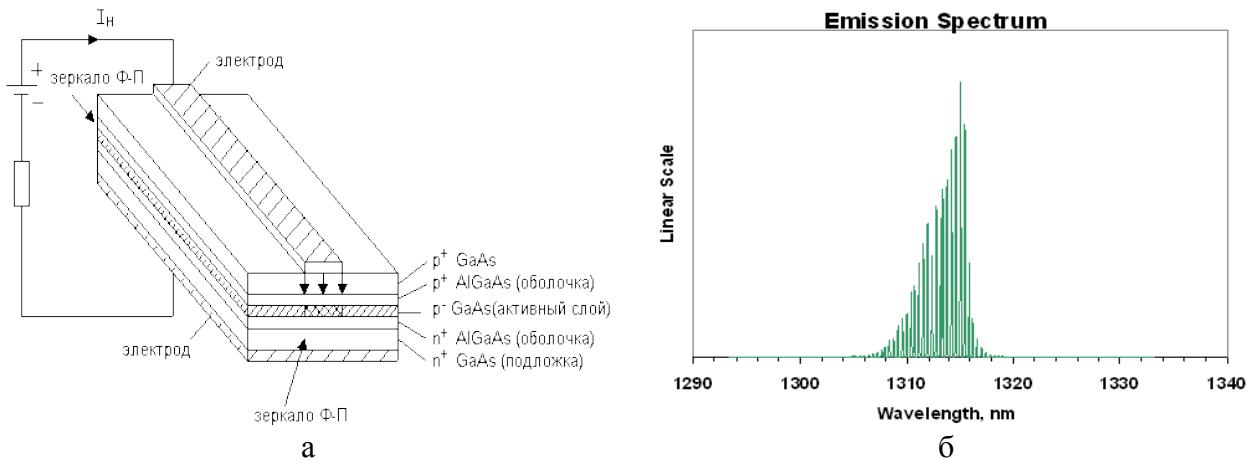


Рис. 1.21. Конструкция и схема включения ЛД с ДГС и резонатором Фабри Перо (а) и типовой спектр излучения (б)

Лазерные источники излучения изготавливают в виде модулей (рис. 1.22), в состав которых кроме самого ЛД входят:

- фотодиод для контроля выходной оптической мощности,
- термистор для контроля температуры p - n перехода ЛД,
- микрохолодильник на основе эффекта Пельтье для управления температурой p - n перехода ЛД.

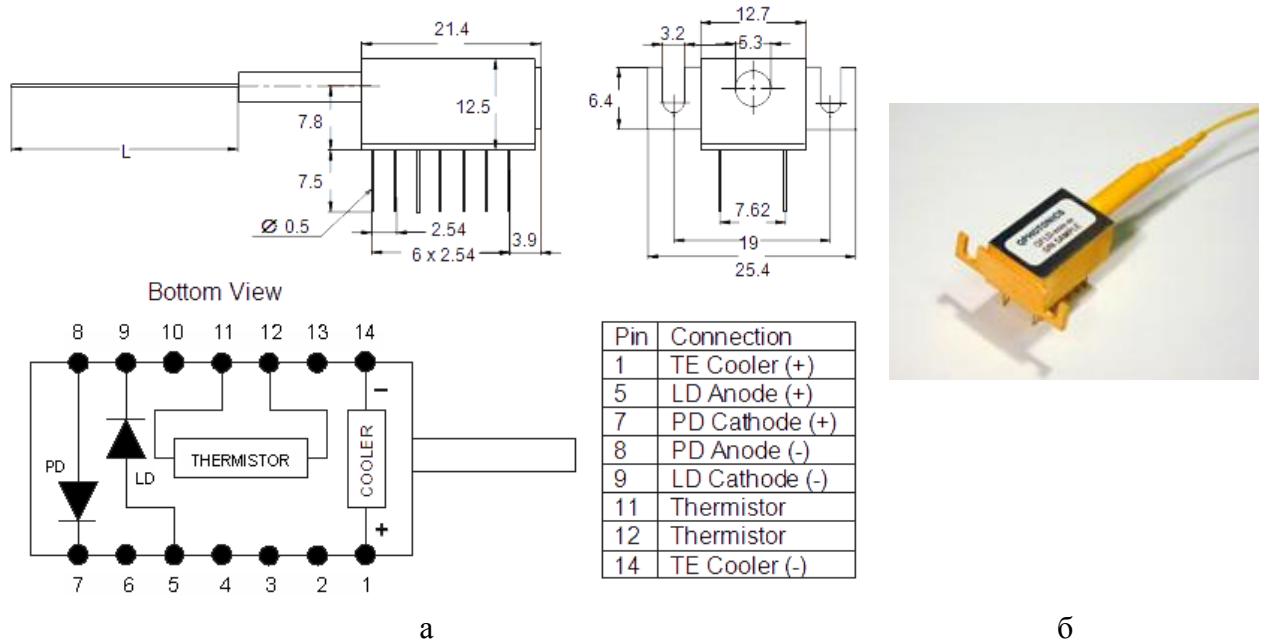


Рис. 1.22. Габаритный чертеж и принципиальная схема передающего модуля (а) и его внешний вид (б)

Для одномодовой работы используют:

ЛД с распределенной обратной связью (РОС) или (DFB - distributed feedback laser),
ЛД с распределенным брэгговским отражением (РБО) или (DBR - distributed Bragg reflector),

ЛД с вертикальным резонатором (ЛД ВР) или (VCSEL - Vertical-Cavity Surface Emitting Laser),

ЛД с внешним резонатором.

Резонатор ЛД DFB состоит из активной среды, включающей в себя периодическую отражающую структуру, которая либо наносится на поверхность волновода, либо вытравливается в нем. В отражающей структуре возникает брэгговское отражение (рис. 1.23).

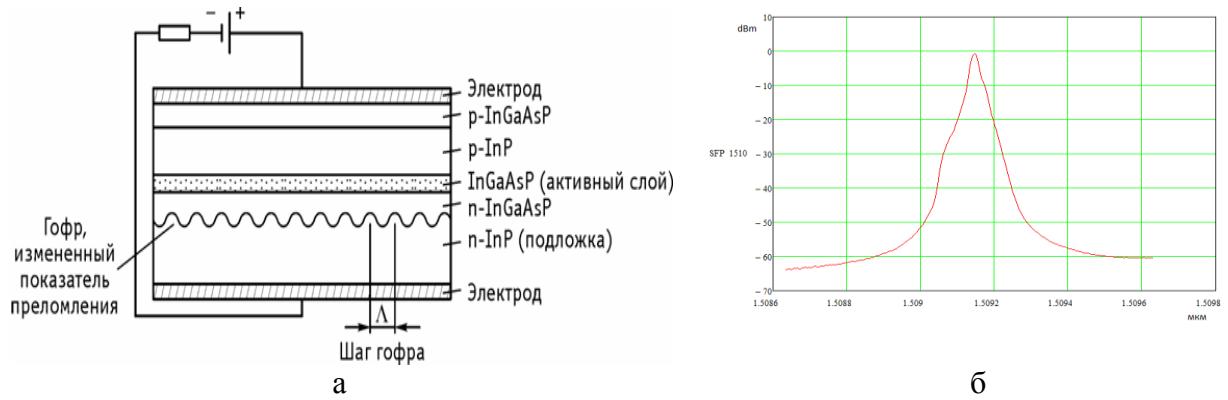


Рис. 1.23. Конструкция и схема включения ЛД DFB (а) и спектр излучения (б)

Период решетки d (λ) подбирается так, чтобы выполнялось фазовое условие Брэгга: $2n_1d = \lambda$ (условие генерации). Условие отражения от периодической структуры выполняются для лучей обоих направлений. Таким образом, периодическая решетка создает обратную связь в обоих направлениях, распределенную по всей длине ЛД. Поскольку обратная связь, создаваемая периодической решеткой, является селективной, то в ЛД DFB обеспечивается режим одномодовой генерации. Еще одно преимущество таких ЛД – возможность размещать их непосредственно на поверхности полупроводниковой подложки и подключать их к волноводам на поверхности этой подложки, создавая интегральные оптические устройства.

ЛД DFB (РОС) способны излучать в различных спектральных диапазонах, от 0.8 мкм до 2.8 мкм. Их выходная мощность составляет десятки милливатт. Ширина линии модуляции, как правило, составляет несколько сотен МГц. Обычно ширина спектра излучения лазера РОС оценивается на уровне -20 дБм от максимального значения интенсивности. Кроме того, в спектре могут наблюдаться боковые моды, величина подавления которых должна быть не менее 30 дБ.

Возможна перестройка длины волны на несколько нанометров. При использовании стабилизации температуры, например в системах с плотным волновым мультиплексированием (DWDM), наблюдается высокая стабильность длины волны.

DFB-лазеры обладают, однако, существенным недостатком – ограниченной областью перестройки частоты. В обычном DFB-лазере величина температурной перестройки составляет 400 ГГц, что обеспечивает перекрытие 8 каналов ITU-T при расстоянии 50 ГГц или всего 4 каналов при расстоянии 100 ГГц. Для увеличения диапазона перестройки используются полностью моноблочные интегрированные конструкции, содержащие решетку из нескольких DFB-лазеров, объединенных в один блок. Так, блок из восьми параллельно расположенных DFB-лазеров и объединенных многомодовым волноводным объединителем (MMI) позволяет обеспечить диапазон перестройки до 60 нм. Для увеличения выходной мощности такого перестраиваемого лазера на выходе устанавливается усилитель (см. рис. 1.24).

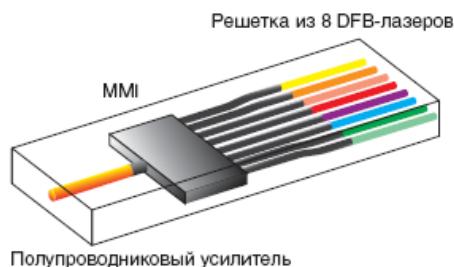


Рис. 1.24. Схема перестраиваемого 8-элементного DFB-лазера с оптическим усилителем

Отступление. Отметим, что в связи с широким внедрением на оптических сетях технологии DWDM и внедрения транспондеров возникла острая потребность в универсальных оптических одномодовых излучателях, способных работать на любой длине волны из частотного плана ITU-T. Внедрение таких устройств экономически очень выгодно, так как один универсальный перестраиваемый оптический передатчик заменяет в ряде случаев линейку из нескольких десятков передатчиков с фиксированной длиной волны.

Оптический передатчик с перестраиваемой длиной волны излучения содержит перестраиваемый лазер, объединенный с модулятором, и устройство привязки длины волны к стандартизированной сетке длин волн. Желательно, конечно, чтобы его цена, размеры, стабильность выходной мощности, ширина спектра, жесткость конструкции, время бесперебойной работы и другие характеристики были сопоставимы с соответствующими характеристиками существующих передатчиков с фиксированной длиной волны.

Долгое время создание передатчиков с перестраиваемой длиной волны сдерживалось отсутствием необходимых перестраиваемых лазеров, однако в последнее время характеристики перестраиваемых лазеров существенно улучшились, а их стоимость значительно сократилась.

В полупроводниковых перестраиваемых лазерах используются те же активные элементы, что и в обычных полупроводниковых лазерах с фиксированной длиной волны. Поэтому свойства перестраиваемых лазеров определяются в основном конструкциями используемых селективных перестраиваемых резонаторов.

Лазер на основе резонатора Фабри-Перо можно сделать перестраиваемым, если изменить его конструкцию следующим образом (рис. 1.24). Одно из зеркал (внешнее) резонатора располагается вне активного элемента, а на соответствующий торец активного элемента наносят просветляющее (антиотражающее) покрытие для устранения обратного отражения и уменьшения внутрирезонаторных потерь. Антиотражающее покрытие позволяет уменьшить коэффициент отражения примерно на 4 порядка. Между внешним зеркалом и активным элементом расположен перестраиваемый селектор. Поскольку выходящее из просветленного торца полупроводникового лазера излучение обладает очень большой расходимостью, необходимо использование согласующей линзы (микролинзы). Второе зеркало располагается на втором торце полупроводникового кристалла – активного элемента. Увеличивая или уменьшая расстояние до зеркала можно плавно изменять длину волны излучения.

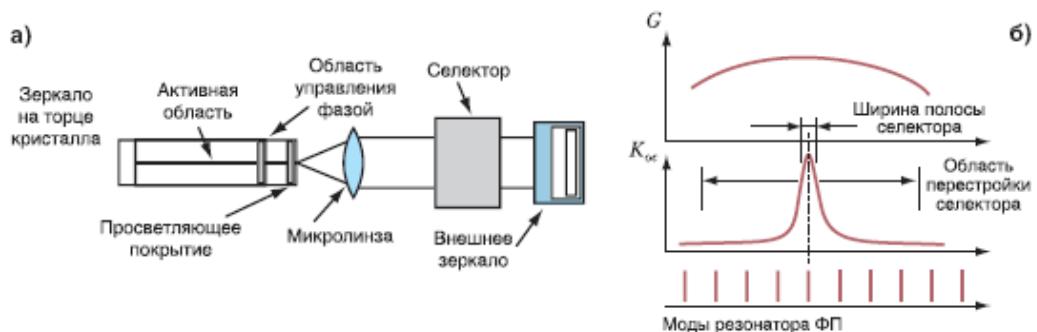


Рис. 1.24. Перестройка частоты лазера с внешним резонатором: а) обобщенная схема перестраиваемого лазера с внешним резонатором; б) спектральные зависимости коэффициента усиления, коэффициента пропускания селектора и мод резонатора Фабри – Перо

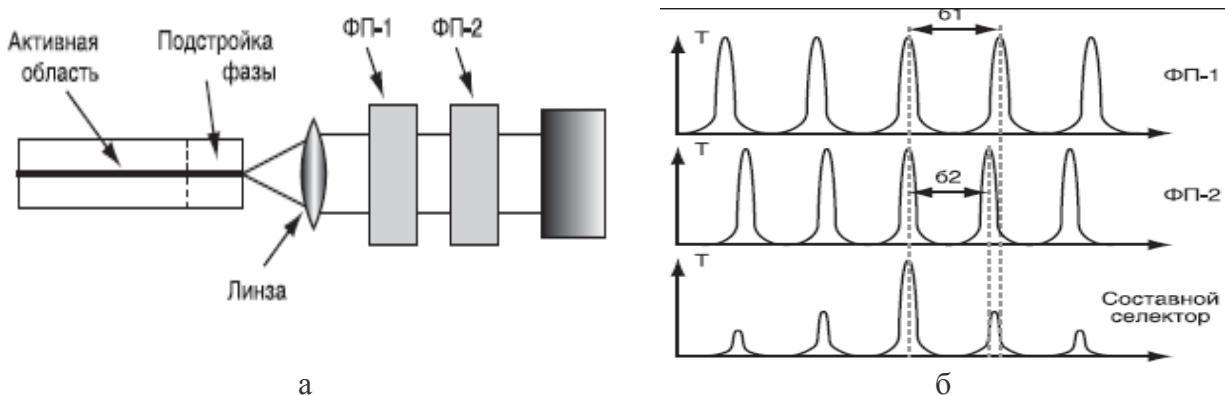


Рис. 1.25. Схема перестраиваемого лазера с двумя интерферометрами Фабри-Перо (а) и принцип селекции длины волны с помощью управления двумя интерферометрами (б).

Лучших результатов позволяет достичь селектор, образованный двумя интерферометрами Фабри – Перо с немного отличающимися оптическими длинами. Оптическая схема лазера с таким селектором приведена на рис. 1.25а. Спектры пропускания двух интерферометров Фабри–Перо приведены на рис. 1.25б. Перестраивая только второй интерферометр, можно настраивать составной селектор на различные резонансы первого интерферометра. Аналогично если перестраивать только первый интерферометр, то можно настраивать составной селектор на резонансы второго интерферометра. Подстраивая одновременно оба селектора, можно настроить составной селектор на любую длину волны.

Один из интерферометров может быть настроен на гребенку частот ITU, тогда, перестраивая второй интерферометр, можно осуществлять переключение частоты генерации строго между стандартизованными частотами.

Существенный недостаток лазеров с внешними резонаторами – их дискретная конструкция, необходимость сборки лазера из составных элементов и необходимость согласования полупроводникового волноводного усилителя с объемными элементами.

Более современные решения в области создания перестраиваемых по длине волны источников излучения связаны с использованием ЛД DBR (РБО). В них в качестве зеркал резонатора используются распределённые брэгговские отражатели (минимум один), находящиеся вне активной среды резонатора (рис. 1.26). За счет большей свободы при формировании внешних решеток Брэгга можно на порядок снизить ширину спектра излучения по сравнению с ЛД DFB (РОС).

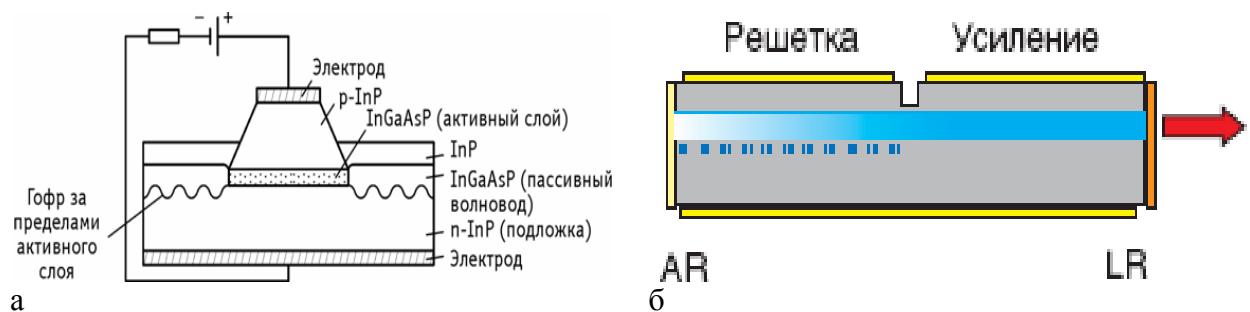


Рис. 1.26. Конструкция и схема включения ЛД DBR с двумя брэгговскими зеркалами (а) ЛД DBR_с одним брэгговским зеркалом (AR – просветляющее покрытие, LR – зеркало с низким коэффициентом отражения)

Эффект от действия брэгговского зеркала подобен четвертьволновому многослойному диэлектрическому зеркалу, обеспечивающему максимальный уровень отражения для заданного числа слоёв. ЛД DBR обычно представляют собой

одночастотные лазеры с дифракционно-ограниченным качеством пучка, и они могут перестраиваться по длине волны.

Перестраиваемые DBR-лазеры – это волноводные аналоги лазеров с внешним резонатором. Отличие заключается в том, что активная усиительная часть лазера и внешний резонатор интегрированы (объединены) на одной подложке – при помощи одного волновода (рис. 1.26б).

Простейший вариант DBR-лазера содержит один отражатель в виде распределенной брэгговской дифракционной решетки. Решетка обычно создается периодической модуляцией толщины волновода, что приводит к периодической модуляции эффективного показателя преломления для распространяющейся моды. Такая модуляция показателя преломления приводит к эффективной связи между встречными волнами при выполнении условия Брэгга. Для получения узкого спектра отражения решетки делают относительно больших размеров и с небольшой глубиной модуляции.

Перестройка длины волны осуществляется путем инъекции носителей заряда в область решетки. При этом показатель преломления с увеличением концентрации носителей уменьшается и, следовательно, изменяется резонансная длина волны. Расчеты показывают, что для увеличения диапазона перестройки запрещенная зона пассивной части должна быть близка к энергии фотонов (или к величине запрещенной зоны усиительной области). Но слишком близкими их делать нельзя из-за увеличения затухания световой волны.

Простота конструкции и возможность интеграции с волноводными усилителями и модуляторами делают DBR-лазеры очень привлекательными. Однако область их перестройки определяется величиной относительного изменения эффективного показателя преломления и ограничивается величиной менее 20 нм. Для увеличения диапазона перестройки разработаны новые типы перестраиваемых DBR-лазеров: SG DBR-лазеры и SSG DBR-лазеры.

Структура ЛД SG DBR с профилированными брэгговскими отражателями (SG sampled diffraction grating) предусматривает перестройку длины волны излучения. В ЛД SG DBR используются два отражателя, которые выполняют роль узкополосных фильтров (рис. 1.27) и располагаются по обеим сторонам от области усиления. Передняя и задняя решетки характеризуются периодами самой решетки Λ_G и длиной секции Λ_s . Обычно $\Lambda_G / \Lambda_s \approx 0.1$.

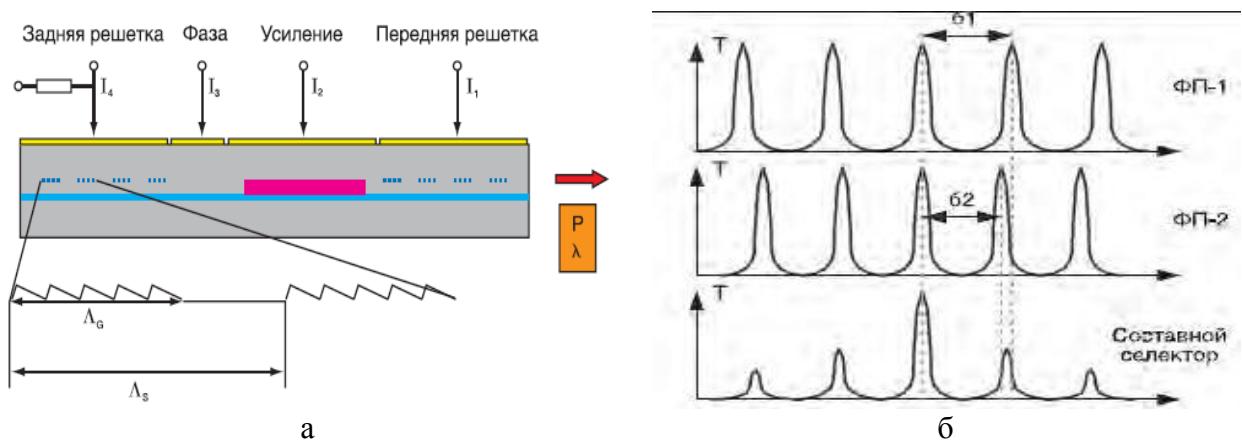


Рис. 1.27. Конструкция и схема включения ЛД SG DBR с электронной перестройкой длины волны излучения (а) и принцип селекции длины волны с помощью управления двумя решетками Брэгга

Периоды профилей двух решеток отличаются примерно на 10%. Принцип селекции длины волны и перестройки основан на эффекте Вернье и аналогичен принципу перестройки селектора, состоящего из двух интерферометров Фабри – Перо.

Спектр отражения каждого из двух зеркал представляет собой периодически расположенные максимумы отражения. Он аналогичен спектру пропускания интерферометра Фабри – Перо. При этом расстояние между максимумами отличается примерно на 10%. Генерация осуществляется на длине волны, на которой максимумы отражения двух зеркал совпадают (так как периоды следования максимумов различны, они совпадают только для одной единственной частоты).

Каждое из двух зеркал (переднее и заднее) перестраивается примерно в диапазоне 10 нм, что обеспечивает перестройку длины волны излучения лазера в диапазоне 100 нм. Вторая секция (Усиление) служит для усиления светового излучения. Третья секция (Фаза) обеспечивает тонкую подстройку оптической длины резонатора лазера и, следовательно, тонкую подстройку частоты генерации. Схема разработанного на основе SG DBR-лазера интегрированного моноблочного излучателя с перестройкой частоты приведена на рис. 1.28.

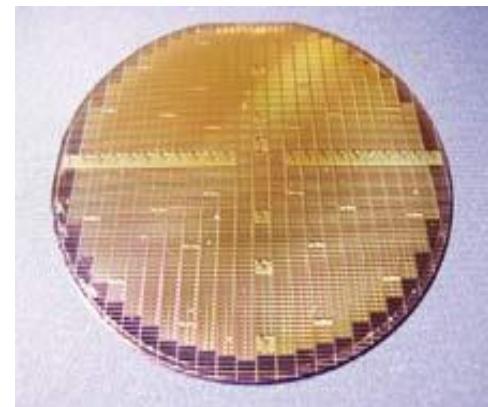
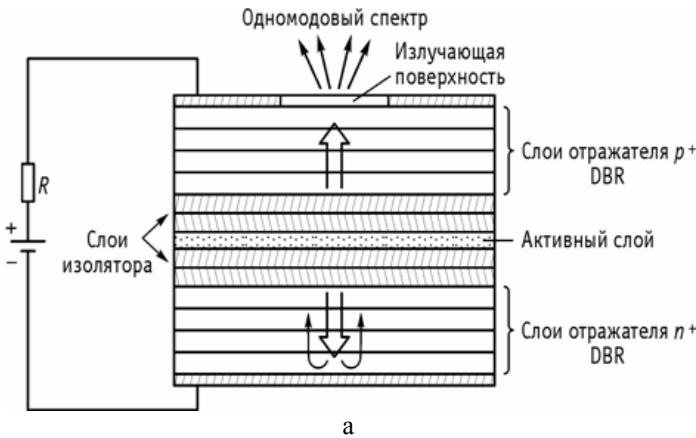


Рис. 1.28. Упрощенная конструкция и схема включения интегрированного моноблочного излучателя на основе ЛД SG DBR

SSG DBR-лазеры представляют собой модификацию лазеров с профилированными решетками (SG DBR-лазеров). Эти два типа лазеров функционально идентичны и отличаются только строением брэгговских зеркал. В SSG DBR-лазерах решетки брэгговских зеркал периодически чирпированы (т.е. промодулирована их пространственная частота), а в SG DBR-лазерах периодически промодулирована амплитуда. Как и в профилированных решетках, пространственный период модуляции в SSG-решетках определяет расстояние между частотными максимумами отражения. Преимущество SSG-решеток перед SG-решетками состоит в том, что SSG-решетки не имеют «пустых» участков и, следовательно, необходимый коэффициент их отражения можно получить при меньшей глубине модуляции волновода.

Преимуществами DFB и DBR ЛД по сравнению с FP являются: уменьшение ширины спектра излучения, зависимости длины волны лазера от тока инжекции и температуры, а также высокая стабильность одномодового режима. Температурный коэффициент $\Delta\lambda/\Delta T$ для ЛД FP порядка 0,5-1 нм/°C, в то время как для ЛД DFB порядка 0,07-0,09 нм/°C. Основным недостатком DFB и DBR ЛД является сложная технология изготовления и, как следствие, более высокая цена.

Представляют большой интерес ЛД с вертикальным резонатором (ЛД ВР) или (VCSEL - Vertical-Cavity Surface Emitting Laser), в которых излучение направлено перпендикулярно *p-n* слою (рис. 1.29). В них сверху и снизу от активной области располагаются слои полупроводников с периодически изменяющейся величиной показателя преломления. Слои выполняют функции полупрозрачных зеркал, образующих интерференционный фильтр. Они формируют структуру подобную распределенному брэгговскому отражателю (DBR). Преимущество короткого высококачественного резонатора ЛВР заключается в генерации моды узкого спектра высокой стабильности. Такие лазеры могут формироваться группами на одной подложке микросхемы. При этом стабилизация параметров производится сразу для всего лазерного массива.



б

Рис. 1.29. Упрощенная конструкция и схема включения ЛД VCSEL (а) и чип с лазерами (б).

В будущих сетях связи возможно широкое использование таких лазеров. Важнейшее их потенциальное достоинство заключается технологичности и в возможности массового производства (на одном полупроводниковом кристалле может быть изготовлено несколько сот лазеров одновременно, см. рис. 1.29б), что, как ожидается, приведет к значительному снижению их стоимости.

Первоначально были разработаны VCSEL ЛД на длину волны 850 нм, но в настоящее время есть разработки на длины волн 1310 и 1550 нм. Эти ЛД позволяют достичь скорости передачи 2.5 Гбит/с при прямой модуляции излучения, обеспечивая передачу на расстояние до 15 км. Их достоинством помимо низкой стоимости является узкий спектр излучения и симметричная диаграмма направленности. Выходная апертура такого ЛД может иметь форму квадрата, эллипса или круга и размер от 1 до 100 мкм в зависимости от применения. Поэтому при использовании VCSEL можно подобрать такую структуру излучения, которая обеспечит намного лучшее согласование с ОВ, чем в случае ЛД с торцевым излучением или СИД.

В заключение раздела приведем в таблице 1.4 сведения о выпускаемых серийно перестраиваемых ЛД.

Таблица 1.4. Характеристики перестраиваемых лазеров.

Тип источника	Производитель	Спектральный диапазон, нм	Точность, нм
LPB	Tektronix	1290 - 1570	0.01
FLS-2600	Exfo	1520 - 1570	0.01
81554SM	Agilent	1290 - 1330	0.01
81640A	Agilent	1500 - 1640	0.015
TQ8111	ADVANTEST	400 - 1600	0.01

1.2. Суперлюминисцентные диоды

Обычно полагают, что все СИД являются исключительно источниками некогерентного спонтанного излучения. Это полностью относится к плоскостным СИД Барраса. В них расстояние, которое проходят光子ы в *p-n* переходе очень мало (доли мкм, т.е. меньше длины волны излучения) и они не успевают вызвать значимое стимулированное (вынужденное) излучение. Конструкции СИД с торцевым выводом подобны конструкциям лазерных диодов с резонатором Фабри Перо. В таких СИД

возникающее в *p-n* переходе излучение распространяется в нем на сравнительно большое расстояние, в десятки-сотни раз превышающее длину волны. Такая среда обладает усиливательными свойствами. При этом существуют условия для возникновения когерентного излучения. Это увеличивает общую излучаемую мощность, которая более плотно концентрируется в пространстве (*p-n* переходе). Излучение становится частично когерентным, но преобладающим остается спонтанное излучение. СИД, конструкция которых разработана с целью увеличения доли когерентного излучения, относят к суперлюминисцентным диодам (СЛД).

Одна из конструкций СЛД показана на рис. 1.30. Активный канал (*p-n* переход) представлял собой волновод толщиной около 0,14 мкм и шириной $W=4$ мкм, его ось имела наклон 7° по отношению к торцевым граням кристалла, на которые были нанесены антиотражающие покрытия (АОП). Длина активного канала L_a обычно составляет 700-1600 мкм. Наклон необходим для исключения положительной обратной связи, которая может превратить СЛД в ЛД с резонатором Фабри Перо. По конструкции СЛД близок к конструкции полупроводникового оптического усилителя (ПОУ).

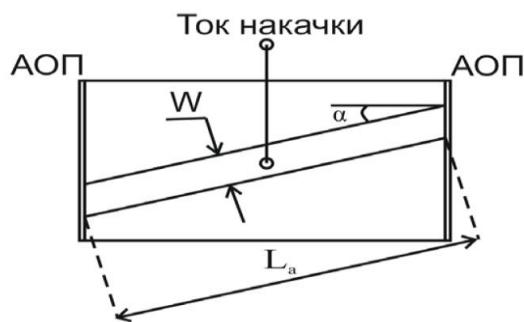


Рис.1.30. Упрощенная конструкция СЛД

Ваттамперная (ВтАХ) характеристика СЛД (рис.1.31а) ближе к ВтАХ ЛД (рис. 1.17а) и состоит из двух участков: при токе накачки меньше порогового и больше порогового. Вольтамперные характеристики СЛД (рис. 1.31б), ЛД, торцевых и поверхностных СИД практически одинаковы.

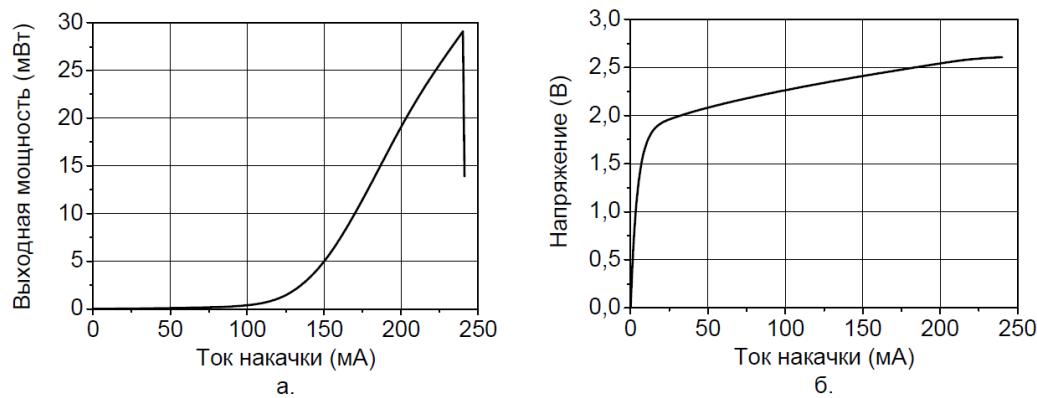


Рис.1.31. Ваттамперная (а) и вольтамперная (б) характеристики СЛД.

СЛД обычно имеют более узкую полосу по сравнению с обычными СИД (рис. 1.32).

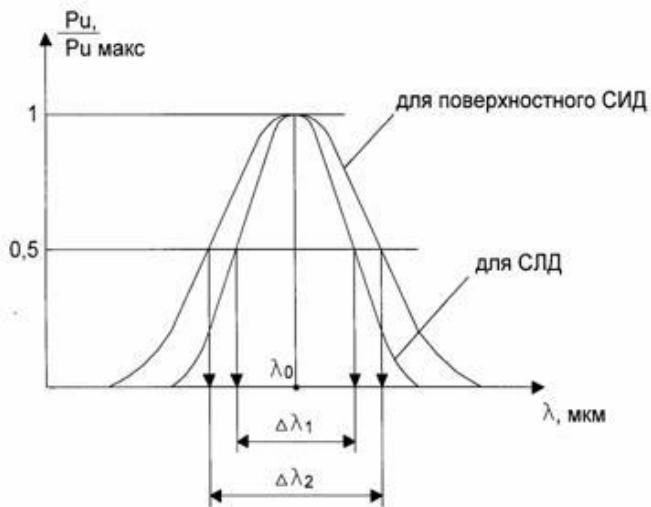


Рис. 1.32. Спектральные характеристики светодиодов

По спектральной характеристике можно определить ширину спектра излучения на уровне половинной от максимальной мощности излучения. Ширина спектра СЛД около 10 - 30 нм, для поверхностного СИД около 30 - 60 нм. Более узкий спектр излучения СЛД объясняется волноводным эффектом и некоторой согласованностью (когерентностью) излучательных рекомбинаций. При этом характер излучения остается по преимуществу спонтанным, а ширина спектра определяется разбросом энергетических состояний рекомбинирующих электронов и дырок.

Диаграмма направленности излучения СИД показывает распределение энергии излучения в пространстве (рис. 1.33).

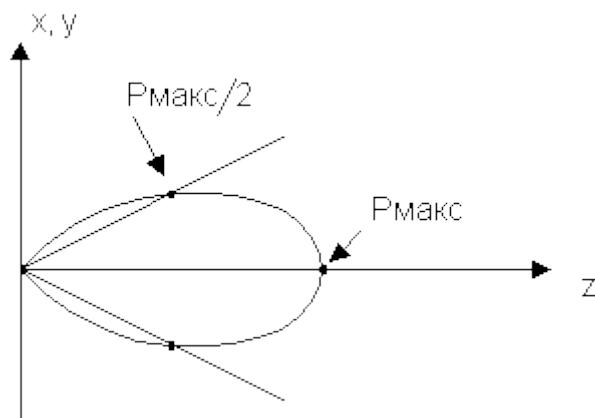


Рис. 1.33. Угловая расходимость излучения СИД

Угловая расходимость излучения СИД оценивается на уровне уменьшения мощности в пространстве в два раза ($P_{\text{макс}}/2$), что отмечено на рисунке точками на пересечении лучей и кривых распределения мощности. Для поверхностного СИД величины $\phi_x \approx \phi_y$ и могут составлять $110^\circ \dots 180^\circ$. Для СЛД величины ϕ_x и ϕ_y не равны и примерно составляют: $\phi_x \approx 60^\circ$ и $\phi_y \approx 30^\circ$. Внешняя квантовая эффективность светодиода показывает долю выводимой мощности излучения от полученной в результате спонтанной рекомбинации

$$\eta_{\text{внеш}} = P_{\text{изл}} / P_{\text{рекомб}} \quad (1.26)$$

Эта доля не превышает 2 – 10 %, что обусловлено большими потерями из-за рассеяния мощности внутри прибора и отражением фотонов на границе "полупроводник – воздух" и "полупроводник – световод" из-за различных показателей преломления полупроводника ($n = 3,5$) и среды ($n = 1,5$).

Из истории. Вскоре после создания полупроводниковых лазеров началось исследование "безрезонаторных" ЛД, привлекавших к себе внимание в качестве квантовых усилителей бегущей волны. В этих устройствах усиленное спонтанное излучение (суперлюминесценция) играет негативную роль, а именно, приводит к насыщению усиления и определяет уровень спонтанных шумов, т.е. ограничивает чувствительность и динамический диапазон усилителя.

Ранние исследования «безрезонаторных» ЛД в качестве источников излучения, привели к появлению так называемых суперлюминесцентных диодов (СЛД), которые базировались на GaAs - гомоструктурах. Позднее были созданы промышленные образцы СЛД на основе ДГС. СЛД, совмещающие в себе ряд достоинств инжекционных лазеров и светодиодов, являются оптимальными источниками излучения для ряда практических применений, в том числе для создания измерительных источников излучения в широком диапазоне длин волн излучения, характерном для полупроводниковых структур (330 - 1800 нм). Эти приборы обладают широкой спектральной полосой спонтанного излучения (до 170 нм), спектр которого ограничивается лишь распределением носителей заряда в валентной зоне и зоне проводимости, характерным для данных конфигурации и состава активных слоев полупроводниковой структуры, температуры и плотности тока инжекции. Полупроводниковые СЛД имеют малые размеры и низкую стоимость. Но при этом малая яркость, низкая эффективность ввода излучения в ОВ, сильные температурные зависимости как мощности, так и спектра излучения резко ограничивают возможности практического использования СИД в вышеуказанных областях. Как было указано выше, основным и уникальным в своём роде свойством СЛД является комбинация выходной мощности лазерного диода и ширины оптического спектра светодиода. Такое сочетание становится возможным благодаря широкому спектру усиления и высокому оптическому усилиению в соединениях InP, InAs, InSb, CdS, CdTe, PbTe, PbSe и наиболее распространённый из них GaAs.

По существу традиционный СЛД является оптимизированным лазерным усилителем бегущей волны с нулевыми коэффициентами отражения на торцах активного канала.

Основными параметрами, описывающими спектр излучения СЛД являются:

- Центральная, пиковая или медианная длины волн. (λ_c λ_p λ_m)
- Полуширина спектра $\Delta\lambda$ – параметр, равный ширине спектра взятой на половине его высоты. Этот параметр определяет длину когерентности L_c .
- Глубина остаточной спектральной модуляции модами Фабри-Перо, обусловленной неидеальностью (ненулевым отражением) граней СЛД.

Ширина спектра излучения в первую очередь зависит от ширины спектра усиления. Традиционные СЛД с «объемным» активным слоем имеют колоколообразную, слегка асимметричную, близкую к гауссовой, форму спектра. Эти СЛД на основе двусторонней гетероструктуры (GaAl)As с раздельным ограничением (РО ДГС) с поперечно-одномодовым активным каналом шириной в единицы микрометров при выходной оптической мощности в десятки милливатт обладают шириной спектра излучения 15-20 нм в диапазоне 800 нм и до 30-40 нм для длин волн 1300 и 1550 нм (InGaAsP). Так как увеличение ширины спектра является одной из актуальных задач для измерительных источников, спектр «объемных» СЛД пытались уширить и были предложены несколько вариантов конструкции, например, «слоеный» СЛД с двумя активными слоями с различным составом. Но реальный прогресс начался после успешной демонстрации СЛД на базе структур с квантовыми ямами.

Использование гетероструктур с одной или несколькими квантовыми ямами или говоря по-другому однослойными и многослойными квантоворазмерными гетероструктурами (ОКРС и МКРС соответственно) немного искажают, но зато позволяют значительно уширить спектр усиления, что увеличивает полуширину спектра излучения. Уширение спектра усиления происходит благодаря высокой плотности состояний в квантоворазмерной гетероструктуре по сравнению с «объемными» гетероструктурами при тех же плотностях носителей. Когда в выходное излучение дают вклад переходы из различных энергетических подзон в активных слоях, то возникает дополнительное уширение спектра.

Например, в наиболее распространенных ОКРС на базе AlGaAs возможны переходы из двух состояний зоны проводимости. Значительное уширение спектра излучения до 100 нм может быть достигнуто в МКРС. Недостатком этих СЛД является двугорбая форма спектра излучения. На рис. 1.34 показаны типичные спектры СЛД с колоколообразной (ширина ~20нм) и двугорбой (ширина ~50нм) формами спектра.

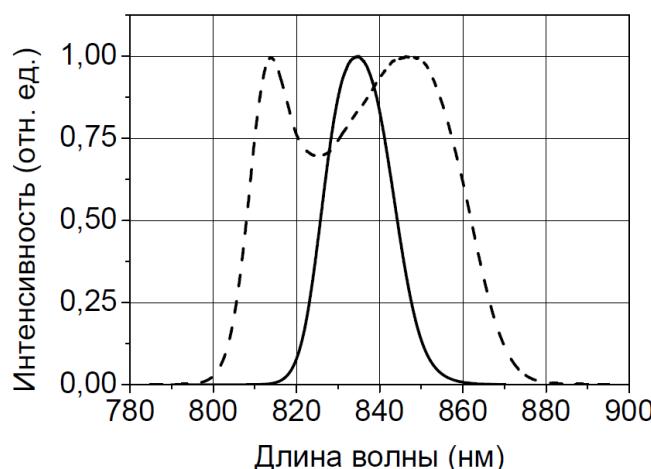


Рис. 1.34. Спектры СЛД с колоколообразной (сплошная линия) и двугорбой (пунктир) формами спектра

СЛД привлекательны в качестве измерительных источников излучения по следующим причинам:

- Ширина спектра излучения может достигать сотен нанометров.
- Высокая выходная мощность до сотен милливатт.
- Простой и эффективный ввод излучения в ОВ, в том числе в одномодовые до 30%-50% через сферическую и 60-70% через цилиндрическую линзу.
- Малые габариты чипа (порядка миллиметра) и светоизлучающего модуля (порядка сантиметра) с волоконным выходом.
- Срок службы порядка десятков тысяч часов.
- Сравнительно небольшая стоимость.
- Возможность создания СЛД в различных диапазонах оптического спектра, начиная с 400 и до 1800 нм.

Перечислим основные типы СЛД, доступных на сегодняшний день:

1. СЛД видимого диапазона с длинами волн 650-680 нм с шириной спектра излучения менее 10 нм и мощностью до 4 мВт на базе объемной гетероструктуры и с мощностью до 15 мВт на основе МКРС.

2. СЛД с длинами волн 750 – 900 нм на основе «объемных» и квантоворазмерных гетероструктур (КРС) в системах (AlGa)As и (InGa)As. обладают высокой мощностью до

100 и даже до 250 мВт. Широко доступны СЛД с шириной спектра до 50 нм и мощностью 30 мВт.

3. СЛД ближнего ИК диапазона 900- 1100 нм на основе КРС в системе (InGa)As имеют ширину спектра до 100-120 нм при мощности более 10 мВт из одномодового ОВ и до 60 мВт в при излучении в открытое пространство.

4. СЛД диапазона 1300- 1600 нм представлены десятками светоизлучающих модулей с шириной спектра до 100 нм и с мощностями до 100 мВт. Их основное назначение – метрология ВОСП.

Конструкции аналогичные СЛД могут быть использованы в качестве полупроводниковых оптических усилителей (ПОУ) бегущей волны, которые широко используются в ВОСП различного назначения. К главным достоинствам таких ПОУ относятся:

- «Чистое» однопроходное усиление (из одномодового ОВ в одномодовое) до 30 дБ;
- Спектральная полоса оптического усиления до сотен нанометров;
- Высокая выходная мощность (до 50 мВт из одномодового ОВ);
- Высокое быстродействие (порядка десятков фемтосекунд в линейном режиме);
- Малые габариты;
- Высокие эффективность и надёжность.

Наряду с обычными СЛД и светоизлучающими модулями с волоконным выходом на их основе получили широкое распространение комбинированные источники света, в которых оптические выходы 2-х или более широкополосных СЛД - модулей со смещенными спектрами объединяются с помощью широкополосных оптоволоконных разветвителей. Их главные достоинства – высокая яркость, очень широкий спектр и как следствие – экстремально низкая когерентность. Для примера на рис. 1.35 представлен спектр наиболее широкополосного из двухканальных комбинированных источников – BroadLighter D-890 отечественного производства.

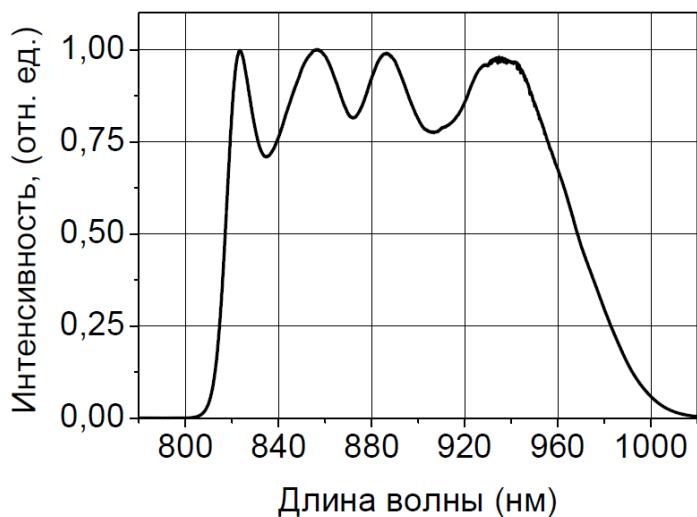


Рис. 1.35. Спектр излучения комбинированного источника BroadLighter-D-890

2. Модуляция оптического излучения. Модуляторы для ВОСП.

2.1. Прямая (внутренняя) модуляция источников излучения

Простейшим и наиболее распространенным способом модуляции источника излучения (ИИ) является (прямая) внутренняя модуляция изменением тока накачки через p - n переход СИД или ЛД. Может использоваться для аналоговых и цифровых ВОСП. При изменении тока изменяется выходная оптическая мощность ИИ. Это модуляция по интенсивности. На рис. 2.1 показана бинарная цифровая модуляция оптического излучения, которая может использовать кодирование NRZ (без возврата к 0) и RZ (с возвратом к 0).

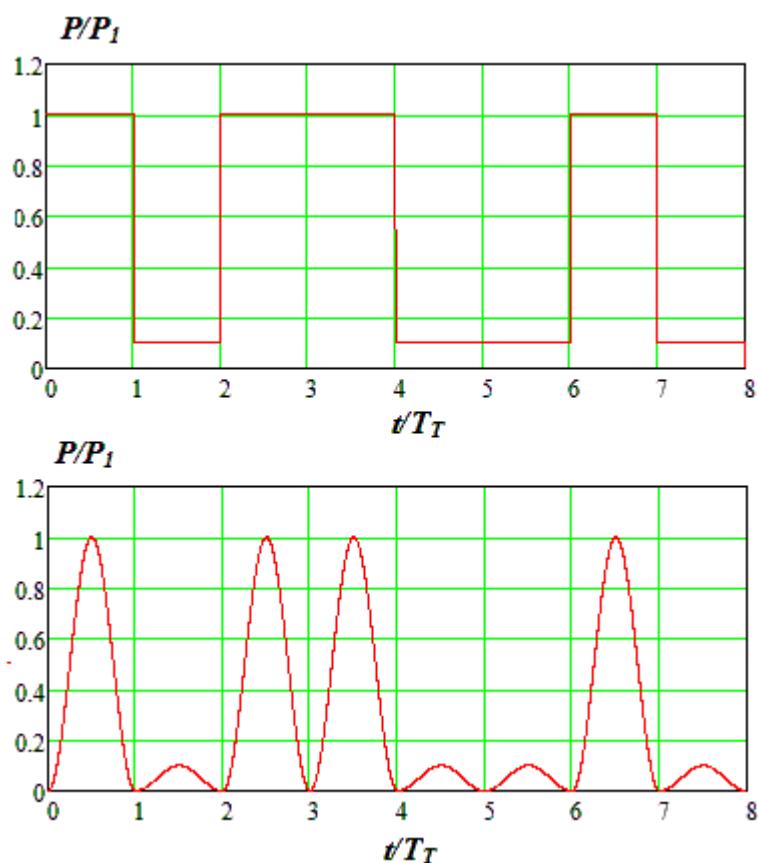


Рис. 2.1. Упрощенная форма сигнала на выходе передающего устройства при передаче двоичных сигналов с модуляцией по интенсивности с кодами NRZ и RZ.

Модуляционная характеристика СИД и ЛД $P(I)$ в общем случае не линейна. На рис. 2.2 показана структурная схема оптического передатчика для аналоговых и цифровых систем связи, которая представляет собой преобразователь входного напряжения U_{ex} в оптическую мощность P , которая обеспечивает высокую линейность преобразования $P(I)$ а также повышает быстродействие этого преобразования.

К недостаткам внутренней модуляции относятся сравнительно низкое быстродействие и паразитная частотная модуляция («чирпинг») выходного излучения в ИИ, которая расширяет спектр излучения ИИ и увеличивает дисперсионные искажения.

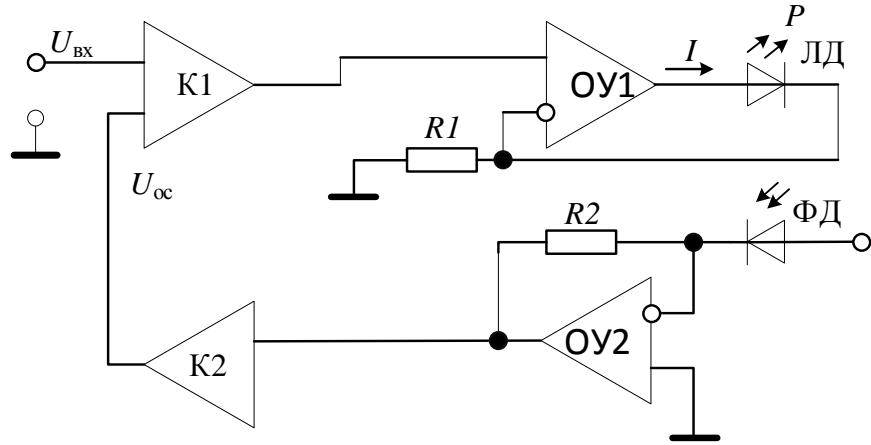


Рис. 2.2. Структурная схема преобразователя напряжения в оптическую мощность.

2.1. Внешняя модуляция источников излучения

Известно, что оптическое излучение представляет собой поперечные электромагнитные волны, которые характеризуются амплитудой напряженности электрического поля, частотой, фазой и поляризацией. Поэтому принципиально возможными являются амплитудная, частотная, фазовая и поляризационная модуляции. Однако до появления на рынке сравнительно дешевых узкополосных когерентных полупроводниковых ИИ эти виды модуляции не выходили за пределы научно-исследовательских лабораторий. Такие источники появились и стали возможны все перечисленные виды модуляции. Были разработаны соответствующие модуляторы, демодуляторы и когерентные приемники модулированного излучения.

Внешняя модуляция основана на следующих физических явлениях:

- Электрооптический эффект Поккельса – изменение показателя преломления некоторых материалов (например, ниобата лития LiNbO_3) под действием электрического напряжения.
- Магнитооптический эффект Фарадея – вращение плоскости поляризации излучения в некоторых материалах (аморфных и кристаллических) под действием магнитного поля, создаваемого электрическим током.
- Акустооптический эффект – изменение параметров показателя преломления некоторых материалов под действием акустической (или механической) волны, создаваемой модулирующим сигналом (эффект Брэгга, эффект Рамана – Ната).

- Электроабсорбционный эффект Франца-Келдыша – изменение затухания в некоторых материалах под действием электрического поля.

Наиболее широкое применение в ВОСП получили электрооптический (ЭОМ), и электроабсорбционный (ЭАМ) модуляторы, которые используются при скоростях передачи от 2,5 Гбит/с до 100 Гбит/с и выше. Отметим, что использование внешней модуляции исключает «чирпинг» ИИ.

Рассмотрим принцип действия и конструкцию ЭОМ (рис. 2.3) на основе поперечного эффекта Поккельса] в анизотропных средах.

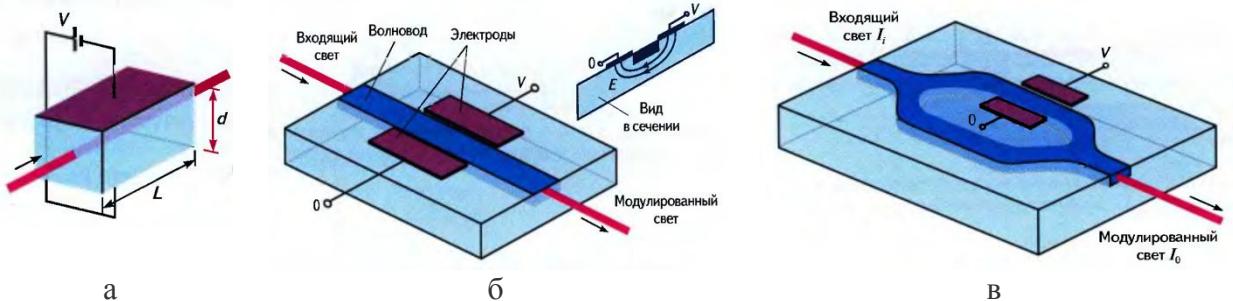


Рис.2.3. Упрощенные конструкции электрооптических фазовых модуляторов: объемная (а), в планарном ОВ (б) и на основе интерферометра Маха-Цендера (в).

Показатель преломления электрооптической среды $n(E)$ является функцией напряженности электрического поля E , которую можно разложить в ряд Тейлора. Учитывая только первый член в разложении, получим для $n(E)$ выражение

$$n(E) = n - 0.5 \cdot a_p \cdot n^3 \cdot E = n - 0.5 \cdot a_p \cdot n^3 \cdot V / d, \quad (2.1)$$

где a_p – постоянная Поккельса, V – напряжение, приложенное к ячейке Поккельса, d – расстояние между электродами.

При подаче на ячейку Поккельса (рис. 2.3а) прямоугольного напряжения с размахом ΔV и частотой следования f возникает дифференциальная фазовая модуляция с размахом изменения фазы

$$\Delta\varphi = \frac{\pi \cdot a_p \cdot n^3 \cdot \Delta V \cdot L}{\lambda_0 \cdot d}, \quad (2.2)$$

где L – длина взаимодействия электрического поля с проходящим излучением с длиной волны λ_0 .

Напряжение, при котором $\Delta\varphi = \pi$, называют полуволновым.

На рис. 2.3б показана конструкция интегрально-оптического ЭОМ, выполненного в виде планарного оптического волновода из ниобата лития (LiNbO_3). Такой ЭОМ может работать с частотами модуляции до 100 ГГц при полуволновых напряжениях порядка нескольких вольт.

Фазовая задержка сама по себе не влияет на интенсивность светового пучка. Однако фазовый модулятор (рис. 2.3в), помещенный в одно плечо интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ), может действовать как модулятор интенсивности. Если входная интенсивность I_i в интерферометре делится пополам, то интенсивности выходящего I_o и входящего I_i света связаны следующим образом

$$I_o = \frac{I_i + I_i \cdot \cos(\Delta\varphi)}{2} = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot a_p \cdot n^3 \cdot \Delta V \cdot L}{\lambda_0 \cdot d}\right) \quad (2.3)$$

При размахе модулирующего напряжения равном полуволновому обеспечивается 100% модуляция.

Рассмотрим принцип действия и конструкцию ЭАМ (рис. 2.4) на основе эффекта электропоглощения Франца-Келдыша в анизотропных средах.

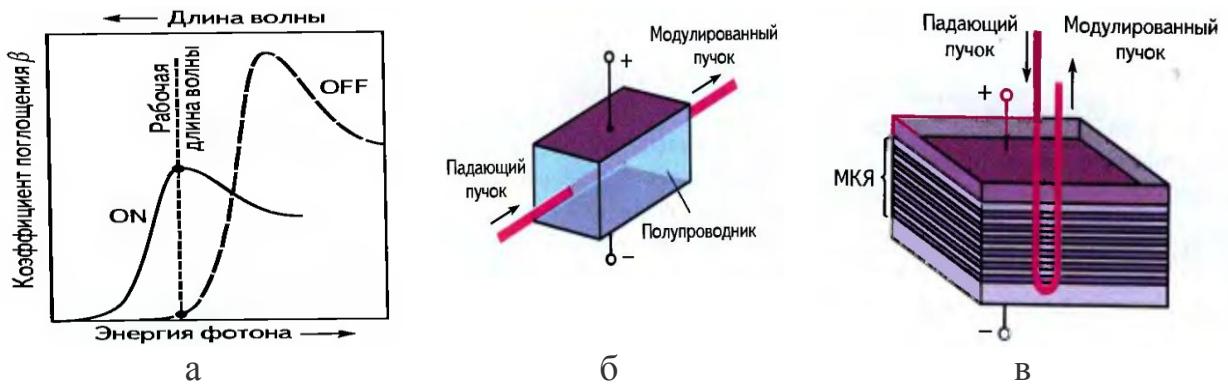


Рис. 2.4. Эффект электропоглощения (а) и конструкции ЭАМ: волноводная (б) и с использованием полупроводниковых структур с множественными квантовыми ямами (в).

Эффект Франца-Келдыша состоит в смещении спектра поглощения в сторону более длинных волн под действием напряженности электрического поля. На рис. 2.4а показаны спектры поглощения при выключенном (off) и включенном (on) электрическом поле. Видно, что на определенной длине волны можно получить большую глубину модуляции по интенсивности. Конструктивно ЭАМ может быть выполнен в виде планарного оптического волновода (рис. 2.4б). Однако можно повысить эффективность модулятора, используя полупроводниковые структуры с множественными квантовыми ямами (рис. 2.4в). Достоинствами ЭАМ являются высокие скорости и глубина модуляции, малые управляющие напряжения, а также технологичность, позволяющая интегрировать модулятор с ЛД DFB и ЛД VCSEL.

При использовании модуляции сигнала по интенсивности для демодуляции используют фотоприемные устройства (ФПУ) с p - i - n

фотодиодами (ФД) или лавинными ФД. Более подробно ФПУ будут рассмотрены ниже.

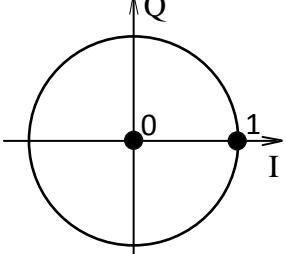
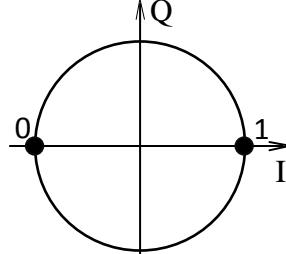
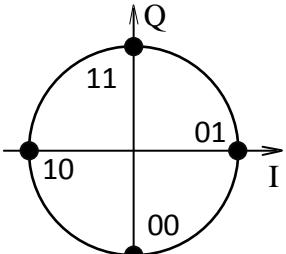
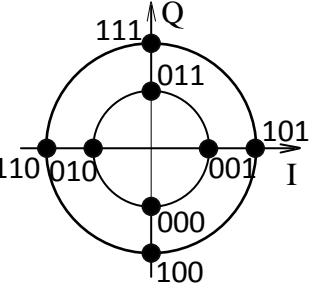
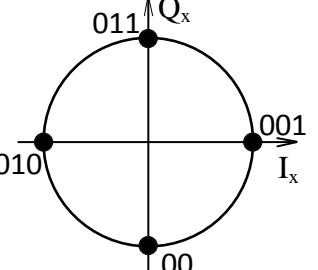
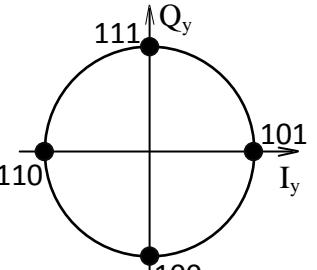
При скоростях передачи до 10 ГГц/с преимущественно используются бинарные форматы модуляции по интенсивности. Однако, если без изменения формата модуляции перейти к скорости передачи 40 ГГц/с, то требуемое отношение оптического сигнала к шуму возрастет в 4 раза (на 6 дБ), в 16 раз увеличится требования к компенсации хроматической дисперсии (ХД), а величина максимально допустимой поляризационно-модовой дисперсии (ПМД) уменьшится в 4 раза, сильнее будут проявляться нелинейные искажения в ОВ.

Для систем передачи со скоростями 40 Гбит/с и более разработаны новые форматы внешней модуляции, которые уменьшают ширину оптического спектра сигнала, увеличивают спектральную эффективность модуляции (SE), улучшают устойчивость к внутриканальным нелинейным эффектам в ОВ, к ХД и ПМД. В новых форматах используют многоуровневое кодирование с использованием комбинаций амплитудной, фазовой и поляризационной модуляций.

В улучшенных RZ форматах используется амплитудная модуляция, а фазовая модуляция служит для уменьшения нелинейных искажений и увеличения SE. В дифференциальных фазовых форматах (DPSK – Differential Phase Shift Keying) используется дополнительная амплитудная модуляция, которая служит для уменьшения «чирпа», возникающего из-за скачка фазы на границе между символами «1» и «0». Получили распространение двухуровневые DPSK и четырехуровневые DQPSK форматы с возвратом (RZ) и без возврата (NRZ) к нулю. Они имеют минимальные требования к отношению оптического сигнала к шуму (OSNR). Например, для фазового формата RZ DPSK оно должно составлять 11.1 дБ, по сравнению с 15.9 дБ для амплитудного формата NRZ ASK (Amplitude shift keying).

Для наглядного представления дискретных двухуровневых и многоуровневых амплитудных и фазовых форматов модуляции при определенном состоянии поляризации используют фазовые векторные диаграммы, на которых ось I (x) соответствует фазовому сдвигу 0, а ось Q (y) – сдвигу $\pi/2$. Длина вектора определяет амплитуду напряженности E , а угол поворота – его фазу. Часто сами вектора не показывают, а оставляют только точки соответствующие вершинам векторов. Для каждого вида модуляции может быть построена своя фазовая диаграмма. В таблице 2.1 приведены диаграммы для нескольких форматов модуляции. Каждый из рассмотренных видов модуляции может иметь формат NRZ или RZ.

Таблица 2.1. Векторные (фазовые) диаграммы для различных форматов модуляции.

№	Формат модуляции	Фазовые диаграммы для ориентации вектора Е вдоль осей	
		x	y
1	Амплитудная бинарная модуляция ASK (Amplitude Shift Keying) или OOK (On Off Keyng)		
2	Дифференциальная бинарная фазовая модуляция DPSK (Diferential Phase Keying)		
3	Дифференциальная четырехуровневая фазовая модуляция DPSK (Quaternary Diferential Phase Keying)		
4	Восьмиуровневая квадратурная амплитудная модуляция 8 QAM (Quadrature Amplityde Modulation). Сочетание амплитудной и фазовой модуляции		
5	Сочетание двухуровневой поляризационной и четырехуровневой фазовой модуляций DP QPSK (Dual Polarization QPSK)		

Отметим, что для рассмотренных фазовых диаграмм определяющим является взаимное расположение точек на окружностях, а положение осей не меняет формата модуляции.

В большинстве случаев для демодуляции сигналов с новыми форматами модуляции используются когерентные способы приема с использованием опорного источника излучения, но в ряде случаев могут использоваться более простые методы демодуляции, например для форматов PSK. На рис. 2.5а показаны бинарные сигналы NRZ DPSK. Там же показана фазовая диаграмма такого сигнала, показывающая, что сигналы логической «1» и «0» имеют одинаковую мощность, а фазы отличаются на 180 градусов. Для приема таких сигналов, может использоваться оптический демодулятор, который преобразует фазовую манипуляцию в амплитудную. Он представляет собой ИМЦ (рис. 2.3в), в одно из плеч которого вместо фазового модулятора включено устройство задержки на время, равное тактовому интервалу ВОСП. После интерферометра сигналы с одинаковыми фазами складываются, а сигналы в противофазе подавляются, и сигналы приобретают модуляцию по интенсивности (рис. 2.5б) и могут регистрироваться ФПУ с энергетическим приемом.

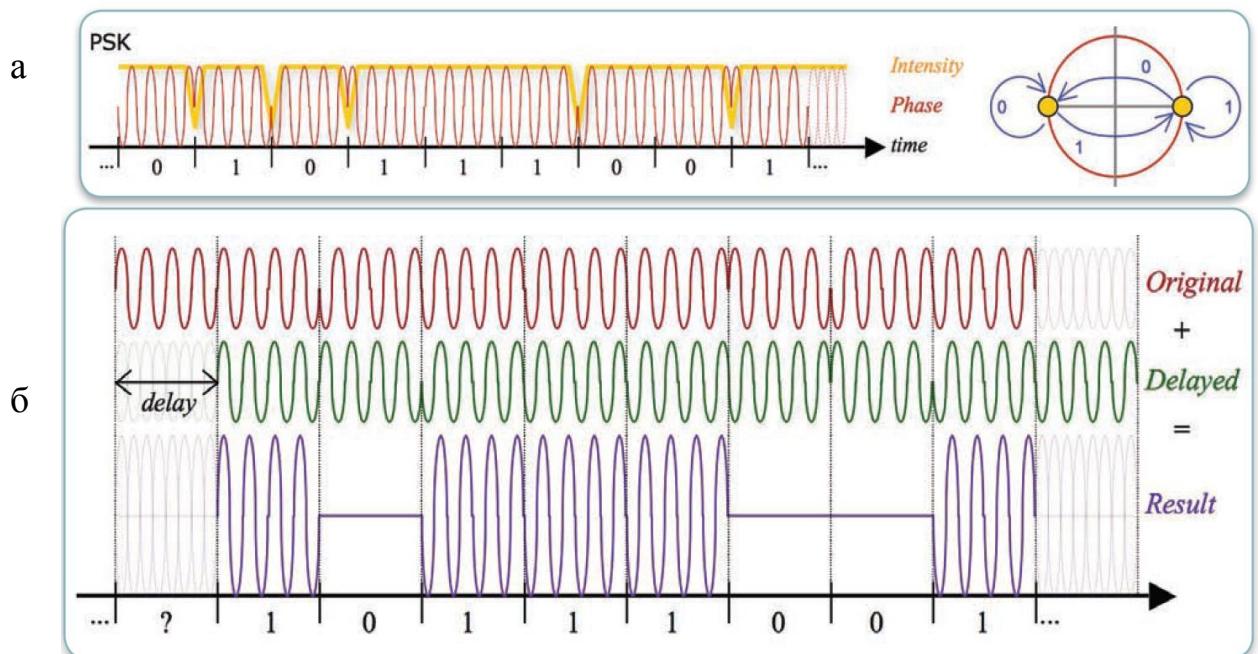


Рис. 2.5. Временные и фазовые диаграммы сигнала NRZ DPSK (а) и преобразование фазовой модуляции в амплитудную (б).

Одним из наиболее успешных форматов модуляции (таблица 2.1) является DP QPSK, который использует два ортогональных состояния поляризации E_x и E_y , а также четыре состояния фазы, отличающиеся на $\pi/2$. Схема передающего устройства (рис. 2.6) содержит одночастотный лазер, излучение которого разделяется в поляризационном сплиттере PBS1 (polarized beam splitter) поровну между двумя ортогональными линейными поляризациями. Каждая поляризация поступает на свой квадратурный модулятор (QPSK) на основе ИМЦ, который в каждой из двух ветвей также

имеет ИМЦ с фазовым модулятором, а в одной из них дополнительно фазовращатель на $\pi/2$. В результате сигнал на выходе каждого квадратурного модулятора имеет одно из четырех значений фазы (табл. 2.1). Далее фазомодулированные сигналы с ортогональными поляризациями объединяются PBS2.

Каждый символ переносит 4 бита информации по 2 бита на каждой поляризации, что позволяет в 4 раза уменьшить скорость модулирующих сигналов, подаваемых на модуляторы со 100 Гбит/с до 25 Гбит/с. Сигнал передающего устройства будет иметь скорость 25 Гбод. Реально скорости передачи будут выше на 10-15% за счет использования линейных кодов, корректирующих ошибки FEC (Forward Error Correction). При интервале между каналами 50 ГГц и скорости 100 Гбит/с эффективность составит $SE=4$ бит/с/Гц.

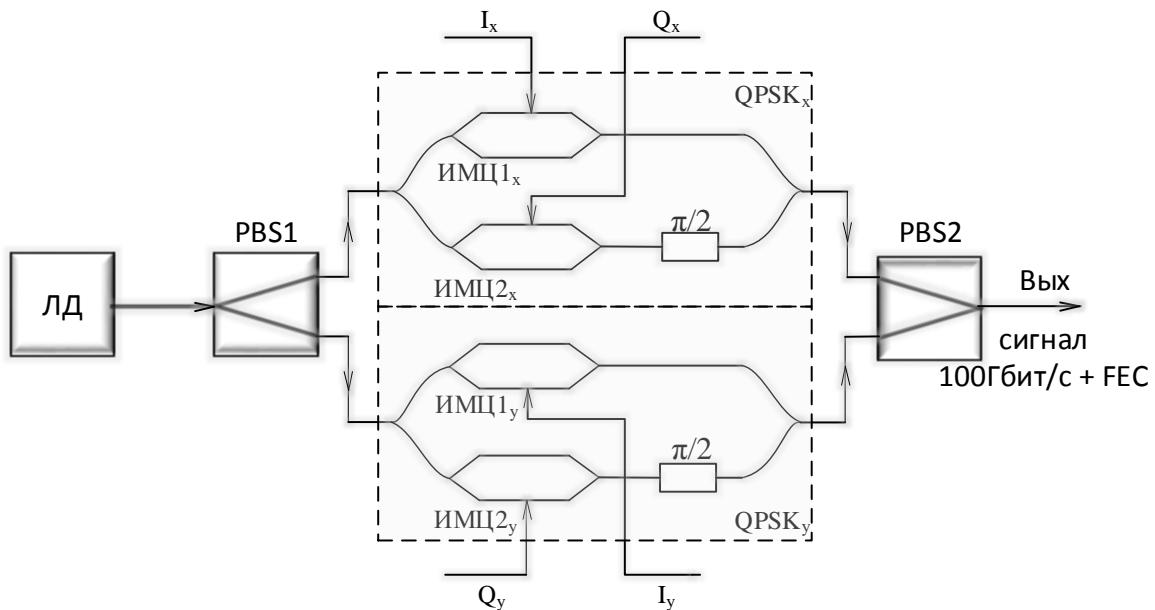


Рис. 2.6. Упрощенная схема передающего устройства с кодом DP QPSK.

3. Фотоприемные устройства

Все фотоприемные устройства (ФПУ) можно разделить на:

- ФПУ прямого детектирования, то есть непосредственного преобразования мощности оптического излучения в электрический сигнал (энергетический прием),
- ФПУ со смешением оптических сигналов на фотодетекторе (когерентный прием).

В настоящее время в ВОСП со скоростями до 10 Гбит/с в основном используются ФПУ с прямым детектированием оптических сигналов. В этой главе рассматриваются только ФПУ прямого детектирования.

3.1. Требования к фотоприемным устройствам для ВОСС

Фотоприемные устройства (ФПУ) для ВОСС выполняют следующие функции:

1. Согласование линейного волоконно-оптического тракта (ЛВОТ) с фотоприемником (ФП) для эффективного ввода излучения из ОВ.
2. Преобразование мощности оптического излучения в электрический сигнал (обычно в фототок) в ФП.
3. Усиление и фильтрация аналогового электрического сигнала в усилителе фототока (УФТ).

В цифровых ВОСС в ФПУ часто проводится регенерация искаженного в ВОЛТ и УФТ электрического сигнала.

В ВОСС в настоящее время используются только квантовые ФП: обычно *p-i-n* фотодиоды (ФД) и лавинные ФД, которые характеризуются:

1. Зависимостью чувствительности ФД от длины волны. Чувствительность ФД $S(\lambda)$ - это отношение изменения фототока ΔI_ϕ к изменению входной оптической мощности ΔP

$$S(\lambda) = \frac{\Delta I_\phi}{\Delta P}. \quad (3.1)$$

2. Диапазоном регистрируемых входных оптических мощностей (P_{min} - P_{max}), при котором обеспечивается требуемая линейность преобразования (постоянство $S(P)$).
3. Зависимостью порога реагирования ФД от длины волны. Порог реагирования $P_{th}(\lambda)$ - это минимальная оптическая мощность обеспечивающая требуемое отношение сигнала к шуму и (или) требуемый коэффициент ошибок.
4. Вольтамперными характеристиками ФД $I(U)$ при различных величинах входной оптической мощности и температурах.
5. Быстродействием, которое можно оценить верхней частотой модуляции входной оптической мощности или постоянной времени нарастания и спадания фототока при воздействии прямоугольного оптического импульса.

Указанные характеристики ФД в совокупности с характеристиками усилителя фототока (УФТ) позволяют определять многие параметры ФПУ, к которым также относятся:

- стабильность характеристик при изменении параметров окружающей среды (температуры, влажности, давления и пр.),
- высокая надежность, большой срок службы,
- малое энергопотребление, малые габариты и масса, а также низкая стоимость.

3.2. Физические процессы в ФД

Работа ФД основана на внутреннем фотоэффеekte, т.е. поглощении оптического излучения материалом полупроводника, сопровождающимся генерацией подвижных носителей заряда.

Рассмотрим физические процессы в ФД. В отсутствии оптического излучения он ведет себя как обычный обратно смещенный p - n -переход. В области перехода возникает зона с малой концентрацией свободных носителей заряда (обедненная область), в которой действует электрическое поле. Ширина приграничного слоя в n и p областях зависит от степени легирования этих областей, и в общем случае неодинакова. Часто в литературе n и p области с высокой концентрацией носителей обозначают как n^+ и p^+ .

Физические процессы, протекающие в ФД при облучении его светом, носят обратный характер по отношению к процессам, происходящим в полупроводниковых СИД. При поглощении фотона возникает пар свободных носителей (электрон и дырка), движение которых создает ток через переход (фототок).

Ток через переход имеет две составляющие - диффузионную и дрейфовую. Дрейфовый ток обусловлен силами, которые действуют со стороны электрического поля на элементарные заряды. Диффузионный ток обусловлен градиентом концентрации носителей заряда. Диффузионные процессы значительно более инерционны по сравнению с дрейфовыми, а скорость дрейфовых процессов для электронов и дырок сильно зависит от напряженности электрического поля. Если пара носителей заряда возникает вне обедненной зоны, т.е. в области слабого электрического поля, то она локально изменяет концентрацию свободных носителей заряда, что приводит к диффузии зарядов, направленной на выравнивание их концентрации. Из-за большой инерционности диффузионных процессов желательно, чтобы фотоны поглощались именно в обедненной зоне, где напряженность электрического поля сравнительно велика. Если же пара электрон - дырка возникает на некотором расстоянии от обедненной зоны, превышающем длину диффузии, то вероятность рекомбинации будет близка к единице и, следовательно, поглощенный фотон не даст вклада в фототок I_ϕ . Длина диффузии – это расстояние, на которое в среднем перемещается электрон до его рекомбинации (он не может бесконечно долго находиться в возбужденном состоянии, то есть эта величина связана со временем его жизни в зоне проводимости).

Поскольку желательно, чтобы генерация происходила в основном в обедненной зоне, к ФД прикладывают обратное напряжение, увеличивающее ширину этой зоны. Ее также увеличивают при разработке конструкции ФД. Ширина обедненного слоя зависит от концентрации легирующих примесей. Чем меньше концентрация примесей, тем шире обедненный слой. Поэтому концентрацию примесей снижают (обычно в n -слое) до такой степени, что его уже можно считать собственным i -слоем. Для того чтобы получить в кремнии обедненный слой толщиной 30 - 50 мкм при умеренных величинах обратного напряжения смещения (5-20 В), плотность донорных примесей в i -слое должна быть $\sim 10^{13}$ см⁻³ (обычная концентрация примесей в n -слое составляет $\sim 10^{20}$ см⁻³). К этому слаболегированному высокомонному слою добавляют еще низкоомный n^+ -слой с нормальной степенью легирования и получают известную p - i - n структуру (рис.3.1а). Излучение вводится через тонкий p^+ -слой, покрытый антиотражающим покрытием. При разработке конструкции p - i - n ФД стремятся к уменьшению затухания излучения в этом слое.

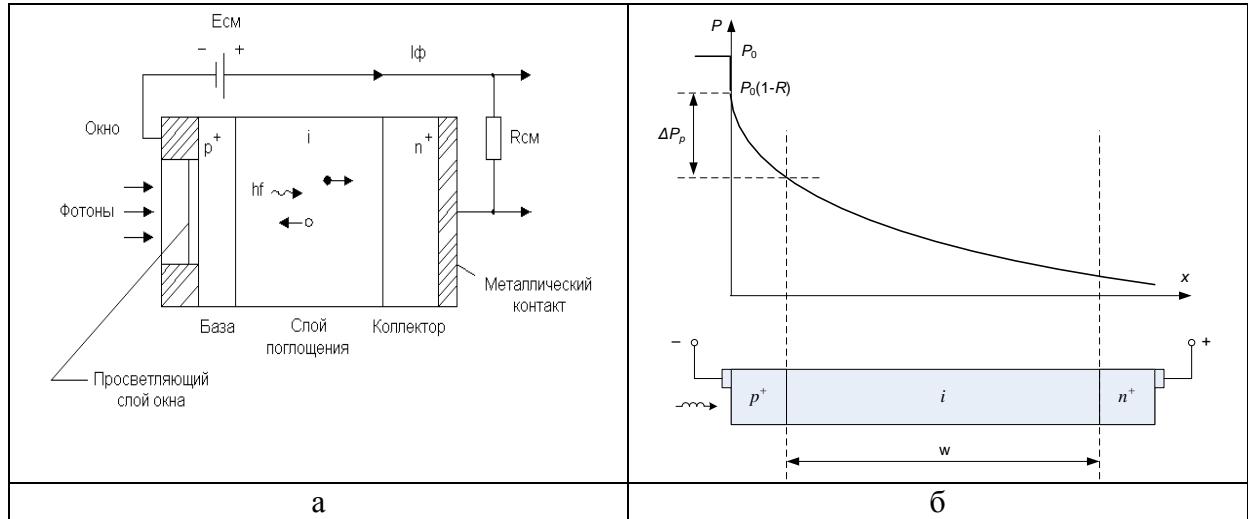


Рис. 3.1. Изменение мощности излучения в p - i - n ФД

В первом приближении можно считать, что поглощение падающей на p - i - n ФД оптической мощности P_0 происходит в i – слое по закону Бугера. Для мощности излучения $P(x)$ на расстоянии x от начала i – слоя (рис. 3.1б) с учетом поглощения a_p в тонком p^+ слое и отражения R от входной поверхности ФД можно записать

$$P(x) = P_0 \cdot (1 - R) \cdot \exp(-\alpha \cdot x - a_p), \quad (3.2)$$

где α – коэффициент поглощения в i – слое.

Определим полную поглощенную в i – слое мощность. Для этого рассмотрим тонкий слой dx на расстоянии x от начала обедненного i слоя. Для поглощенной в этом слое мощности можно записать

$$dP_{\text{погл}} = P(x) \cdot \alpha \cdot dx \quad (3.3)$$

$$P_{\text{погл}} = \alpha \cdot \int_0^w P(x) \cdot dx = P_0 \cdot (1 - R) \cdot \exp(-a_p) \cdot \alpha \cdot \int_0^w \exp(-\alpha \cdot x) \cdot dx = \\ = P_0 \cdot (1 - R) \cdot \exp(-a_p) \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot w)], \quad (3.4)$$

где w – ширина i – слоя.

Для оценки качества ФД можно ввести два понятия: внутреннюю и внешнюю квантовые эффективности.

Под внешней квантовой эффективностью (квантовым выходом) η мы будем понимать отношение числа возникших электронов n_ϕ , создающих ток во внешней цепи ФД, к числу падающих на ФД фотонов n_ϕ за один интервал времени, например за 1 секунду. Это важнейший безразмерный параметр ФД и он всегда меньше 1 (без учета возможного в некоторых случаях лавинного умножения).

Определим связь между внешней квантовой эффективностью и монохроматической чувствительностью $S(\lambda)$ (3.1)

$$\eta = \frac{n_\phi}{n_\phi} = \frac{I_\phi / e}{P_0 / h\nu} = \frac{S(\lambda) \cdot h \cdot \nu}{e} = \frac{S(\lambda) \cdot h \cdot c}{e \cdot \lambda}, \quad (3.5)$$

где $P_0 = n_\phi \cdot h\nu$, $I_\phi = n_\phi \cdot e$, $E_0 = h\nu = \frac{h \cdot c}{\lambda}$ – энергия фотона, e – заряд электрона,

h – постоянная Планка, c – скорость света в вакууме.

Если считать квантовую эффективность η постоянной, то из (3.1) чувствительность ФД прямо пропорциональна длине волны

$$S(\lambda) = \frac{\Delta I_\phi}{\Delta P} = \eta \frac{e \cdot \lambda}{h \cdot c}. \quad (3.6)$$

Это обусловлено тем, что с увеличением λ количество фотонов, каждый из которых будет иметь меньшую энергию $h\nu=hc/\lambda$, возрастает. Однако, несмотря на меньшую энергию, каждый фотон с определенной вероятностью может вызвать появление электрона и дырки, т.е. с увеличением длины волны фототок возрастает при той же мощности излучения.

Длина волны оптического излучения, которое преобразуется в электрический ток ФД, ограничена сверху явлением, которое называют красной границей фотоэффекта. Для того чтобы электрон под воздействием фотона перешел из валентной зоны в зону проводимости, фотон должен обладать достаточно большой энергией (не меньше ширины запрещенной зоны W_g). Фотоны с недостаточной энергией $h\nu < W_g$ не вызывают фотоэффекта. Можно определить пороговую длину волны $\lambda_{\text{пор}}$ – максимальную длину волны излучения, при которой еще наблюдается фотоэффект. Эта частота и длина волны соответствуют фотонам $h\nu_{\text{пор}}=W_g$

$$\nu_{\text{пор}} = \frac{W_g}{h}, \quad \lambda_{\text{пор}} = \frac{c}{\nu_{\text{пор}}} = \frac{hc}{W_g} = \frac{1.24}{W_g} \quad (3.7)$$

где коэффициент 1.24 имеет размерность [мкм эВ].

Величины W_g и $\lambda_{\text{пор}}$ для ряда используемых на практике полупроводниковых материалов приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Материал	Si	Ge	GaAs	Ga _x In _{1-x} As	Ga _x In _{1-x} As _y P _{1-x}
W_g , эВ	1.1	0.72	1.43	1.43-0.36	1.35-0.36
$\lambda_{\text{пор}}$, мкм	1.1	1.7	0.87	0.87-3.44	0.92-3.44

Другая граница фоточувствительности, со стороны коротких длин волн, также существует. Она может быть обусловлена сильным поглощением излучения вблизи поверхности образца полупроводника.

Под внутренней квантовой эффективностью $\eta_{\text{вн}}$ мы будем понимать отношение числа рождающихся в секунду электронов n_e к потоку поглощенных в обедненном слое фотонов n_ϕ в секунду. Эта величина может быть близка к 1, но меньше, т.к. часть электронов и дырок, возникших за счет поглощения фотонов, может рекомбинировать в процессе дрейфа, не внося своего вклада в фототок (эффектом лавинного умножения в данном случае мы пренебрегаем). Отметим, что вероятность рекомбинации в i – слое мала, т.к. сильное электрическое поле разделяет образовавшуюся пару носителей и уменьшает время пролета носителей. Если же пара электрон - дырка возникает на расстоянии от обедненной зоны, превышающем длину диффузии, то вероятность ее рекомбинации будет близка к единице и, следовательно, поглощенный фотон не даст вклада в фототок, хотя и несколько уменьшает внутреннюю квантовую эффективность. Поглощение света вне обедненной зоны приводит также к ухудшению быстродействия ФД за счет меньшей скорости движения носителей заряда в области с меньшей напряженностью электрического поля.

Выразим внешнюю квантовую эффективность через внутреннюю

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{n_\phi}{n_\phi} = \frac{n_\phi \cdot n_{\phi\text{погл}}}{n_\phi \cdot n_{\phi\text{погл}}} = \eta_{\text{вн}} \cdot \frac{n_{\phi\text{погл}}}{n_\phi} = \eta_{\text{вн}} \cdot \frac{P_{\text{погл}}}{P_0} = \\ &= \eta_{\text{вн}} \cdot (1 - R) \cdot \exp(-a_p) \cdot [1 - \exp(-\alpha \cdot w)]\end{aligned}\quad (3.8)$$

Внешняя квантовая эффективность η всегда меньше внутренней. Для увеличения внешней квантовой эффективности необходимо:

1. Уменьшать коэффициент отражения R от входной площадки ФД, с помощью антиотражающего покрытия;
2. Уменьшать поглощение a_p в p – слое с помощью уменьшения его толщины и использования в качестве p – слоя широкозонного полупроводника с большей по сравнению с i слоем шириной запрещенной зоны (ШЗЗ). В этом случае фотоны с энергией большей ШЗЗ i слоя, но меньшей ШЗЗ p – слоя в p слое поглощаться не будут. Конструкцию р-и-п ФД, в которой ШЗЗ p и i слоев имеет большее значение, по сравнению с ШЗЗ i слоя, называют двойной гетероструктурой. Используемые р-и-п ФД с двойной гетероструктурой эффективны для према излучения в диапазоне от 1 до 1.7 мкм.
3. Увеличивать долю света, поглощаемую в i – слое, т.е. увеличивать произведение $\alpha \cdot w$.
4. Увеличить квантовую эффективность ФД можно также, используя в качестве второго электрода зеркала с коэффициентом отражения R . При этом отраженный свет возвращается в i – слой. Доля поглощенного в i – слое излучения растет и стремится к 1

$$k_p = 1 - \exp(-\alpha \cdot w), \text{ при } R = 0$$

$$k_p = 1 - \exp(-2\alpha \cdot w), \text{ при } R = 1, \quad (3.9)$$

где α — коэффициент поглощения; w — толщина i -слоя.

При $R = 1$ эффективная толщина обедненного слоя удваивается. Полагая $\alpha = 0,68 \text{ мкм}^{-1}$ ($\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$ на $\lambda \approx 1550 \text{ нм}$), $d = 3 \text{ мкм}$ получаем для $R=0$ $k_p = 0.87$ и для $R=1$ $k_p = 0.983$.

Чтобы уменьшить отражение света от границы полупроводник - воздух, обычно на поверхность наносят прозрачную диэлектрическую пленку толщиной в четверть длины волны. Для эффективного подавления отраженного сигнала необходимо, чтобы коэффициенты отражения от двух поверхностей антиотражающей пленки были бы одинаковы, если пренебречь поглощением света в пленке. Для нормального падения на поверхность пленки условие подавления отраженного сигнала будет иметь вид

$$r = \frac{n_n - n_0}{n_n + n_0} = \frac{n_d - n_n}{n_d + n_n}, \quad (3.10)$$

где n_0 , n_n , n_d – показатели преломления среды, из которой приходит излучение на вход ФД, диэлектрической пленки и материала ФП, соответственно.

Из последнего выражения найдем оптимальный показатель преломления пленки, который составляет

$$n_n = \sqrt{n_0 \cdot n_d}. \quad (3.11)$$

Полагая, что показатель преломления ФД из ArGa , $n_d=4$, $n_0=1$ (воздух) получим $n_n=2$. Таким показателем преломления обладает пленка нитрида кремния Si_3N_4 . На практике часто более удобна тонкая кварцевая пленка ($n=1.46$), которая заметно увеличивает пропускание оптического излучения.

3.3. Вольтамперная характеристика ФД

На рис. 3.2 показано семейство вольтамперных характеристик ФД при разных значениях падающей на него оптической мощности P . Семейство вольтамперных характеристик (ВАХ) описывается выражением

$$I = I_0 \cdot \left(\exp \frac{U \cdot e}{k \cdot T \cdot m} - 1 \right) - S \cdot P = I_T + I_{ph}, \quad (3.12)$$

где S – чувствительность ФД по току, P – входная оптическая мощность, I_T – темновой ток (при $P=0$), I_0 – тепловой обратный ток, $\varphi_T = kT/e$ – температурный потенциал; $e = 1.602 \cdot 10^{-19}$ – заряд электрона, $K\text{л}$; $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Дж/К ; m – коэффициент рекомбинации, зависящий от электрофизических свойств полупроводника. (для Ge $m = 1$, для Si $m = 2$, для GaAs $m = 3$).

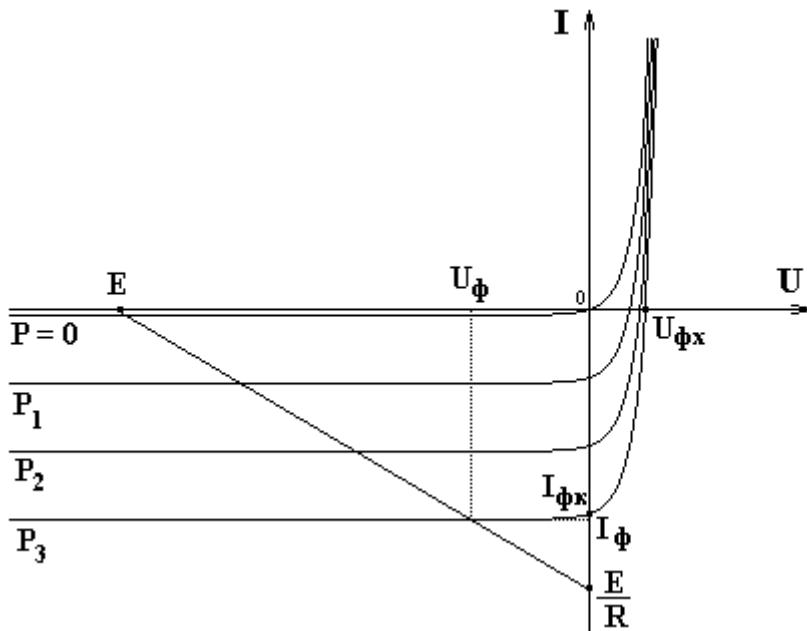


Рис. 3.2. Вольтамперные характеристики ФД

3.4. Схемы включения ФД

В простейшем случае ФД можно непосредственно подключить к входу усилителя напряжения с коэффициентом усиления K_y с высоким входным сопротивлением (рис. 3.3а), который усиливает напряжение холостого хода ФД $U_{\Phi x}$, величина которого может быть определена по (3.12) или непосредственно по ВАХ (рис. 3.2). Поскольку ток ФД равен нулю, нагрузочная кривая на ВАХ совпадает с осью U . Выходное напряжение в этом случае будет равно

$$U_{\text{вых}} = K_y \cdot U_{\Phi x} = \frac{k \cdot T \cdot m}{e} \cdot \ln \left[\frac{I_{\Phi}}{I_0} + 1 \right] \cdot K_y. \quad (3.13)$$

Такая схема получила название фотовольтаическая. Недостатком этой схемы является нелинейная связь между фототоком, а, следовательно, и между оптической мощностью и выходным напряжением (рис. 3.3а).

В другом случае (рис. 3.3б) ФД подключается к входу УФТ, выполненного на основе операционного усилителя и резистора R в цепи отрицательной обратной связи. Такая схема называется трансимпедансной, так как ее коэффициент передачи, равный

отношению выходного напряжения к входному току имеет размерность сопротивления (импеданса). Она имеет очень низкое входное сопротивление и напряжение на ФД практически равняется нулю. Это соответствует режиму короткого замыкания $I_{\phi k}$. Поскольку напряжение на ФД равно нулю, нагрузочная прямая на ВАХ (рис. 3.2) совпадает с осью I .

В этой схеме напряжение на ФД практически равно нулю, а напряжение на выходе схемы

$$U_{\text{вых}} = -I_{\phi} \cdot R. \quad (3.14)$$

Достоинствами трансимпедансной схемы включения являются высокая линейность преобразования оптической мощности в фототок и выходное напряжение (рис. 3.3б при $U=0$), а также исключение темнового тока и связанного с ним дробового шума.

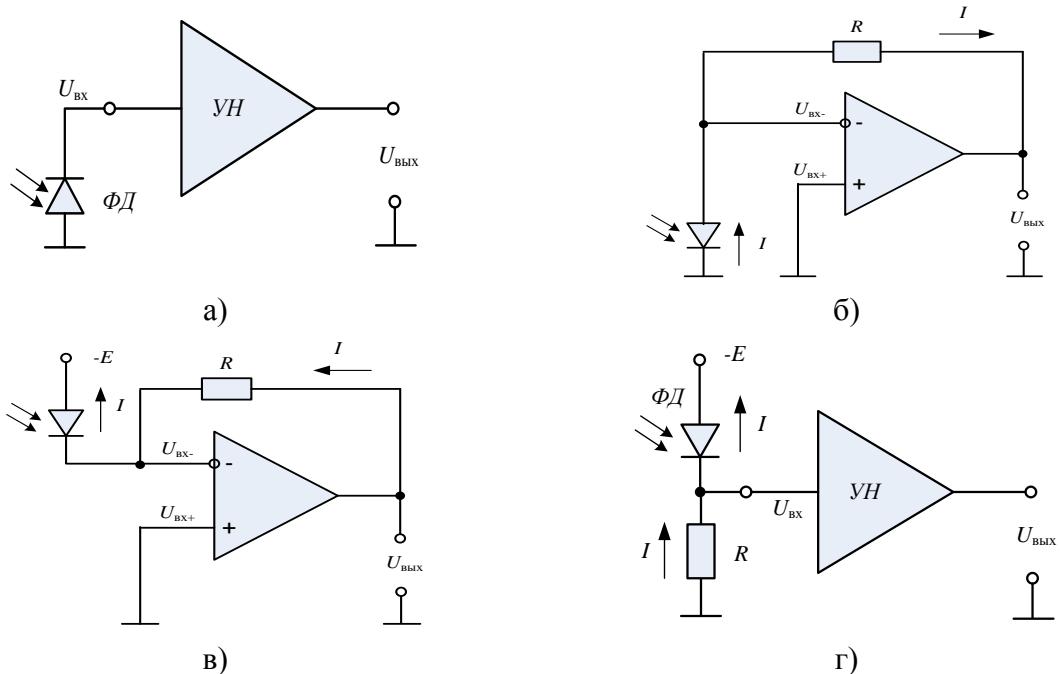


Рис. 3.3. Схемы включения ФД

На практике, однако, ФД в ВОСП почти всегда работают в режиме с обратным напряжением смещения (рис. 3.3в и 3.3г). Как будет показано ниже, в таких схемах существенно выше быстродействие ФД.

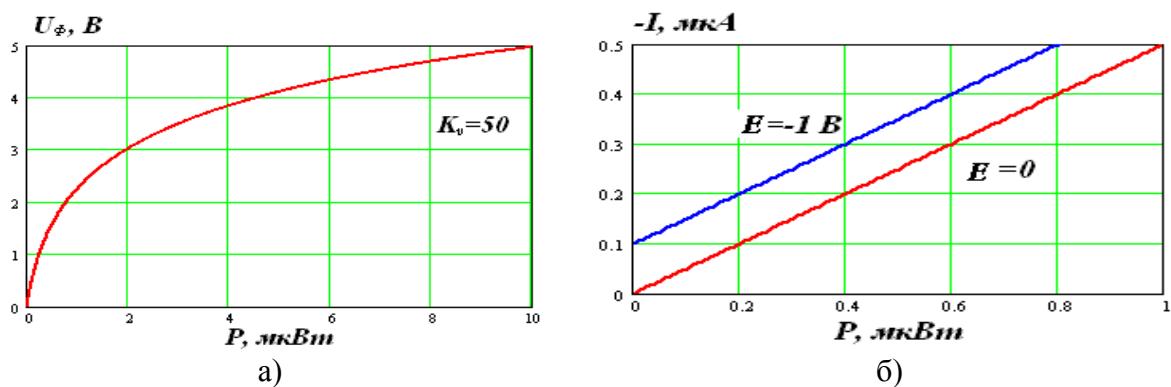


Рис. 3.4. Зависимости выходного сигнала от входной оптической мощности для схемы рис. 3.3а (а) и схемы рис. 3.3б и рис. 3.3в (б).

Схема на рис. 3.3в является разновидностью трансимпедансной схемы на рис 3.3б. Она отличается только наличием обратного смещения ФД. ФД по переменному току также работает в режиме короткого замыкания.

В этой схеме напряжение на ФД постоянно и равно E , а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = -(I_{\phi} + I_{\text{т}}) \cdot R. \quad (3.15)$$

Поскольку напряжение равно E , нагрузочная прямая на вольтамперной характеристике (рис. 3.2) параллельна оси I и пересекает ось U в точке $U = E$.

В схеме рис. 3.3г используется УН с высоким входным сопротивлением, а для преобразования фототока во входное напряжение УН используется резистор R . При таком включении существенное значение имеют: входное сопротивление и емкость УН.

В этой схеме выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}} = -(I_{\phi} + I_{\text{т}}) \cdot R \cdot K_y. \quad (3.16)$$

Нагрузочная прямая для этой схемы показана на рис. 3.2.

По семейству ВАХ (по точкам их пересечения с нагрузочной прямой) можно определить зависимость выходного электрического сигнала (фототока) от входной оптической мощности. Схема (рис. 3.3г) также отличается высокой линейностью преобразования и высоким быстродействием при малых значениях R .

3.5. Эквивалентная схема ФД с входной цепью

Упрощенная эквивалентная схема для переменного тока (рис. 3.15) отрицательно смещенного ФД при слабых сигналах включает в себя генераторы фототока $I_{\phi} = S \cdot P$ и шумового $I_{\text{ш}}$ тока, шунтирующую проводимость G_D и барьерную емкость перехода C_D .

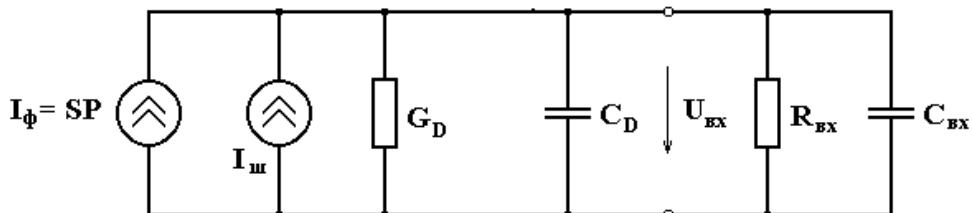


Рис. 3.5. Эквивалентная схема ФД с входной цепью УФТ

Шунтирующая проводимость G_D имеет небольшую величину (10^{-5} - 10^{-6} См), которая соответствует наклону вольтамперной характеристики при отрицательном смещении. Ее можно определить по выражению (3.12) и вольтамперной характеристике ФД (рис. 3.2)

$$G_D = \frac{dI_{\phi}}{dU} = \frac{I_0 \cdot e}{k \cdot T \cdot m} \cdot \exp\left(-\frac{U \cdot e}{k \cdot T \cdot m}\right). \quad (3.17)$$

На рис. 3.6 показана зависимость шунтирующего сопротивления R_D – величине обратной по отношению к проводимости G_D величиной.

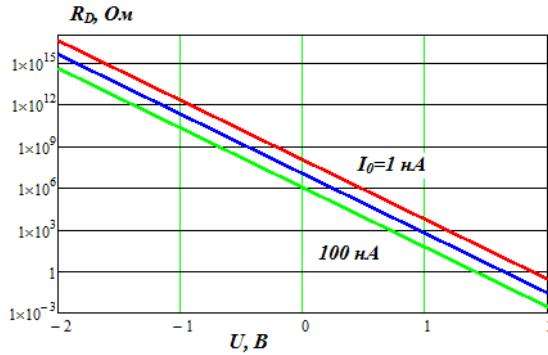


Рис. 3.6. Зависимость дифференциального сопротивления ФД от напряжения на р-п переходе.

Наибольшее значение G_D принимает для ФД при $U=0$ $G_{D\max} = \frac{I_0 \cdot e}{k \cdot T}$, но обычно не превышает 10^{-4} См.

Барьерная емкость для р-и-п ФД может быть определена по выражению для емкости плоского конденсатора

$$C_D = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{w}, \quad (3.18)$$

где $\varepsilon = n^2$ – относительная диэлектрическая проницаемость i – слоя, ε_0 – электрическая постоянная, S – площадь поперечного сечения i области, w – длина i – слоя.

Обычно для р-и-п ФД, предназначенных для высокоскоростных ВОСП, барьерная емкость составляет 0.1-1 пФ [Трещ].

На эквивалентной схеме ФД к барьерной емкости перехода C_D параллельно подключена входная цепь УФТ с входным сопротивлением R_{ex} и емкостью C_{ex} , которая включает в себя также емкость монтажа. При разумной конструкции ФПУ суммарная емкость при обратном напряжении $C_D + C_{ex}$ не превышает нескольких пФ.

Быстродействие фотоприемного устройства (ФПУ) определяется постоянной времени

$$\tau = \frac{R_{ex}}{1 + R_{ex} \cdot G_D} \cdot (C_D + C_{ex}). \quad (3.19)$$

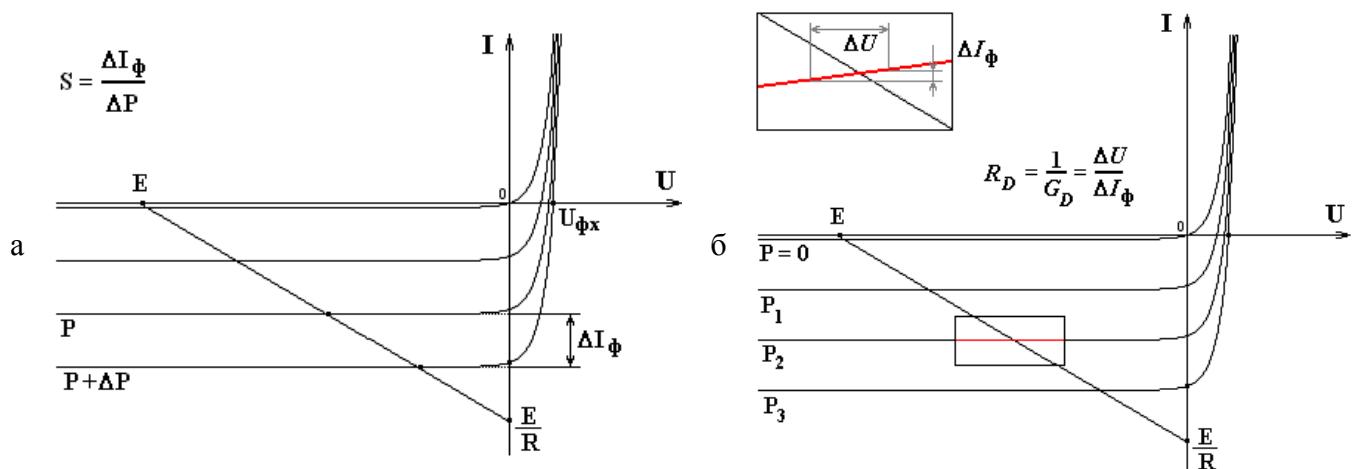


Рис. 3.7. Определение параметров эквивалентной схемы ФД по семейству ВАХ

Все рассмотренные схемы включения (рис. 3.3) имеют различные значения R_{ex} , несмотря на то, что собственные входные сопротивления всех используемых усилителей стремятся к бесконечности.

В схеме рис. 3.3а $R_{ex} \rightarrow \infty$, на переходе действует прямое напряжение емкость перехода резко возрастает и постоянная времени $\tau = (C_D + C_{ex})/G_D$ составляет единицы мкс. Из-за нелинейности передаточной характеристики и большой постоянной времени эта схема для ВОСП не используется. Однако фотовольтаический режим работы ФД может использоваться для прямого преобразования световой энергии в электрическое напряжение (солнечные элементы). Для увеличения мощности и напряжения отдельные ФД соединяют последовательно и параллельно, создавая солнечные батареи, которые являются альтернативными источниками электроэнергии.

Схема рис. 3.3б имеет малую постоянную времени, т.к. $R_{ex} \rightarrow 0$. В реальном УФТ, в котором операционный усилитель имеет большой, но определенный коэффициент усиления K_{oy} , сопротивление R_{ex} и постоянную времени входной цепи можно определить по выражениям

$$R_{ex} = \frac{R}{K_{oy}}; \quad \tau = (C_D + C_{ex}) \cdot R_{ex} = \frac{(C_D + C_{ex}) \cdot R}{K_{oy}}. \quad (3.20)$$

Обычно можно в этой схеме получить значения R_{ex} в пределах нескольких Ом, а значения постоянной времени τ в пределах сотен нс.

Для схемы рис. 3.3в также справедливы выражения (3.20). Однако за счет приложенного к ФД обратного напряжения смещения барьерная емкость C_D будет меньше, что позволяет в несколько раз уменьшить постоянную времени τ . К недостаткам этой схемы относится напряжение смещения нуля на выходе ОУ, которое можно скомпенсировать при определенной температуре, но которое будет проявляться при других температурах. Тем не менее - это основная схема, используемая в ФПУ.

В схеме рис. 3.3г, изменения R и K_y , можно управлять быстродействием и коэффициентом передачи.

3.6. Особенности лавинных ФД

Наиболее чувствительные ФД работают при уровнях мощности входного излучения единицы - десятки нВт (меньшие значения соответствуют меньшим скоростям передачи информации). Таким образом, фототок обычно равен нескольким единицам - десяткам нА. Такие слабые токи трудно усиливать в усилителе фототока (УФТ) без внесения дополнительного шума. Желательно использовать какой-нибудь физический механизм для увеличения фототока до усиления в УФТ. Возможно использование предварительного оптического усиления или лавинного умножения фототока. Оптическое усиление будет рассмотрено позже.

Если обратное напряжение смещения U_δ в ФД *p-i-n* структуры увеличено до значения, близкого к пробивному U_{np} , то ускоренные электрическим полем носители заряда могут приобрести энергию, равную энергии ионизации, и выбить другие носители заряда из атомов, которые в свою очередь ускоряются электрическим полем и ионизируют другие атомы. Этот процесс приводит к тому, что концентрация носителей лавинно нарастает. Одна электронно-дырочная пара может привести к образованию десятков, сотен или даже больше вторичных пар. В результате получим эффективное усиление выходного тока ФД в M раз.

Для фототока ФД в лавинном режиме справедливо

$$I_\phi = S \cdot M \cdot P + I_{ml}, \quad (3.21)$$

где I_{ml} – темновой ток с учетом лавины.

Темновой ток ФД в режиме лавинного умножения I_{ml} существенно превышает темновой ток I_m того же ФД при напряжении питания недостаточном для наступления лавины. Увеличение темнового тока приводит к увеличению шумового тока ФД.

Несмотря на то, что в ФД с p - i - n -структурой (рис. 3.1) возможно лавинное умножение лучшие показатели достигаются в специальных конструкциях (рис. 3.8) лавинных ФД (ЛФД), которые обеспечивают большее значение квантовой эффективности. В ЛФД создается тонкая область, где развивается лавинное умножение. Она должна быть отделена от области поглощения оптического излучения, толщина которой порядка глубины поглощения ($\sim 1/\alpha$), а электрическое поле должно быть достаточным для поддержания высокой скорости дрейфа носителей. С этой целью между i и n^+ слоями в p - i - n структуре добавляют p -слой, где и происходит лавинное умножение. Область лавинного умножения должна быть однородной, не содержать дефектов и дислокаций. В противном случае образующиеся локальные повышения напряженности электрического поля приведут к образованию преждевременной лавины и увеличению шумов.

Управляя размерами слоев и концентрациями носителей в них, можно создать повышенную напряженность электрического поля на границе p - n^+ слоев, которая достигает критического значения E_{kp} (рис. 3.8б). В тонком слое δ вблизи пика электрического поля происходит умножение носителей. Образованные (в основном в i слое) фотонами первичные электроны и дырки получают от ускоряющего электрического поля энергию, достаточную для того, чтобы посредством ударной ионизации образовывать новые пары носителей.

Особенностью конструкции ЛФД является наличие защитного кольца в виде глубоко диффундированной n -области на краю n^+ - p -перехода. Защитное кольцо уменьшает ток утечки вблизи краев перехода и предотвращает низковольтный пробой.

Структура материалов, образующих ЛФД, его топологическая схема и технология изготовления обеспечивают работоспособность устройства в таком режиме. Процесс образования носителей в ЛФД, включение его в цепь, возникновение фототока и распределение напряженности электрического поля показаны на рис. 3.8б.

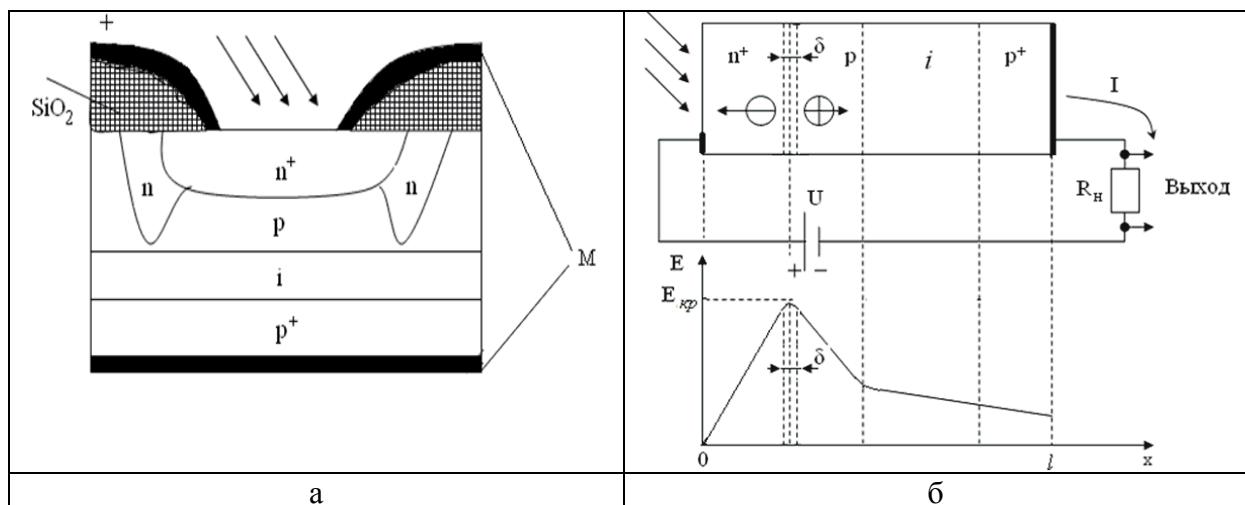


Рис. 3.8. Конструкция (а) процесс образования носителей тока в ЛФД и распределение электрического поля в структуре (б).

Электроны и дырки на длине свободного пробега в кристаллической решётке получают от электрического поля кинетическую энергию, равную ширине запрещённой зоны. Вторичные носители заряда, в свою очередь, способствуют ударной ионизации и образованию новых пар. Таким образом, первоначально слабый фототок возрастает лавинообразно. Рассмотренный ЛФД работает при напряжениях смещения U больше критического напряжения $U > U_{kp}$, соответствующего критической напряжённости E_{kp} .

В отличие от p-i-n ФД у ЛФД поглощение фотона приводит к появлению не одной электронно-дырочной пары, а M пар. Величина M называется коэффициентом лавинного умножения, который для кремниевых ЛФД достигает нескольких сотен, а в германиевых ЛФД – нескольких десятков. Напряжение пробоя для кремниевых ЛФД обычно составляет 100-300 В, а для германиевых 20-60 В.

Зависимость коэффициента лавинного умножения M от напряжения питания ЛФД U_d для различных температур представлена на рис. 17 и определяется выражением

$$M = \left[1 - \left(\frac{U_d}{U_{np}} \right)^\Delta \right]^{-1}, \quad (3.22)$$

где U_{np} – пробивное напряжение, при котором $M \rightarrow \infty$, Δ – эмпирический коэффициент, принимающий значение от 1.5 до 4 для кремниевого и 2.5 – 9 для германиевого ЛФД.

Изменения температуры окружающей среды T_p приводят к изменениям пробивного напряжения U_{np} и эмпирического коэффициента Δ

$$U_{np} = U_{np0} + U_{np1}(T_p - T_0) \Delta = \Delta_0 + \Delta_1(T_p - T_0), \quad (3.23)$$

где U_{np0} , Δ_0 – пробивное напряжение и эмпирический коэффициент при температуре T_0 , U_{np1} , Δ_1 – температурные коэффициенты пробивного напряжения и эмпирического коэффициента.

Из рис. 3.9 видна необходимость стабилизации температуры и управления напряжением питания ЛФД для стабилизации коэффициента лавинного умножения M . Это серьезный недостаток ЛФД, тем не менее, это иногда возмещается повышенной чувствительностью, обусловленной умножением носителей.

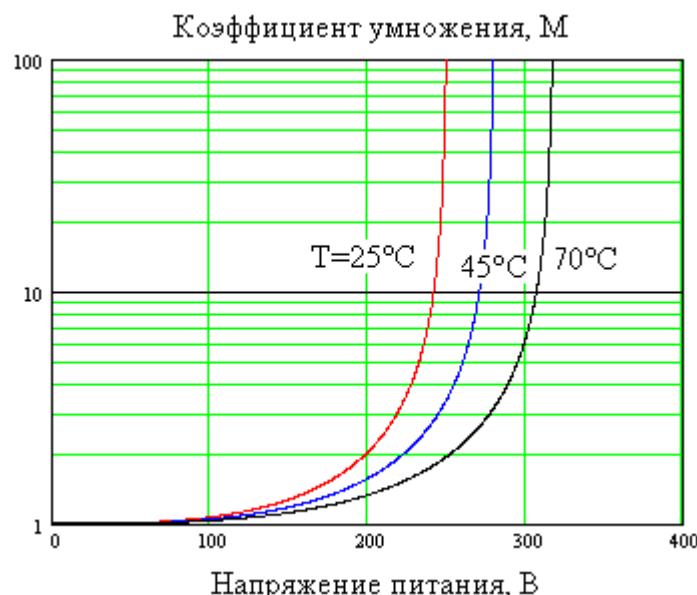


Рис. 3.9. Зависимость коэффициента лавинного умножения от напряжения питания для кремниевого ЛФД

Процесс лавинного умножения является случайным, он характеризуется средним значением $\langle M \rangle$ и дисперсией D . При больших U сильные токи приводят к разогреву полупроводника, что увеличивает темновой ток и уменьшает фототок (электрический пробой переходит в тепловой). Проигрывает ЛФД и по шумовым характеристикам. Это объясняется тем, что процесс образования лавины носит случайный характер и является дополнительным источником шума. Из-за сильной зависимости $M(U)$ использование ЛФД затрудняется необходимостью применения высокостабильного напряжения. Однако ЛФД значительно превосходит р-и-п - ФД по чувствительности.

Далее будет произведено сравнение р-и-п – ФД с ЛФД, позволяющее определить области их наиболее эффективного применения. Также будет показана возможность оптимизации коэффициента лавинного умножения в области эффективности ЛФД.

Самими перспективными ВОСС являются высокоскоростные системы DWDM с плотным спектральным уплотнением. В настоящее время в их ФПУ используют р-и-п ФД на основе InGaAs. Такие ФД обладают большим быстродействием, плоским спектром чувствительности в полосе усиления EDFA, имеют малые размеры и хорошо стыкуются с ОВ и полупроводниковых микросхемами. Длинноволновая граница р-и-п ФД определяется шириной запрещенной зоны в тройном соединении $In_xGa_{1-x}As$, и ее можно сдвигать (рис. 3.10), изменяя относительную долю x атомов индия In.



Рис. 3.10. Спектр токовой чувствительности быстродействующих р-и-п диодов на основе InGaAs

Лавинные ФД (APD — Avalanche Photodiodes) находят применение в качестве высокочувствительных фотоприемников в ВОСС с DWDM при скоростях передачи до 10 Гбит/с, т.к. они более инерционны из-за процесса умножения носителей.

3.7. Источники шумов ФПУ. Дробовой шум с учетом лавины. Классический подход.

В ФПУ могут использоваться *p-i-n* ФД и ЛФД. Дискретный характер фототока приводит к возникновению дробового¹ шумового тока. Ток через переход – это

¹ Дробовой шум нормально распределен и является белым, то есть его спектральная плотность не зависит от частоты сигнала, кроме низкочастотных сигналов, где проявляются избыточные шумы:

количество преодолевших потенциальный барьер зарядов в единицу времени. Оно неодинаково в каждый момент времени, что приводит к небольшим беспорядочным отклонениям фототока от его среднего значения. Вклад в дробовой шум может вносить также фоновая засветка ФД, которая увеличивает среднее значение фототока.

Дробовой шум - основной источник шума для p - i - n ФД (на низких частотах к нему присоединяются избыточные шумы²). В ЛФД к дробовым шумам добавляются шумы лавинного умножения. Поэтому, если учитывать только шумы фотоприемника, то по отношению сигнала к шуму ЛФД проигрывает p - i - n ФД. Далее рассматриваем ЛФД с коэффициентом умножения M . Все выражения будут справедливы и для p - i - n ФД при $M=1$.

Для среднеквадратического значения $\sigma(I_{\text{ш}})$ шумового тока ЛФД, обусловленного дробовыми шумами и шумами лавинного умножения в полосе частот Δf справедливо

$$\sigma^2(I_{\text{ш}}) = 2 \cdot e \cdot [M^2 \cdot F(M) \cdot (I_{\text{ф}} + I_{\text{ш}}) + I_{\text{ш}}] \cdot \Delta f, \quad (3.24)$$

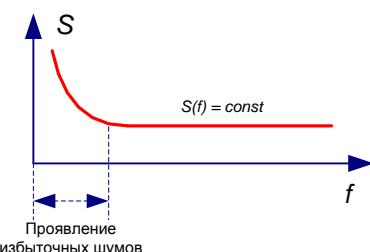
где $I_{\text{ш}}$ – умножаемая часть темнового тока, $I_{\text{ш}}$ - неумножаемая часть темнового тока, $F(M)$ фактор или коэффициент шума лавинного умножения, который можно определить по формуле Макинтайра [Салех]:

$$F(M) = M \cdot \left[1 - (1 - k) \cdot \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right] \quad (3.25)$$

где $k = \frac{\alpha_p}{\alpha_n}$ коэффициент, определяемый отношением коэффициентов

ионизации дырок и электронов, соответственно.

Коэффициенты ионизации представляют собой вероятности ионизации на единицу длины (1/см). Обратные величины $1/\alpha_p$ и $1/\alpha_n$ – средние длины пробега между двумя последовательными актами ионизации. Коэффициенты ионизации растут с увеличением напряженности электрического поля внутри обедненного слоя и падают с ростом температуры, т.к. участившиеся столкновения с решеткой мешают носителям приобрести необходимую для ионизации энергию. Когда процесс ионизации обусловлен носителями одного типа, например, электронами $k=0$, то шумы лавины минимальны (рис. 3.12).



² Избыточные шумы проявляются при наличии у сигнала постоянной составляющей. Природа их до конца не изучена. Известно, что при измерении среднеквадратической плотности шума наблюдается ее неограниченное возрастание при снижении частоты. Это приводит к неопределенности измерений сигналов с постоянной составляющей. Бороться с избыточными шумами можно путем введения модуляции.

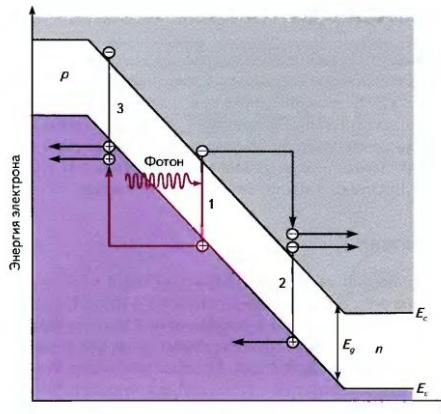


Рис. 3.11. Схематическое изображение процессов умножения носителей

При упрощенном рассмотрении мы полагаем, что коэффициенты ионизации постоянны. Они зависят от свойств материала полупроводника и составляют: для Si $k = 0.05-0.1$, для Ge - k близко к 1 и для AsGa - $k=0.4-0.5$.

Для p - i - n ФД и для ЛФД при напряжении питания, недостаточном для наступления лавины, и при котором можно считать $M = 1$, темновой ток составляет $I_m = I_{my} + I_{mn}$.

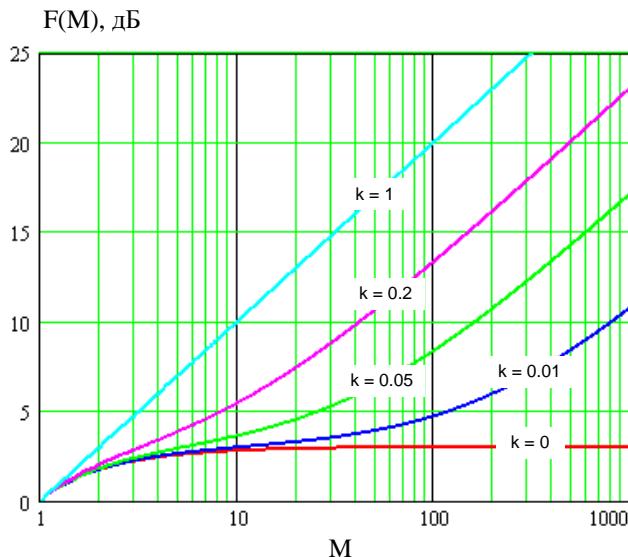


Рис. 3.12. Зависимость коэффициента шума от коэффициента лавинного умножения.

Как видно из (3.24) при очень малых сигналах при $I_\phi < I_m$, дробовой шум вызывается именно темновым током, поэтому желательно, чтобы он был как можно меньше. Именно темновым током в первую очередь определяются предельные возможности ФД по обнаружению слабых потоков излучения при отсутствии засветок.

3.8. Обобщенная схема фотоприемного устройства прямого детектирования

Обобщенная структурная схема ФПУ прямого детектирования приведена на рис. 3.13. Она включает оптический усилитель (ОУ), фотодетектор (ФД), усилитель фототока (УФТ), корректор (КОР) и усилитель напряжения (УН) с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Некоторые элементы, например ОУ, могут отсутствовать. Их принцип действия и параметры мы рассмотрим позже.

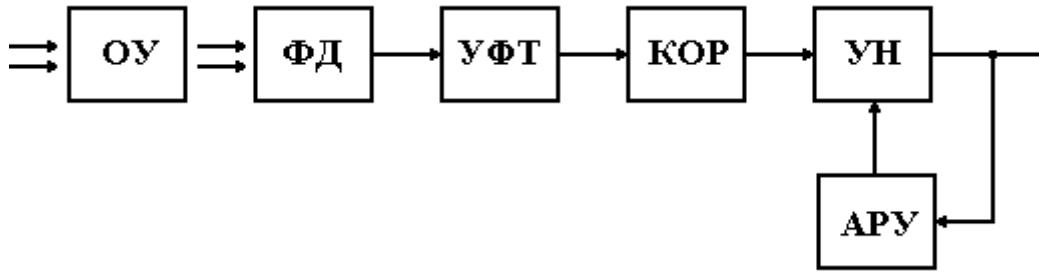


Рис. 3.13. Обобщенная структурная схема ФПУ прямого детектирования.

ОУ позволяет повысить чувствительность ФПУ, если основными источниками шумов являются ФД и УФТ.

ФД преобразует принимаемый оптический сигнал в электрический ток, пропорциональный мощности оптического сигнала. Следующий за ФД УФТ усиливает фототок и преобразует его в напряжение такой величины, при которой шумы последующих цепей практически не влияют на отношение сигнал/шум. Для компенсации искажений, возникших при распространении оптического сигнала по волокну и во входной цепи ФПУ (ФД вместе со входом УФТ), устанавливается корректор (КОР), который представляет собой электрический фильтр. УН усиливает сигнал до требуемых величин для дальнейшей обработки сигнала. Назначение КОР в цифровых ВОСП - максимизировать отношение сигнал/шум на выходе регенератора электрических сигналов. В аналоговых ВОСП назначение КОР - восстановить первоначальную форму аналогового сигнала. В ФПУ часто используют схему АРУ, которая компенсирует изменения затухания линейного тракта, изменения мощности излучателя, изменение параметров ФД (особенно лавинных ФД), УФТ и УН.

3.9. Трансимпедансный усилитель фототока

Рассмотрим более подробно наиболее распространенную трансимпедансную схему подключения ФД к УФТ (рис.3.3б и 3.3в). УФТ представляет собой операционный усилитель (ОУ) с большим коэффициентом передачи K_y (для идеального ОУ $k_y \rightarrow \infty$) с резистором R в цепи обратной связи. Инерционные свойства ОУ можно учесть его постоянной времени τ_y . Фактически такая схема является преобразователем тока в напряжение. Упрощенная эквивалентная схема такого преобразователя показана на рис. 3.14.

Она включает источник фототока I_ϕ (сигнал), источник дробового тока с учетом шумов лавины для ЛФД I_{dp} (3.24), источник теплового шума I_m , среднеквадратическое значение которого можно определить по выражению

$$\sigma(I_T) = \sqrt{\frac{4kT \cdot \Delta f}{R}}, \quad (3.26)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, К.

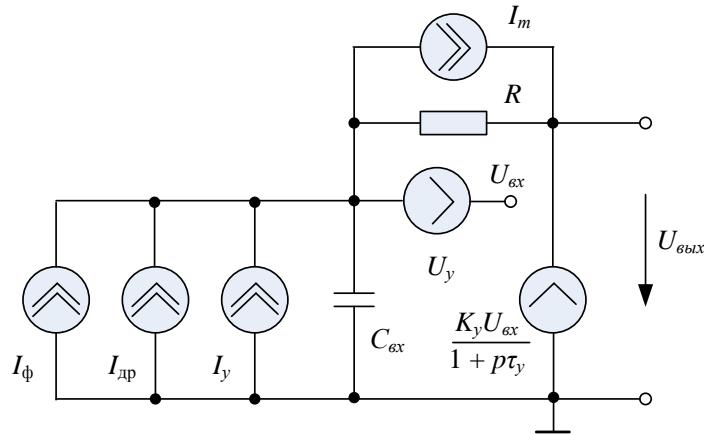


Рис. 3.14. Упрощенная эквивалентная схема ФД с УФТ при использовании трансимпедансного усилителя

Шумовые свойства УФТ на эквивалентной схеме можно представить двумя независимыми шумовыми генераторами со спектральной плотностью тока I_y^2 и напряжения U_y^2 . Для численных расчетов напряжения шума необходимы данные о шумовых параметрах усилителей. Мы можем разделить все усилители на два класса: усилители с входным каскадом на биполярном транзисторе и усилители с входным каскадом на полевом транзисторе³. Учитывать будем только шумы входного каскада.

Определим примерные спектральные плотности шумов усилительных каскадов на биполярном и полевом транзисторах, приведенные к входу усилителя и пригодные для численных оценок.

1. Биполярный транзистор. Пусть коэффициент усиления по току $\beta = 100$, ток коллектора $I_k = 50$ мкА. Тогда квадрат напряжения шума, приведенного к входу усилителя,

$$U_y^2 = \frac{2 \cdot (kT)^2}{q \cdot I_k} \quad (3.27)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана; T – температура, К; $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона. При комнатной температуре $T = 300$ К получим: $U_y^2 = 4.28 \cdot 10^{-18}$ В² / Гц.

Квадрат шумового тока, приведенного к входу усилителя:

$$I_y^2 = \frac{2 \cdot q \cdot I_k}{\beta}. \quad (3.29)$$

При тех же исходных данных получаем $I_y^2 = 1.6 \cdot 10^{-25}$ А² / Гц.

2. Полевой транзистор. Пусть крутизна преобразования $g_m = 10$ мА/В, ток затвора $I_3 = 10^{-9}$ А, коэффициент токораспределения $\Gamma = 0.7$. Тогда квадрат напряжения шума, приведенного к входу усилителя:

$$U_y^2 = \frac{4 \cdot kT \cdot \Gamma}{g_m} \quad (3.30)$$

После вычислений, получим: $U_y^2 = 1.6 \cdot 10^{-18}$ В² / Гц.

³ Операционный усилитель состоит из нескольких усилительных каскадов на транзисторах. Наибольший вклад в шум вносит входной каскад, так как его шум усиливается всеми последующими каскадами.

Квадрат шумового тока, приведенного к входу усилителя:

$$I_y^2 = 2 \cdot q \cdot I_s. \quad (3.31)$$

При тех же исходных данных получаем $I_y^2 = 3.2 \cdot 10^{-28} \text{ A}^2 / \text{Гц}$.

Анализ эквивалентной схемы ФД с УФТ (рис. 3.14) позволяет получить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), связывающую выходное напряжение УФТ с фототоком сигнала (рис. 3.15)

$$K_I(\omega) = \frac{U_{bix}}{I_\phi} = \frac{R}{\frac{K_y + 1}{K_y} \sqrt{\left(1 - \omega^2 \frac{\tau_y \cdot RC_{bx}}{K_y + 1}\right)^2 + \omega^2 \cdot \left(\frac{\tau_y + RC_{bx}}{K_y + 1}\right)^2}}. \quad (3.32)$$

Такая же АЧХ будет связывать СКО выходных напряжений шума с источниками всех шумовых токов I_{dp} , I_y , I_m . Эта АЧХ соответствует двухзвеному ФНЧ с полосой пропускания на уровне 0.707

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{K_y + 1}{\tau_y + RC_{bx}}} \quad (3.33)$$

Для низких частот коэффициент передачи для всех входных источников тока при $K_y \gg 1$ будет равен

$$K_I = \frac{U_{bix}}{I_{bx}} = R. \quad (3.34)$$

Для расчета АЧХ (рис. 24) преобразователя излучаемой оптической мощности в напряжение по (72) использованы следующие данные: для ФД и ОУ: $S_F=0.5 \text{ A/Bт}$, $C_{ex}=0.5 \text{ пФ}$, $K_y=1000$, $\tau_y=0.1 \text{ мкс}$.

Из рис. 3.15 видно, что на АЧХ УФТ имеется значительный выброс, возрастающий с увеличением сопротивления R_F на некоторой высокой частоте, которая уменьшается с увеличением сопротивления R_F .

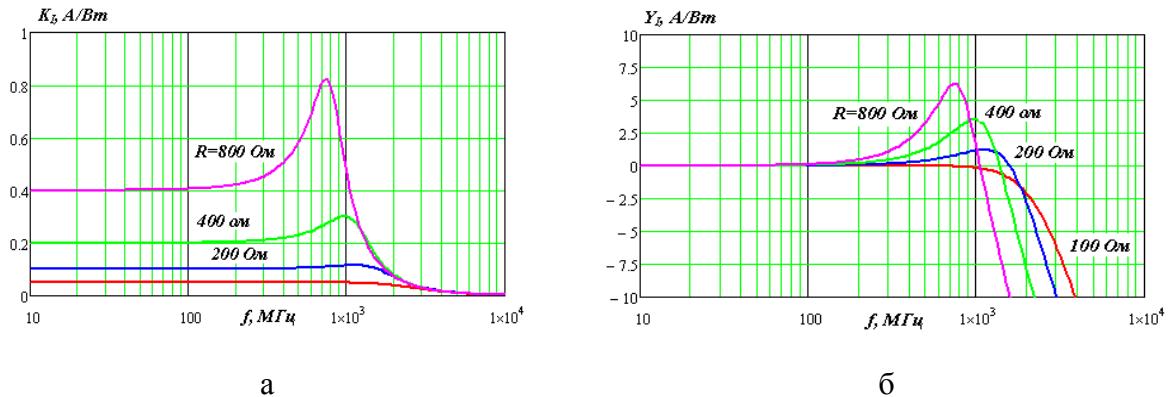


Рис. 3.15. АЧХ преобразователя фототока в напряжение вместе с ФД в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах

Анализ показывает, что коэффициент передачи для источника шумового напряжения ОУ на низких частотах равен 1, а частотная характеристика имеет вид (рис. 3.15)

$$K_u(\omega) = \frac{U_{y_bix}}{U_y} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 (RC_{bx})^2}}{\frac{K_y + 1}{K_y} \sqrt{\left(1 - \omega^2 \frac{\tau_y RC_{bx}}{K_y + 1}\right)^2 + \frac{\omega^2 (\tau_y + RC_{bx})^2}{(K_y + 1)^2}}}. \quad (3.16)$$

Из рис. 3.15 видно, что частотная характеристика передачи напряжения шумов также имеет резонансный характер.

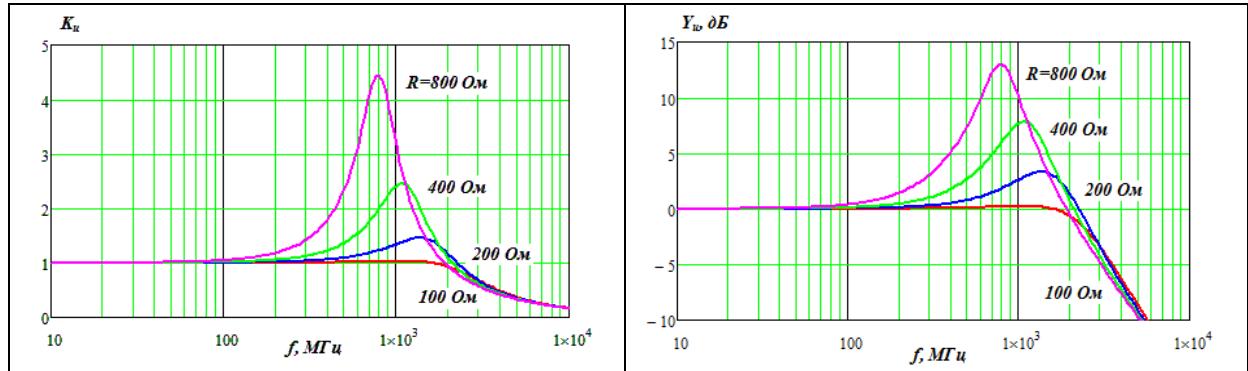


Рис. 3.15. АЧХ коэффициента передачи УФТ по напряжению в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах

Системы энергетического приема или прямого детектирования

Существуют два основных метода приема оптических сигналов фотоприемными устройствами (ФПУ) цифровых волоконно-оптических систем связи (ВОСС). Это энергетический прием (ЭП) или прямое фотодетектирование и когерентный прием или гетеродинное фотодетектирование [16, 17].

Фотоприемные устройства с прямым детектированием

1. Общие сведения

Энергетический прием АМ сигналов до последнего десятилетия был основным для всех ВОСС. Он обладает рядом достоинств: прост в реализации, малочувствителен к изменениям длины волны (частоты), фазы и состояния поляризации излучения, может использоваться с некогерентными сравнительно широкополосными источниками с прямой модуляцией по интенсивности.

В цифровых ВОСС с ЭП обычно используют амплитудную модуляцию сигнала или модуляцию по интенсивности. Наибольшее распространение получили системы с двоичным кодом. Это системы с амплитудной манипуляцией (Amplitude Shift Keying, ASK). Возможны также системы с многоуровневым кодированием по интенсивности.

Однако в ВОСС с ЭП имеется возможность использования других видов модуляции цифровых сигналов, например дифференциальной фазовой модуляции, если использовать оптический демодулятор, преобразующий фазовую модуляцию в амплитудную. Находят применение ВОСС с фазовой манипуляцией с двумя (Differential Phase Shift Keying, DPSK) или четырьмя (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) уровнями фазы [16].

На рис. 1 показана наиболее полная схема ФПУ для ВОСС с ЭП. Отметим, что на вход ФПУ из ОВ поступает ослабленный и искаженный сигнал. На выходе ФПУ переданный цифровой сигнал восстанавливается.

Оптическая часть схемы ФПУ включает предварительный оптический усилитель (ОУ), увеличивающий оптический сигнал на входе оптической

схемы (ОС), которая выполняет функции оптического демодулятора. В ВОСС с амплитудной модуляцией и большим уровнем входного сигнала оптическая часть схемы может отсутствовать.

Амплитудно-модулированный оптический сигнал поступает на вход фотоприемника (ФП), преобразуется в электрический сигнал (обычно фототок), который усиливается в усилителе фототока (УФТ), фильтруется в корректоре (Кор) с оптимальной частотной характеристикой для увеличения отношения сигнала к шуму и преобразуется в достаточно большое аналоговое напряжение помошью усилителя ограничителя (УО).

Для преобразования аналогового искаженного сигнала в цифровой используется регенератор (Рег), который в определенные моменты времени сравнивает мгновенное значение входного напряжения с пороговым значением и формирует логическую «1» или «0». Для обеспечения правильной работы Рег в ФПУ осуществляется восстановление частоты и фазы тактовых импульсов из самого пришедшего на вход ФПУ сигнала с помощью схемы восстановления частоты (СВЧ).

В качестве ФП в ФПУ для всех ВОСС используют р-и-п фотодиоды (PIN ФД) или лавинные фотодиоды (ЛФД) [5, 10, 11].

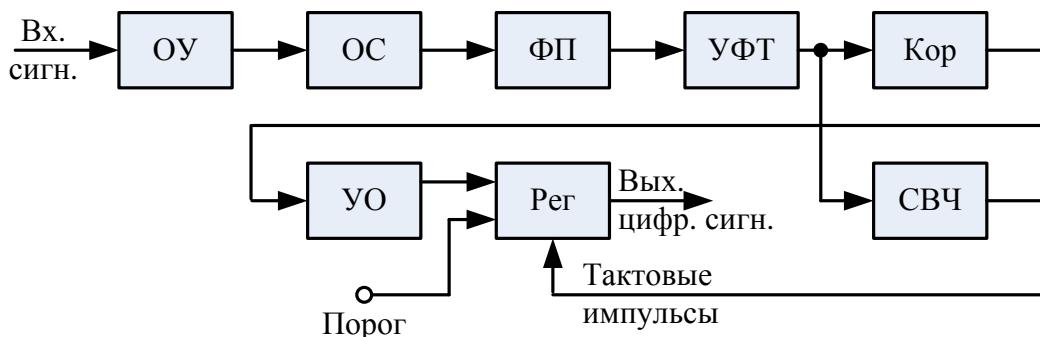


Рис.1. Структурная схема ФПУ для ВОСС с прямым детектированием

Для сравнительного анализа параметров ФПУ с ЭП будем рассматривать схему с не посредственной подачей оптического сигнала на ФП (рис. 2а) и схему с предварительным ОУ (рис. 2б). Для преобразования фототока в напряжение в обеих схемах используется трансимпедансный усилитель на

основе операционного усилителя ОУ. В схеме рис. 2а могут использоваться р-і-п ФД и ЛФД. В схеме рис. 2б используется р-і-п ФД.

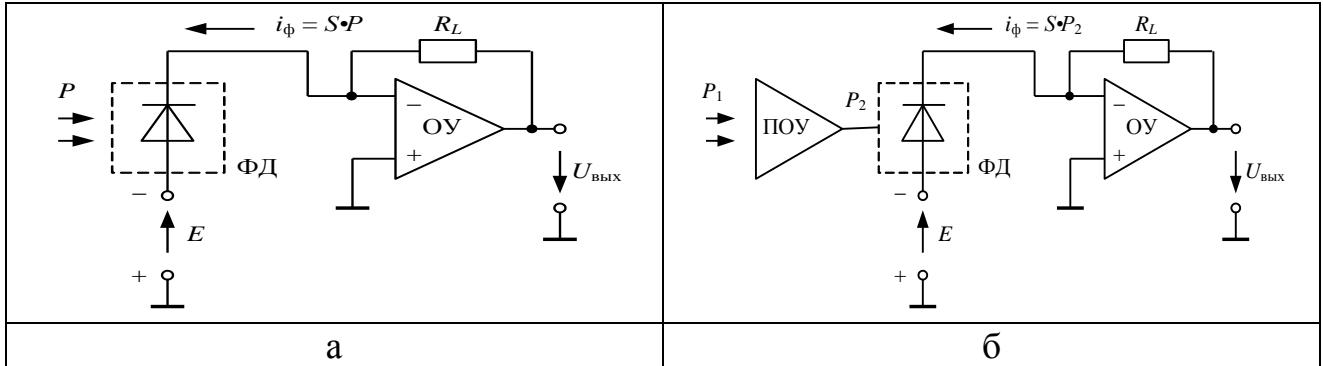


Рис. 2. Схемы аналоговой части ФПУ

Для сравнения различных схем построения ФПУ с ЭП будем оценивать качество связи цифровых ВОСС их использующих. Для оценки качества связи будем использовать коэффициент ошибок p_e и Q – фактор, которые определим позже. Рассмотрим ВОСС с амплитудной бинарной (двоичной) манипуляцией (АМ) и скоростью передачи B при использовании PIN ФД и ЛФД

$$B = 1/\Delta T = 2F_p, \quad (1)$$

где ΔT – тактовый интервал, F_p – частота первой гармоники самых быстрых изменений сигнала. Можно в первом приближении считать, что для передачи сигналов с АМ и NRZ кодированием со сравнительно небольшими частотными искажениями достаточно иметь полосу частот ΔF , равную F_p .

2. Квантовое описание ФПУ с PIN фотодиодом.

2.1. Идеальный фотоприемник

Рассмотрим ВОСС с АМ, полагая, что идеальный квантовый ФП характеризуется единственным параметром - квантовой эффективностью η . При приеме логической «1» на вход ФП приходит квазимонохроматическое излучение со средней частотой $\bar{\nu}$ и со средней оптической мощностью $P=P_1$, а при приеме логического «0» $P=0$. Тогда средние количества фотонов \bar{n} за интервал времени ΔT при приеме «1» и «0» будут равны [16]

$$\bar{n}_1 = P_1 \cdot \Delta T / h \bar{\nu}, \quad \bar{n}_0 = 0, \quad (2)$$

где h – постоянная Планка.

Среднее количество электронов, возникающих в ФП за интервал ΔT при приеме «1» и «0», будет равно

$$\bar{m}_1 = \eta \cdot \bar{n}_1 = \bar{m}_\phi \text{ и } \bar{m}_0 = 0. \quad (3)$$

Будем полагать распределение количества электронов m_1 , возникающих в ФП за время ΔT при приеме «1», пуассоновским. Для плотности вероятности $p(m)$ случайной величины m , имеющей среднее значение \bar{m} и распределенной по закону Пуассона, можно записать [16]

$$p(m) = \frac{\bar{m}^m \cdot \exp(-\bar{m})}{m!} \quad (4)$$

На рис. 3 приведены результаты расчета плотности вероятности $p(m)$ по (4). Отметим, что количество электронов m это целое число, изменяющееся от 0 и принимающее только положительные значения. а плотность вероятности $p(m)$ это непрерывная величина, принимающая дискретные положительные значения. Среднее значение $\bar{m}_1 = \bar{m}_\phi$ за интервал ΔT при приеме «1» непрерывная положительная величина.

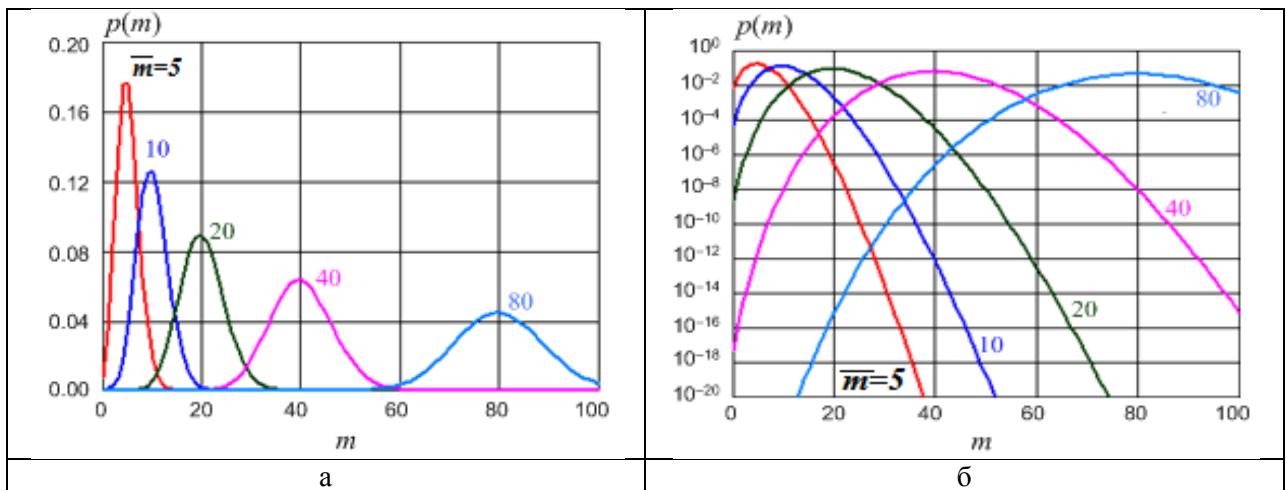


Рис. 3. Распределение плотности вероятности количества электронов в линейном (а) и логарифмическом (б) масштабах для распределения Пуассона.

Для распределения Пуассона дисперсия количества электронов за интервал ΔT равна среднему числу электронов [16]. Запишем значения для дисперсии при приеме «1» и «0»

$$\sigma_{m1}^2 = \bar{m}_1 = \bar{m}_\phi, \quad \sigma_{m0}^2 = 0. \quad (5)$$

Для оценки предельных возможностей идеального ФП будем полагать, что для приема оптического сигнала логической «1» со средним количеством фотонов \bar{n}_l достаточно хотя бы одного фотоэлектрона $m_l > 0$. Тогда вероятность ошибки можно определить из (4)

$$p_e = p_l(0) = \exp(-\bar{m}_l) = \exp(-\bar{n}_l / \eta). \quad (6)$$

Из (6) определим необходимое среднее количество фотонов \bar{n}_l и фотоэлектронов \bar{m}_l в интервале ΔT для обеспечения определенной вероятности ошибки пропуска сигнала

$$\bar{n}_l = \bar{m}_l / \eta = \bar{m}_\phi / \eta = -\ln[p_l(0)] / \eta. \quad (7a)$$

Можно также ввести понятие обнаружительной способности ФПУ при приеме бинарной случайной последовательности оптических импульсов (битов), которая определяется средним количеством фотонов n_a или фотоэлектронов m_a , обеспечивающих заданную вероятность ошибки p_e .

$$n_a = \bar{n}_l / 2 = m_a / \eta = \bar{m}_l / 2\eta = \bar{m}_\phi / 2\eta = -\ln[p_l(0)] / 2\eta. \quad (7b)$$

Для идеального ФП для вероятности ошибки $p_e = p_l(0) = 10^{-9}$ и $\eta = 1$ для обнаружительной способности получим

$$n_a = \bar{n}_l / 2 = \bar{m}_\phi / 2 = 10.35 \text{ фотонов (фотоэлектронов).}$$

2.2. Учет темнового тока

Рассмотрим реальный ФП на основе PIN ФД. Такой ФД обычно работает при обратном напряжении более 1-2 В. Через реальный ФД протекает относительно небольшой темновой ток со средним значением \bar{i}_T (рис. 4а), которое линейно уменьшается с уменьшением площади фоточувствительной поверхности и сильно возрастает с увеличением абсолютной температуры PIN ФД. Определим среднее количество \bar{m}_T темновых электронов, которые проходят через PIN ФД за время ΔT

$$\bar{m}_T = \bar{i}_T \cdot \Delta T / e = \bar{i}_T / (e \cdot B), \quad (8)$$

где e – заряд электрона.

На рис. 4б показана зависимость количества темновых электронов, проходящих через PIN ФД за время ΔT , от темнового тока, для ВОСС с различными скоростями передачи B .

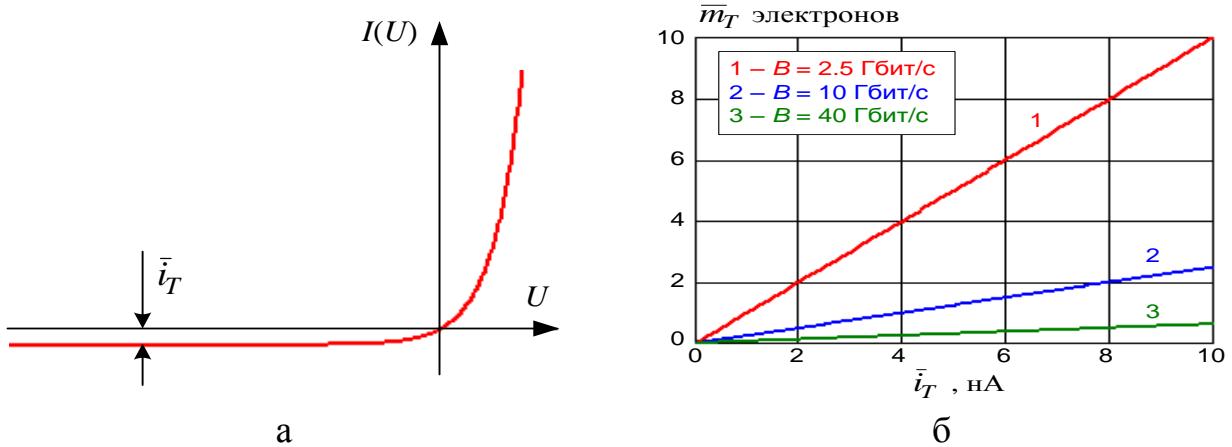


Рис. 4. Определение среднего значения темнового тока по вольтамперной характеристике PIN ФД (а). Зависимость среднего количества темновых электронов за один такт ВОСС с различными скоростями от темнового тока (б).

Среднее количество электронов, проходящих за интервал ΔT через PIN ФД при приеме «1» и «0», будет равно

$$\bar{m}_1 = \bar{m}_\phi + \bar{m}_T \text{ и } \bar{m}_0 = \bar{m}_T \quad (9a)$$

при приеме «1» и «0», соответственно.

Будем полагать распределение количества прошедших через р-п переход ФД электронов пуассоновским (4). Тогда для дисперсии количества электронов за интервал ΔT при приеме «1» и «0» можно записать

$$\sigma_{m1}^2 = \bar{m}_\phi + \bar{m}_T, \quad \sigma_{m0}^2 = \bar{m}_T. \quad (9b)$$

2.3. Учет шумов последующей схемы

Для упрощения анализа будем полагать основным источником шумов последующей схемы резистор R_L в цепи обратной связи УФТ (рис. 2), который является источником тепловых шумов. Для дисперсии шумового напряжения u_r на резисторе R_L (на выходе УФТ) в полосе частот $\Delta F = F_p$ и при абсолютной температуре T_a справедлива формула Найквиста

$$\sigma^2(u_r) = 4 \cdot k_b \cdot T_a \cdot F_p \cdot R_L, \quad (10a)$$

где k_b – постоянная Больцмана.

Математическое ожидание напряжения теплового шума равно 0. Все избыточные шумы самого УФТ и последующей схемы (тепловые шумы в резисторах, шумы транзисторов и других элементов) можно учесть с помощью коэффициента шума $k_n > 1$. Для анализа удобнее использовать вместо шумового напряжения u_r приведенный к входу УФТ шумовой тепловой ток i_r , для СКО которого с учетом избыточных шумов можно записать

$$\sigma(i_r) = 2 \cdot \sqrt{k_b \cdot T_a \cdot F_p \cdot k_n / R_L} = \sqrt{2 \cdot k_b \cdot T_a \cdot k_n / (R_L \cdot \Delta T)}. \quad (10b)$$

Определим СКО количества шумовых электронов последующей схемы, накопленных за время ΔT [16]

$$\sigma_q = \sigma(i_r) \cdot \Delta T / e = \sqrt{2 \cdot k_b \cdot T_a \cdot k_n \cdot \Delta T / (R_L \cdot e)}. \quad (10b)$$

Из (10b) видно, что с увеличением сопротивления R_L количество шумовых электронов уменьшается. Однако максимальная величина сопротивления ограничена требованиями необходимого быстродействия ФПУ, которое определяется скоростью передачи B и типом кодирования сигнала (RZ или NRZ). Полагаем в первом приближении, что требуемая полоса пропускания УФТ $\Delta F = 1 / (2B)$ ограничивается постоянной времени $\tau = C_{pn} \cdot R_L$, где C_{pn} – емкость $p-n$ перехода ФП. Тогда для максимального значения R_L справедливо

$$R_L \leq 1 / (2\pi \cdot C_{pn} \cdot F_p) = \Delta T / (\pi \cdot C_{pn}). \quad (11)$$

Выбирая максимально возможную величину R_L по (11) определим минимальное СКО количества шумовых электронов последующей схемы по (10b), которое будем использовать в дальнейших расчетах

$$\sigma_q = \sigma_{q_min} = \sqrt{2 \cdot \pi \cdot C_{pn} \cdot k_b \cdot T_a \cdot k_n / e^2}. \quad (12)$$

Видно, что σ_{q_min} в этом приближении не зависит от B , но сильно зависит от C_{pn} . В табл. 1 приведены результаты расчетов по выражениям (11) и (12) при $k_n=4$, $T_a=298$ К.

Таблица 1

B , Гбит/с	2.5		10		40	
ΔT , пс	400		100		25	
C_{pn} , пФ	R_L , Ом	σ_q	R_L , Ом	σ_q	R_L , Ом	σ_q
0.05	2500	450	640	450	160	450
0.2	640	900	160	900	40	900
0.8	160	1800	40	1800	10	1800

3. Обнаружительная способность энергетического приема

Полагаем, что при бинарном приеме выходной сигнал ФПУ пропорционален количеству электронов m , прошедших через ФД в пределах одного бита длительностью ΔT . Эта операция может быть выполнена путем подсчета количества электронов (метод счета фотонов) или интегрированием тока за время ΔT . Отметим, что в любом случае интервал суммирования или интегрирования должен совпадать с положениями битовых интервалов. Для этого в структурной схеме ФПУ (рис. 1) предусмотрена схема восстановления тактовой частоты. Полученные для каждого бита значения m сравниваются в регенераторе с заданным пороговым значением m_{pr} . Если $m > m_{pr}$, то на выходе регенератора формируется логическая «1», в противном случае «0».

Запишем выражение для средней вероятности ошибки при приеме одного бита

$$p_e = p(0) \cdot p(1/0) + p(1) \cdot p(0/1), \quad (13a)$$

где $p(0)$ и $p(1)$ – вероятности 0 и 1 в случайной последовательности бит, $p(1/0)$ – условная вероятность решения о приеме 1, если передавался 0, $p(0/1)$ – условная вероятность решения о приеме 0, если передавалась 1.

Обычно вероятности 1 и 0 в сигнальной последовательности равны 0.5 и выражение (13a) упрощается

$$p_e = \frac{p(1/0) + p(0/1)}{2}. \quad (13b)$$

Распределения плотности вероятностей ошибок определяются с помощью двух распределений (рис. 5) случайной величины m отдельно для приема «0» и «1». Эти распределения характеризуются следующими параметрами:

при приеме «0» среднее значение $\bar{m}_0 = \bar{m}_T$, дисперсия $\sigma_0^2 = \bar{m}_T + \sigma_q^2$, (14a)

при приеме «1» среднее $\bar{m}_1 = (\bar{m}_\phi + \bar{m}_T)$, дисперсия $\sigma_1^2 = \bar{m}_\phi + \bar{m}_T + \sigma_q^2$. (14б)

Отметим, что фотоэлектроны и темновые электроны имеют распределение Пуассона с конкретными математическими ожиданиями, а шумовые электроны последующей схемы имеют распределение Гаусса с математическим ожиданием равным 0. Поэтому распределение количества электронов сигнала является композицией двух распределений. Для упрощения задачи считаем результирующее распределение количества электронов гауссовским.

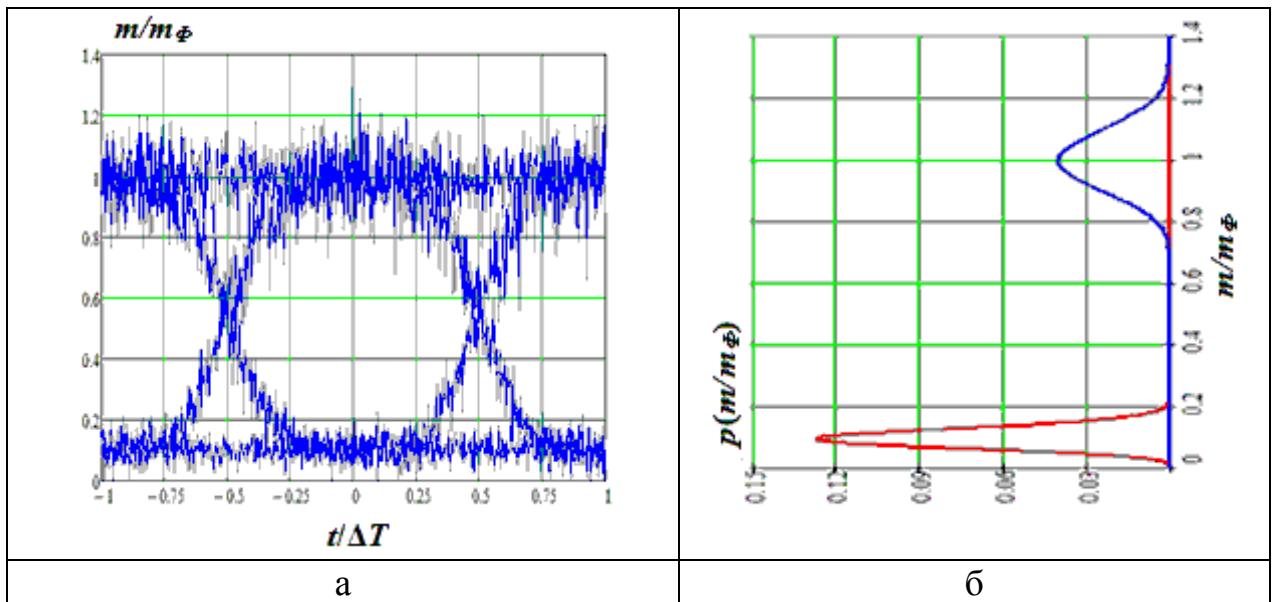


Рис. 5. Глаз-диаграмма случайного бинарного сигнала (а) и распределения вероятностей для него (б).

Условная вероятность $p(1/0)$ в (13) представляет собой интеграл от гауссова распределения $p(m)$ со средним значением \bar{m}_0 и СКО σ_0 в пределах от $m = m_{pr}$ до $m \rightarrow \infty$. Вероятность $p(0/1)$ представляет собой интеграл от гауссова распределения $p(m)$ со средним значением \bar{m}_1 и СКО σ_1 в пределах от $m = -\infty$ до $m = m_{pr}$. Порог m_{pr} выбирается таким, чтобы при одинаковой вероятности «0» и «1» средняя вероятность ошибки $p_e = 0.5 \cdot (p_0 + p_1)$ была минимальной.

Если σ_0^2 и σ_1^2 много меньше $\bar{m}_1 - \bar{m}_0$, то вероятность ошибки ФПУ с оптимальным порогом решения приближенно выражается через Q – фактор [16]

$$p_e \approx 0.5 \cdot [1 - \operatorname{erf}(Q/\sqrt{2})], \quad Q \approx (\bar{m}_I - \bar{m}_0)/(\sigma_o + \sigma_I), \quad (15a)$$

где $\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок:

$$\operatorname{erf}(z) = \left(2/\sqrt{\pi}\right) \cdot \int_0^z \exp(-x^2) \cdot dx \quad (15b)$$

На рис. 6а показана зависимость вероятности ошибки p_e от Q [16] для гауссовых шумов. Видно, что $p_e = 10^{-9}$ при $Q = 6$ и $p_e = 10^{-12}$ при $Q = 7$. Используя (15а) запишем выражение для Q с учетом шумов темнового тока и последующей схемы

$$Q = \frac{\bar{m}_I - \bar{m}_0}{\sigma_o + \sigma_I} = \frac{\bar{m}_\phi}{\sqrt{\bar{m}_T + \sigma_q^2} + \sqrt{\bar{m}_\phi + \bar{m}_T + \sigma_q^2}} = \frac{\sqrt{\bar{m}_\phi}}{\sqrt{I + A} + \sqrt{A}}, \quad (16a)$$

$$\text{где } A = \frac{\bar{m}_T + \sigma_q^2}{\bar{m}_\phi}. \quad (16b)$$

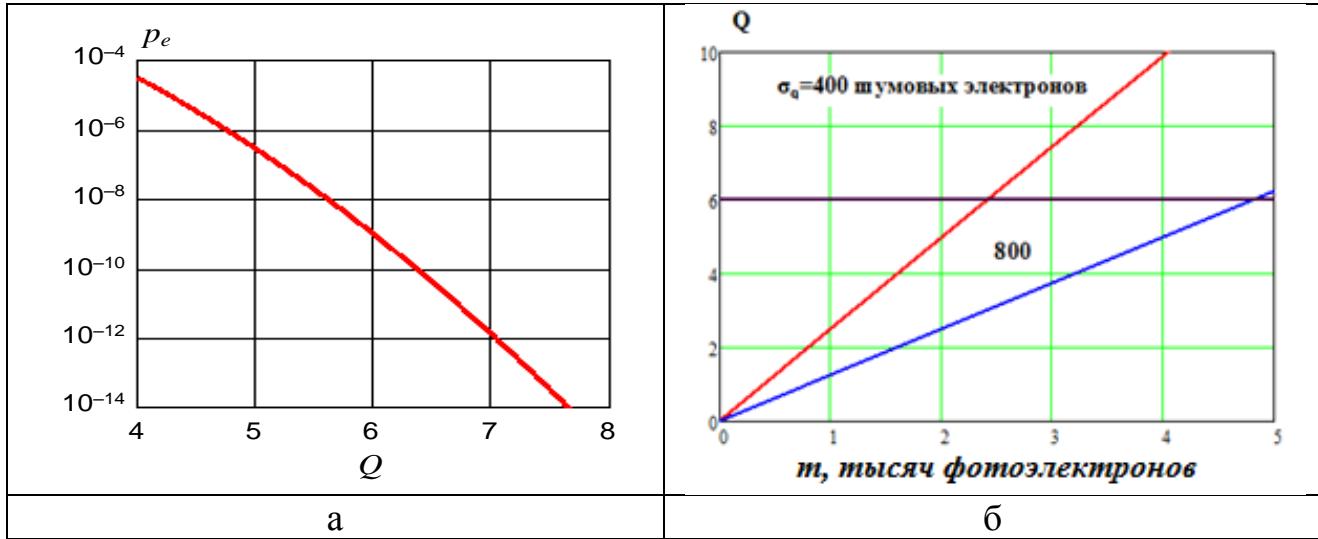


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибок от Q фактора (а). Зависимость Q – фактора от обнаружительной способности ФПУ с р-и-п ФД (б).

По рис. 6б, на котором показана зависимость Q – фактора от среднего количества фотоэлектронов на 1 бит $\bar{m} = \eta \cdot \bar{n} = \bar{m}_\phi / 2$, можно определить обнаружительную способность ФПУ с ЭП, как величины средних значений фотоэлектронов \bar{m} или фотонов \bar{n} на 1 бит

$$\bar{n}_a = \bar{m}_\phi / (2\eta) = \bar{m}_a / \eta, \quad \bar{m}_a = \eta \cdot \bar{n}_a \quad (17a)$$

которое обеспечивает заданное значение Q , например $Q=6$.

Обнаружительная способность (рис. 6б) составила $m_a=2500$ и 5000 фотоэлектронов для двух значений СКО количества шумовых электронов $\sigma_q=400$ и 800 , соответственно.

Используя (16а), определим обнаружительную способность идеального ФП, у которого отсутствует темновой ток, а последующая схема не шумит

$$\bar{m}_a = \bar{m}_\phi / 2 = Q^2 / 2. \quad (17б)$$

При $Q=6$ ($p_e=10^{-9}$) обнаружительная способность равна $\bar{m}_a = 36 / 2 = 18$ фотоэлектронов и столько же фотонов \bar{n}_a при $\eta=1$. Отметим, что мы получили завышенное значение обнаружительной способности по сравнению с полученным ранее в 2.1 ($\bar{m}_a = 10.35$ фотоэлектронов). Это связано с тем, что выражение (16а) для Q получено для нормального распределения случайных величин m_1 и m_0 , которые реально имеют пуассоновское распределение.

4. ФПУ с лавинным фотодиодом

Лавинный фотодиод (ЛФД) в отличие от р-і-п ФД обладает внутренним усилением и в M раз усиливает поток электронов, которые возникли в процессе преобразования потока фотонов в поток электронов (зарядов). Усиление возникает из-за ионизации атомов или молекул движущимися в электрическом поле зарядами (электронами и дырками) с большой энергией, которую они приобрели в специальной области ЛФД с большой напряженностью электрического поля. При ионизации атома возникают новые заряды, которые в свою очередь, разогнавшись в электрическом поле, ионизируют другие атомы. Процесс носит лавинообразный характер, и сопровождается шумами лавины, которые носят случайный характер. Для работы ЛФД и образования лавинообразного режима работы, напряжение питания ЛФД обычно существенно больше, чем у р-і-п ФД. От этого напряжения зависит коэффициент лавинного умножения. Для поддержания необходимого коэффициента усиления и компенсации довольно значительной температурной нестабильности необходимо управлять напряжением питания и температурой

ЛФД. Коэффициент лавинного умножения (усиления) M характеризуется средним значением \bar{M} и дисперсией σ_M^2 . По аналогии с (9а) запишем выражения для средних количеств электронов проходящих через ЛФД при приеме логических «1» и «0»

$$\bar{m}_1 = \bar{M} \cdot (\bar{m}_\phi + \bar{m}_T) \text{ и } \bar{m}_0 = \bar{M} \cdot \bar{m}_T \quad (18)$$

Шумы лавины ЛФД характеризуются средним значением коэффициента избыточного шума лавины $F(M)$ [16]

$$F(\bar{M}) = \bar{M}^2 / \bar{M}^2 = 1 + \sigma_M^2 / \bar{M}^2. \quad (19)$$

По аналогии с (9б) запишем выражения для дисперсий количеств электронов проходящих через ЛФД при приеме логических «1» и «0»

$$\sigma_{m1}^2 = \bar{M}^2 \cdot (\bar{m}_\phi + \bar{m}_T) \cdot F(\bar{M}) + \sigma_q^2, \quad \sigma_{m0}^2 = \bar{M}^2 \cdot \bar{m}_T \cdot F(\bar{M}) + \sigma_q^2. \quad (20)$$

Отметим, что в выражении (20) принято, что темновой ток усиливается в ЛФД также как и полезный сигнал. Также отметим, что выражения (19) и (20) пригодны и для PIN ФД при $\bar{M} = 1$ и $F(\bar{M}) = 1$.

Рассмотрим подробнее функцию $F(M)$, которую также называют шумфактором ЛФД или коэффициентом шума лавинного умножения. Эту функцию можно определить по формуле Макинтайра [16]:

$$F(\bar{M}) = \bar{M} \cdot \left[1 - (1 - k_\alpha) \cdot ((\bar{M} - 1) / \bar{M})^2 \right], \quad (21)$$

где $k_\alpha = \alpha_p / \alpha_n$ – коэффициент, определяемый отношением коэффициентов ионизации α_p и α_n для дырок и электронов, соответственно. Коэффициенты ионизации представляют собой вероятности ионизации на единицу длины (1/см).

При упрощенном рассмотрении полагают, что коэффициенты ионизации постоянны. Они зависят от свойств материала полупроводника и составляют: для Si – $k_\alpha = 0.05–0.1$, для Ge – $k_\alpha \approx 1$ и для AsGa – $k_\alpha = 0.4–0.5$. Результаты расчетов по (21) представлены на рис. 7.

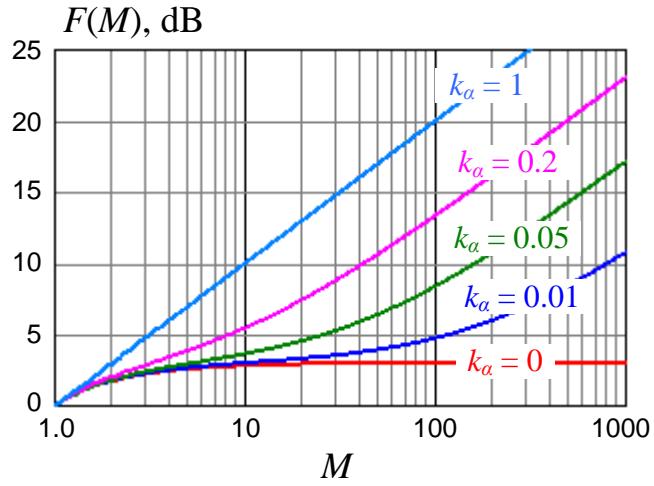


Рис. 7. Зависимость коэффициента шума от коэффициента лавинного умножения.

5. Обнаружительная способность ФПУ с ЛФД

Используя выражения (18) и (20) определим по (15а) величину Q фактора для ФПУ с ЛФД при бинарном приеме

$$Q = \frac{\bar{m}_1 - \bar{m}_0}{\sigma_{m0} + \sigma_{m1}} = \frac{\bar{m}_\phi \cdot \bar{M}}{\sqrt{(\bar{m}_\phi + \bar{m}_T) \cdot \bar{M}^2 \cdot F(M) + \sigma_q^2} + \sqrt{\bar{m}_T \cdot \bar{M}^2 \cdot F(M) + \sigma_q^2}}. \quad (22)$$

В большинстве случаев для ФПУ высокоскоростных ВОСС можно пренебречь темновым током ФП по сравнению с фототоком. Тогда выражение (22) для Q – фактора значительно упростится

$$Q = \frac{\bar{m}_1 - \bar{m}_0}{\sigma_{m0} + \sigma_{m1}} = \frac{\bar{m}_\phi \cdot \bar{M}}{\sigma_q + \sqrt{\sigma_q^2 + \bar{m}_\phi \cdot \bar{M}^2 \cdot F(\bar{M})}}. \quad (23)$$

После ряда упрощающих преобразований из (23) получим уравнение

$$\bar{m}_\phi = 2\bar{m}_a = 2Q \cdot (\sigma_q / \bar{M}) + Q^2 \cdot F(\bar{M}), \quad (24)$$

связывающее значение Q – фактора и минимальное количество фотоэлектронов при приеме «1». На рис. 8 показаны зависимости обнаружительной способности ФПУ с ЛФД $\bar{m}_a = \bar{m}_\phi / 2$ от коэффициента лавинного умножения \bar{M} для двух типов ЛФД $k_\alpha = 0.05$ (Si) и 0.4 (ArGa) при различном СКО количества шумовых электронов σ_q последующей схемы.

Из исследования (24) на экстремум с учетом (21) следует, что оптимальный коэффициент лавинного умножения \bar{M}_{opt} для ФПУ с ЛФД, обеспечивающий минимальное значение $\bar{m}_a = \bar{m}_{a_opt}$, равен

$$\bar{M}_{opt} = \sqrt{1 + (\sigma_q - 3)/(3 \cdot k_\alpha)}. \quad (25)$$

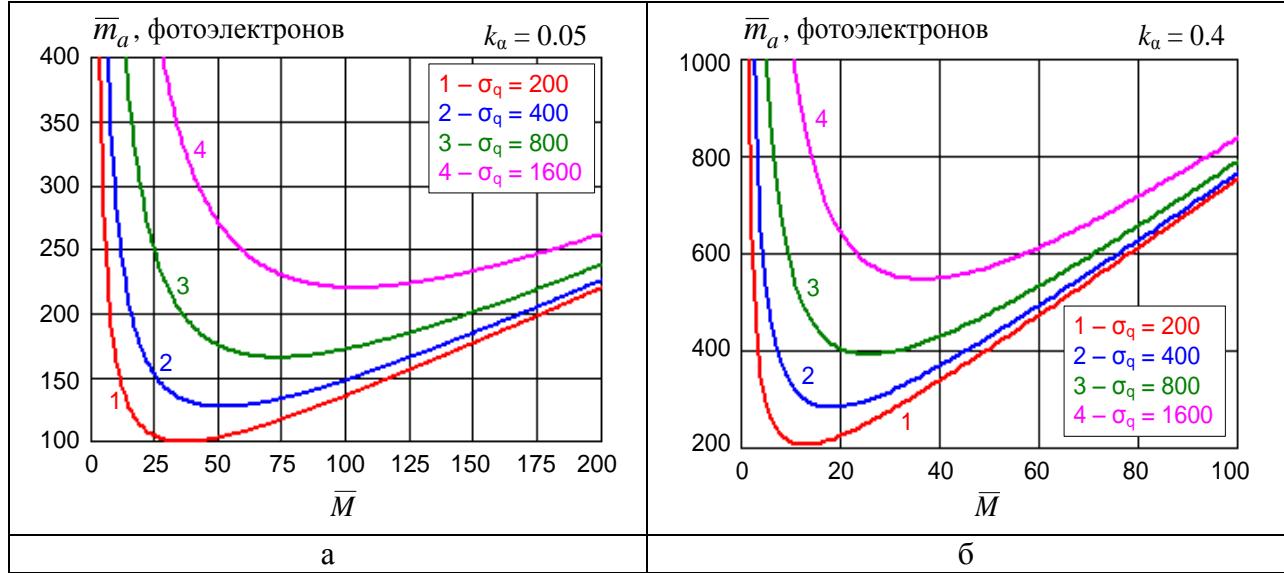


Рис. 8. Зависимости обнаружительной способности от коэффициента лавинного умножения для ФПУ с ЛФД на основе Si (а) и InGaAs (б).

На рис. 9а показаны результаты расчетов зависимостей \bar{M}_{opt} по (25) и $\bar{m}_{a_opt} = \bar{m}_a(\bar{M}_{opt})$ по (24) для $Q = 6$ от σ_q . Для сравнения на рис. 9б приведены также результаты расчета \bar{m}_a для ФПУ с PIN ФД. Видно, что ФПУ с ЛФД обладают значительно лучшими параметрами в присутствии шумов схемы.

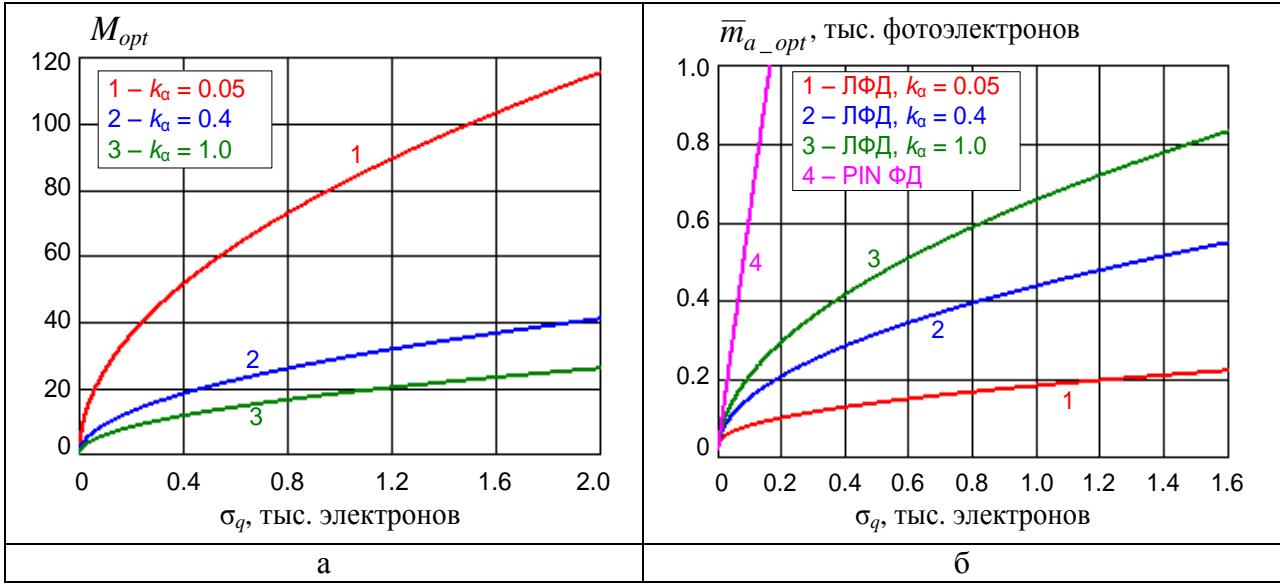


Рис. 9. Зависимости оптимального коэффициента лавинного умножения (а) и оптимальной обнаружительной способности ФПУ (б) от СКО количества шумовых электронов УФТ для ЛФД на основе Si ($k_a=0.05$), InGaAs ($k_a=0.4$) и Ge ($k_a=1$).

6. Обнаружительная способность ФПУ с предварительным ОУ

Для увеличения чувствительности ФПУ с PIN ФД можно использовать предварительный ОУ (ПОУ), например, на основе ОВ, легированного эрбием (EDFA). ПОУ будем характеризовать коэффициентом усиления G при малом сигнале и шум-фактором F_n .

Будем полагать, что на вход ПОУ за интервал времени ΔT приходит в среднем \bar{n}_{y1} фотонов сигнала со средней частотой \bar{v} при приеме «1» и $\bar{n}_{y0}=0$ фотонов при приеме «0». Т.е. среднее количество фотонов на 1 бит составляет $\bar{n}_y = \bar{n}_{y1}/2$. Для входных и выходных мощностей оптического сигнала при приеме «1» и «0» можно записать

$$P_{y1} = \bar{n}_{y1} \cdot h \cdot \bar{v} / \Delta T \quad P_{y0} = 0 \quad (26a)$$

$$P_{e1} = \bar{n}_{y1} \cdot G \cdot h \cdot \bar{v} / \Delta T \quad P_{e0} = 0 \quad (26b)$$

На выходе ПОУ всегда присутствует усиленное спонтанное излучение (УСИ), которое можно характеризовать мощностью P_{sp} и средним количеством спонтанных фотонов УСИ \bar{n}_{sp} , приходящих на ФП за время ΔT

$$P_{sp} = h \cdot \bar{v} \cdot \Delta \nu \cdot (G-1) \cdot F_n \quad \bar{n}_{sp} = (G-1) \cdot F_n \cdot \Delta \nu \cdot \Delta T, \quad (27)$$

где Δv – полоса пропускания полосового оптического фильтра для сигнала одного канала.

Определим среднее количество накопленных ФПУ электронов при приеме «1» и «0» за время ΔT с учетом входного оптического сигнала, УСИ и темнового тока

$$\bar{m}_1 = \bar{m}_\phi + \bar{m}_T + \bar{m}_{sp} \text{ и } \bar{m}_0 = \bar{m}_T + \bar{m}_{sp}, \quad (28)$$

где $\bar{m}_\phi = \eta \cdot \bar{n}_{y1} \cdot G$ - количество накопленных фотоэлектронов сигнала,

$\bar{m}_{sp} = \eta \cdot (G - 1) \cdot F_n \cdot \Delta \bar{v} \cdot \Delta T$ - количество накопленных электронов УСИ,

$\bar{m}_T = i_T \cdot \Delta T / e$ - количество накопленных темновых электронов.

Отметим, что среднее количество накопленных шумовых электронов последующей схемы равно 0, а дисперсия σ_q^2 .

Запишем выражения для дисперсий количества электронов при приеме «1» и «0» за время ΔT

$$\sigma_1^2 = \bar{m}_\phi + \bar{m}_T + \bar{m}_{sp} + \sigma_q^2 \text{ и } \sigma_0^2 = \bar{m}_T + \bar{m}_{sp} + \sigma_q^2. \quad (29)$$

В (29) учитывается, что фотоэлектроны сигнала, УСИ и темновые электроны распределены по закону Пуассона и их дисперсии равны соответствующим математическим ожиданиям.

Запишем выражение для Q – фактора

$$Q = \frac{\bar{m}_1 - \bar{m}_0}{\sigma_0 + \sigma_1} = \frac{\bar{m}_\phi}{\sqrt{\bar{m}_\phi \cdot G + A} + \sqrt{A}} \quad (31)$$

$$\text{где } A = \bar{m}_T + \sigma_q^2 + \eta \cdot (G - 1) F_n \cdot \Delta \bar{v} \cdot \Delta T. \quad (32)$$

После ряда упрощающих преобразований из (31) получим выражение

$$Q = \sqrt{\bar{m}_\phi + A} - \sqrt{A} = \sqrt{2\eta \cdot \bar{n}_a \cdot G + A} - \sqrt{A} \quad (33)$$

На рис. 10 показаны зависимости Q -фактора от среднего количества фотонов на 1 бит $\bar{n}_a = \bar{n}_{y1} / 2$ при различных значениях коэффициента усиления ПОУ (G). При расчете использовались следующие исходные данные для PIN

ФД: количество темновых электронов $m_T=20$ за интервал $\Delta T=100$ пс (скорость передачи 10 Гбит/с), квантовая эффективность $\eta=1$; для ПОУ шум фактор $F_n=4$. Произведение оптической полосы ФПУ Δv на длительность интервала ΔT принимали равным 5.

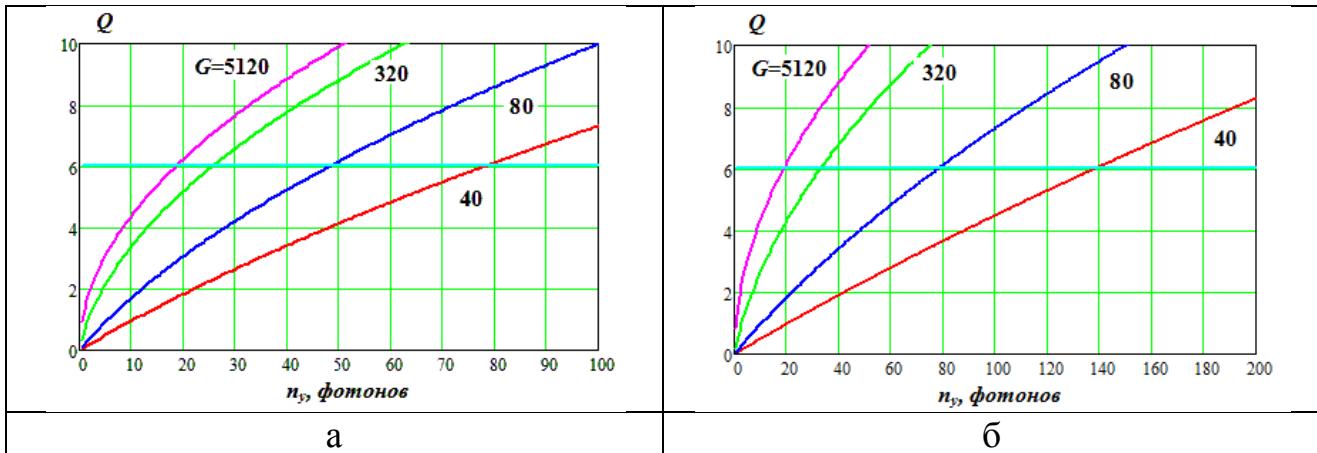


Рис. 10. Зависимости Q -фактора от среднего количества фотонов на 1 бит для ФП с квантовой эффективностью $\eta=1$ при различных коэффициентах усиления ПОУ для двух значений СКО количества шумовых электронов УФТ 400 (а) и 800 (б).

Как видно из рис. 10 обнаружительная способность ФПУ с ПОУ с увеличением G стремиться к минимально возможному значению для идеального ФПУ $n_y=18$ фотонов на 1 бит даже при больших шумах последующей схемы. Однако с уменьшением G обнаружительная способность ухудшается и тем больше, чем больше шумов вносит последующая схема.

7. Сравнение энергетических ФПУ по обнаружительной способности

В таблице 2 приведены результаты расчетов обнаружительной способности различных ФПУ с ЭП, выраженной средним количеством фотоэлектронов $\bar{m}_a = \bar{m}_\phi / 2$ на 1 бит и пороговой средней мощностью, для скорости передачи $B=10$ Гбит/с. Результаты легко могут быть пересчитаны в количество фотонов. Расчеты проводились с учетом данных таблицы 1 для ФД с емкостями перехода $C_{pn}=0.05$ и 0.2 пФ. Результаты расчетов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Обнаружительная способность различных ФПУ

Тип ФПУ	Параметры ФП и УФТ		Доп. параметры ФПУ
	$C_{pn}=0.05$ пФ	$C_{pn}=0.2$ пФ	
	$R_L=640$ Ом	$R_L=160$ Ом	
	$\sigma_q=400$ электронов	$\sigma_q=800$ электронов	
	Обнаружительная способность ФПУ, фотоэлектрон/бит (пороговая мощность, мкВт)		
PIN ФД	2500 (12.8)	4800 (24.5)	-
ЛФД	150 (0.77)	190 (0.97)	$k_a=0.05$ (Si)
	270 (0.38)	400 (2.04)	$k_a=0.4$ (ArGa)
	400 (2.04)	600 (3.06)	$k_a=1$ (Ge)
ПОУ+PIN ФД	78 (0.40)	100 (0.51)	$G=40$
	49 (0.25)	80 (0.41)	$G=80$
	26 (0.13)	32 (0.16)	$G=320$
	$19 (9.7 \cdot 10^{-2})$	$20 (10.2 \cdot 10^{-2})$	$G=5120$
Идеальный ФП	$10 (5.1 \cdot 10^{-2})$ для пуассоновского распред., $18 (9.2 \cdot 10^{-2})$ для гауссовского распред.		$\sigma_q=0, m_T=0$ электронов

Видно, что лучшие результаты по обнаружительной способности ФПУ получаются при использовании ПОУ в сочетании с PIN ФД.

Введение

Как Вы знаете современные сети магистральной и зоновой связи, городские транспортные сети по преимуществу являются волоконно-оптическими сетями связи (ВОСС). В ВОСС реализованы [1-3]:

- огромные скорости передачи в одном канале (до 100 Гбит/с),
- большое количество высокоскоростных каналов (свыше 100) в одном оптическом волокне (ОВ),
- значительные расстояния между оптическими усилителями (до 100-200 км) между оконечными и регенерационными пунктами (до 10000 км),
- большое количество ОВ в одном оптическом кабеле (ОК).

Наша дисциплина называется «Нелинейная оптика и активные компоненты». В основном мы будем рассматривать физические процессы распространения оптического излучения по оптическим волокнам (ОВ) с учетом линейных и нелинейных явлений, а также принципы действия и теорию работы активных оптических компонентов современных ВОСС, принцип действия которых основан на нелинейных явлениях.

Объем учебных занятий 108 часов, из них лекций: 20 (для очной формы обучения), 10 часов (для очно-заочной и заочной форм обучения); практики 16 (для очной формы обучения), 8 (для очно-заочной формы обучения) и 0 часов (для заочной формы обучения); лабораторий 14 (для очной формы обучения), 6 (для очно-заочной формы обучения) и 4 часа (для заочной формы обучения). Форма отчетности – зачет.

Отметим, что нелинейные явления в оптических материалах, объемных оптических компонентах, многомодовых ОВ при относительно малых мощностях излучения обычно не проявляются. Но они часто возникают при высоких уровнях интенсивности оптического излучения и влияют на процессы его распространения в одномодовых телекоммуникационных ОВ и в планарных ОВ с малым поперечным сечением. Планарные ОВ используются для создания активных и пассивных компонентов ВОСС в интегральном исполнении (элементах интегральной оптики). Этими объектами мы и ограничимся при изучении нашей дисциплины. Нелинейные явления стали существенно влиять на параметры ВОСС после перехода на ОМ ОВ, внедрения оптических усилителей в линейных трактах и информационной технологии DWDM. Также, отметим, что нелинейные явления обычно существенны для монохроматического или квазимонохроматического излучения. Источники такого излучения с достаточно большой мощностью применяются в современных ВОСС, использующих одномодовые ОВ.

Вы уже знаете (или должны знать) классификацию, конструкции и параметры многомодовых и одномодовых ОВ, обладаете сведениями о процессах распространения излучения по многомодовым и одномодовым ОВ в линейном приближении. Вы имеете представление об источниках и приемниках излучения для ВОСС.

В рамках нашей дисциплины Вы освежите и дополните Ваши знания об одномодовых ОВ (ОМ ОВ), углубленно рассмотрите процессы распространения в них излучения в линейном приближении. Получите общие сведения о линейных и нелинейных явлениях в электронике и оптике (фотонике). Подробно рассмотрите причины и проявления нелинейных явлений в ОМ ОВ, принципы действия, конструкции и параметры активных оптических компонентов и устройств, используемых в ВОСС.

1. Процессы распространения излучения по одномодовым оптическим волокнам в линейном приближении

По ОМ ОВ может распространяться как непрерывное немодулированное, так и модулированное излучение. В ВОСС находят применение различные виды модуляции излучения (амплитудная, частотная, фазовая и поляризационная). В качестве источников излучения в ВОСС используют лазерные диоды (ЛД). В большинстве ВОСС со скоростями передачи меньше 2.5 Гбит/с используется прямая или внутренняя модуляция интенсивности излучения ЛД с помощью изменения тока через р-п переход. В нашей дисциплине мы будем основное внимание уделять высокоскоростным ВОСС, со скоростями 2.5, 10, 40 и 100 Гбит/с. В таких системах используют ЛД с узкой полосой излучаемых частот, обычно порядка 5 МГц и меньше, а для модуляции используют внешние электрооптические модуляторы. Для описания процессов распространения модулированного излучения по ОМ ОВ в большинстве случаев будем использовать гауссовский импульс, получаемый при амплитудной модуляции узкополосного квазимонохроматического ЛД, и который называют спектрально ограниченным.

1.1. Спектрально ограниченный гауссовский импульс

Спектрально ограниченный гауссовский оптический импульс характеризуется огибающей (рис. 1.1а), т.е. зависимостью оптической мощности от времени T [4]

$$P_o(T) = P_{0m} \cdot \exp\left(-\frac{T^2}{T_0^2}\right), \quad (1.1)$$

где P_{0m} – максимальное значение мощности оптического импульса (амплитуда),

T_0 – полуширина оптического импульса.

Отметим, что реальная полуширина гауссовского импульса на уровне половины амплитуды несколько меньше и равна $T_{0R} = 0.833 \cdot T_0$.

Расчеты показывают, что энергия импульса

$$W_o(T) = P_{0m} \cdot T_0 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{T^2}{T_0^2}\right) \cdot d\left(\frac{T}{T_0}\right) = \sqrt{\pi} \cdot T_0 \cdot P_{0m} \quad (1.2)$$

Полагаем, что импульс формируется из монохроматического излучения с частотой ω_0 . Спектр импульса Гауссовой формы (рис. 1б), т.е. зависимость спектральной плотности $S_o(\omega)$ от частоты, также имеет Гауссовскую форму [4].

$$S_o(\omega) = P_{0m} \cdot T_0^2 \cdot \exp\left(-(\omega - \omega_0)^2 \cdot T_0^2\right) = P_{0m} \cdot T_0^2 \cdot \exp\left(-\frac{\Delta\omega^2}{\Delta\omega_0^2}\right), \text{ Дж с} \quad (1.3)$$

где $\Delta\omega$ – отклонение мгновенных значений частоты ω от несущей частоты ω_0 ,

$$\Delta\omega_0 = 1/T_0, \quad (1.3a)$$

полуширина спектра импульса гауссовой формы.

Отметим, что реальная полуширина гауссовского импульса в частотной области несколько меньше и равна $\Delta\omega_{0R} = 0.833 \cdot \Delta\omega_0$.

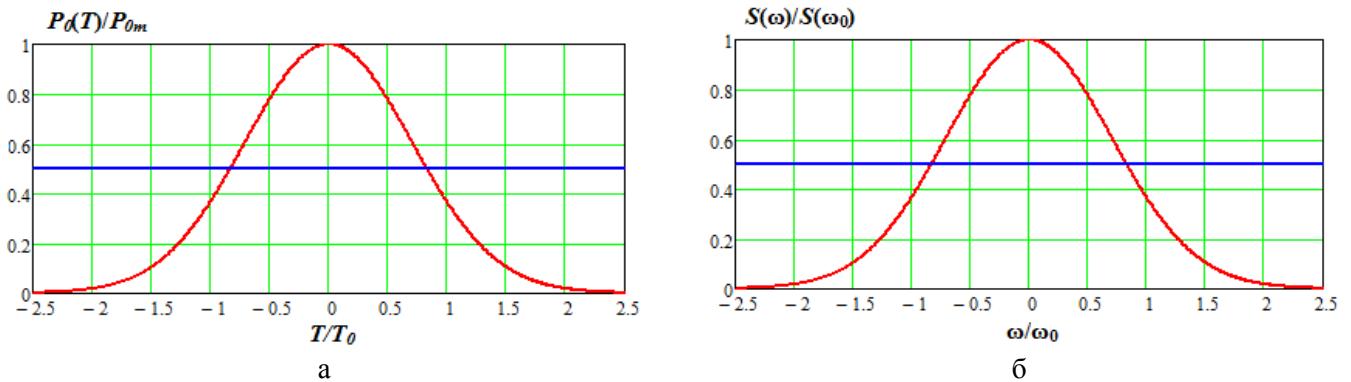


Рис. 1.1. Форма нормализованного Гауссовского импульса (а) и его спектр (б).

Именно такие импульсы мы считаем спектрально ограниченными.

1.2. Параметры одномодовых оптических волокон

Одним из основных параметров прозрачных диэлектриков, к которым относится кварц (окись кремния SiO_2 - основной материал для изготовления телекоммуникационных одномодовых оптических волокон (ОМОВ)), является зависимость показателя преломления n от частоты источника излучения. Показатель преломления n связан с фазовой скоростью монохроматических волн в некоторой среде

$$V = \frac{c}{n}, \quad (1.4)$$

c – скорость света в вакууме.

Запишем выражение для напряженности электрического поля $E(z, t)$ в плоской монохроматической волне с частотой ω_0 , распространяющейся вдоль оси z по ОМОВ с коэффициентом затухания α (Нп/км) и постоянной распространения β (рад/км)

$$E(z, t) = E_m \cdot \exp\left(-\frac{\alpha \cdot z}{2}\right) \cdot \cos[\omega_0 t - \beta \cdot z]. \quad (1.4a)$$

Отметим, что это упрощенное выражение, не учитывающее модуляции излучения и изменение E в поперечном сечении ОМОВ.

Вдали от резонансных частот поглощения кварца зависимость показателя преломления от частоты хорошо описывается формулой Селмейера [4]

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^m \frac{B_j \cdot \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2}, \quad (1.5)$$

где ω_j – j -ая резонансная частота, B_j – величина j -ого резонанса.

Рассмотрим изменение фазы квазимонохроматической волны с увеличением расстояния z . Квазимонохроматическая волна характеризуется несущей частотой ω_0 и узкой шириной спектра $\Delta\omega \ll \omega_0$. Как показано в (1.4а), изменение фазы волны с расстоянием $\varphi(z)$ описывается постоянной распространения $\beta(\omega)$, зависящей от частоты. Эту зависимость можно разложить в ряд Тейлора вблизи несущей частоты ω_0 [4]

$$\beta(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{dz} = \frac{2\pi \cdot n(\omega)}{\lambda} = n(\omega) \cdot \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1 \cdot (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \cdot \beta_2 \cdot (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \cdot \beta_3 \cdot (\omega - \omega_0)^3 \dots \quad (1.6)$$

$$\text{где } \beta_0 = \frac{n(\omega_0) \cdot \omega_0}{c} = \frac{2\pi \cdot n(\omega_0)}{\lambda_0} \quad (1.6a)$$

определяется фазовой скоростью монохроматической волны с частотой ω_0 , т.е.

$$V = \frac{\omega_0}{\beta_0} = \frac{c}{n(\omega_0)} \quad (1.66)$$

При наличии амплитудной модуляции, например гауссовскими импульсами, их огибающая движется в среде с групповой скоростью V_g и определяется коэффициентом β_1

$$V_g = \frac{I}{\beta_1} = \frac{c}{n_g}. \quad (1.7)$$

Можно ввести понятие группового показателя преломления n_g , который определяется коэффициентом β_1 . Его можно определить по выражению [4]

$$n_g = \frac{c}{V_g} = c \cdot \beta_1 = n - \lambda \frac{dn}{d\lambda}. \quad (1.7a)$$

Расширение (дисперсия) оптических импульсов, распространяющихся в среде, определяется коэффициентом β_2 , который называют параметром дисперсии групповых скоростей (ДГС)

$$\beta_2 = \left[\frac{d^2 \beta}{d\omega^2} \right] \approx \frac{\lambda_0^3}{2\pi \cdot c^2} \cdot \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (1.8)$$

Для оценки дисперсионного расширения импульса чаще используют параметр материальной хроматической дисперсии (ХД), который однозначно связан с параметром ДГС

$$D_{mat} = -\frac{2\pi \cdot c}{\lambda_0^2} \beta_2, \quad (1.9)$$

В некоторых случаях приходится учитывать в разложении (1.6) и коэффициенты более высоких порядков, например β_3 .

Рассмотренные параметры характеризуют кварц, как объемный оптический материал. Реальное ОМОВ состоит из сердцевины и оболочки с разными показателями преломления сердцевины n_1 и оболочки n_2 , а излучение, распространяясь в основном в сердцевине, заходит и в оболочку. Формально можно определить групповые показатели преломления, фазовые и групповые скорости, ДГС и параметры ХД отдельно для сердцевины и оболочки. Интуитивно понятно, что эти параметры могут быть определены и для ОМОВ в целом. Их величина будет неким средним значением между параметрами сердцевины и оболочки.

На рис. 1.2а показаны зависимости показателей преломления сердцевины n_1 и оболочки n_2 , а также группового эквивалентного показателя преломления n_g от длины волны источника излучения в вакууме. Расчеты проводились для параметров стандартного ОМОВ со ступенчатым профилем показателя преломления (ППП). Показатели преломления сердцевины n_1 и оболочки n_2 в интересующем нас диапазоне длин волн монотонно уменьшаются. Групповой показатель преломления n_g в соответствии с (1.7а) превышает величину показателей преломления сердцевины n_1 и оболочки n_2 , т.к. в этом диапазоне длин волн $\frac{dn}{d\lambda} < 0$ (рис. 1.2а). При этом групповая скорость V_g в кварце меньше фазовой скорости V (рис. 1.2б).

Расчеты по (1.7а) показывают, что групповой показатель преломления n_g с увеличением длины волны сначала уменьшается, достигает минимума на некоторой длине волны λ_D (далее мы будем ее называть длиной волны нулевой материальной дисперсии) достигает минимума. Эта точка на оси длин волн разделяет области нормальной ($\lambda < \lambda_D$) и аномальной ($\lambda > \lambda_D$) дисперсий. На этой длине волны групповая скорость V_g достигает максимума (рис. 1.2б), параметр ДГС β_2 и коэффициент ХД D_{mat} (рис. 1.2в) равны 0.

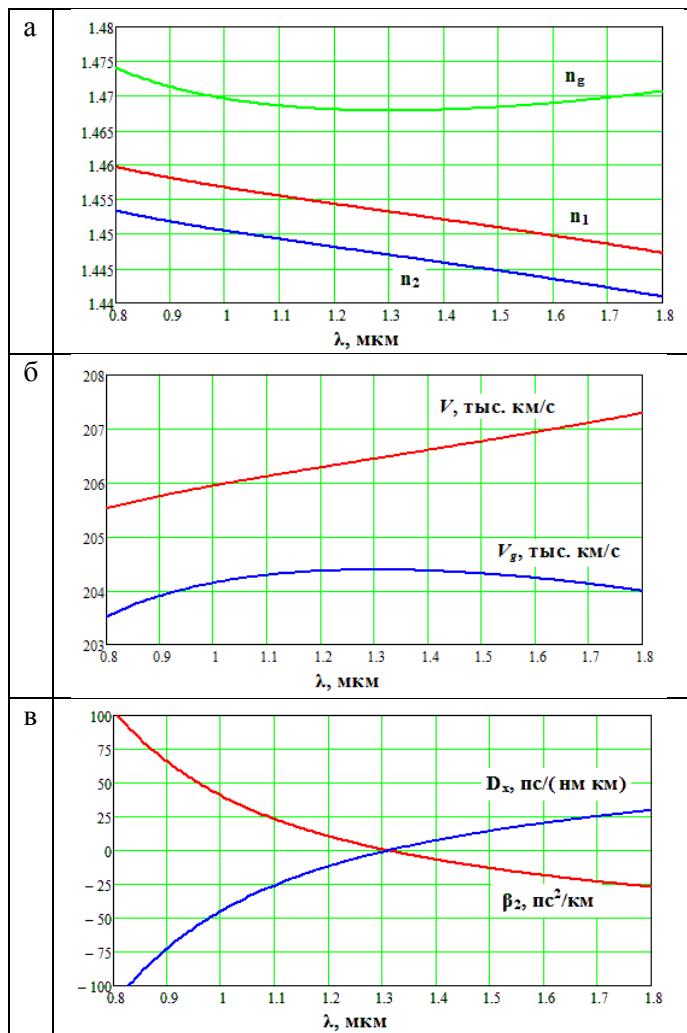


Рис. 1.2. Зависимости параметров ОМОВ от длины волны излучения.

Помимо материальной составляющей ХД в ОВ возникает также волноводная составляющая ХД D_w , которая возникает из-за того, что в отличие от сплошной среды ОВ представляет собой диэлектрический волновод с определенной конструкцией и размерами. Волноводная дисперсия, зависящая от длины волны, возникает даже, если показатели преломления сердцевины и оболочки не зависят от длины волны. Для осесимметричных ОВ их конструкция полностью характеризуется профилем показателя преломления (ППП). Основным размером ОМОВ является диаметр сердцевины, а точнее диаметр поля моды.

Отметим также, что волна в одномодовом ОВ распространяется в двух средах – частично в сердцевине, частично в оболочке, и эффективный показатель преломления для волны принимает некоторое среднее значение между показателями преломления сердцевины и оболочки. При изменении длины волны глубина проникновения поля в кварцевую оболочку меняется и, следовательно, меняется среднее значение показателя преломления (даже если сами показатели преломления сердцевины и оболочки не изменяются). Это чисто волноводный эффект, поэтому и возникающую из-за него дисперсию называют волноводной. Известно, что волноводная дисперсия отрицательна и с увеличением λ она уменьшается.

Коэффициент хроматической дисперсия (ХД) измеряется в пс/(нм км) и состоит из двух составляющих: материальной и волноводной

$$D_{hr} = D_{mat} + D_w. \quad (1.9a)$$

Коэффициент ХД D_{hr} определяет в первом приближении расширение оптического импульса с шириной спектра $\Delta\lambda$, прошедшего через ОМОВ расстояние z [1, 4],

$$\Delta t_z = |D_x| \cdot \Delta\lambda \cdot z. \quad (1.9b)$$

Для создания высокоскоростных ВОСС большой протяженности необходимо уменьшать коэффициенты затухания и ХД одномодового волокна.

На рис. 1.3а показана зависимость материальной, волноводной и суммарной хроматической дисперсий от длины волны, а также профиль показателя преломления для стандартного одномодового ОВ (SSF). Видно, что материальная дисперсия с увеличением λ возрастает от отрицательных к положительным значениям, проходя через 0 при некоторой длине волны нулевой материальной дисперсии $\lambda = \lambda_{0mat}$. Суммарная хроматическая дисперсия проходит через 0 на длине волны нулевой хроматической дисперсии $\lambda = \lambda_{0D}$, которая близка к 1.31 мкм. Коэффициент затухания для стандартного ОМОВ минимален на длине волны примерно $\lambda=1.55$ мкм и имеет величину менее 0.2 дБ/км, а на длине волны $\lambda=1.31$ мкм составляет более 0.35 дБ/км.

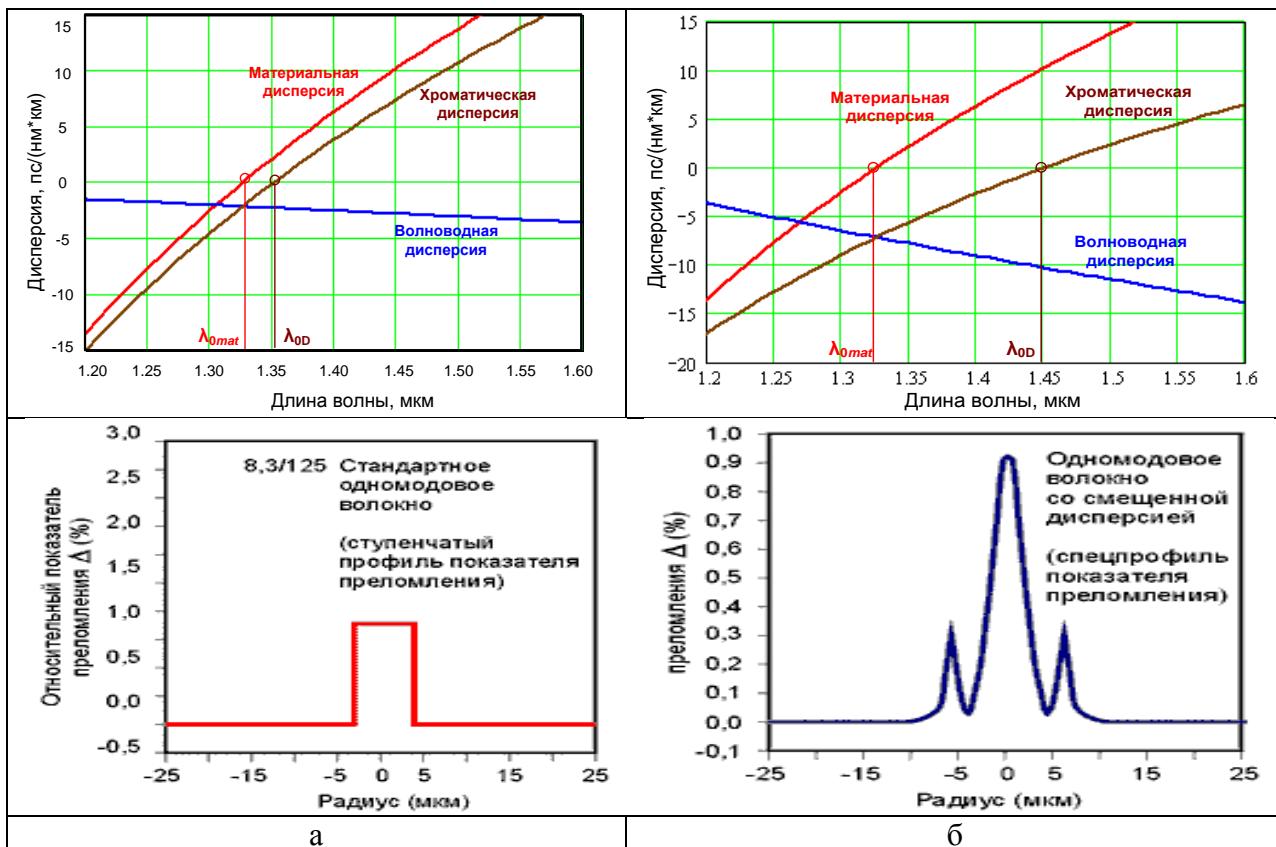


Рис. 1.3. Зависимости составляющих ХД от длины волны и профилей показателя преломления для стандартного ОВ SSF (а) и ОВ со смещенной дисперсией DSF (б).

Необходимо отметить, что зависимость материальной дисперсии от длины волны при изменении показателя преломления сердцевины ОВ (изменении легирующей примеси и/или степени легирования) меняется в очень небольших пределах, и определяется в основном свойствами кварца.

Зависимость волноводной дисперсии от длины волны, напротив, сильно зависит от размеров и конструкции ОВ. Это позволяет в широких пределах управлять зависимостью волноводной и, следовательно, результирующей хроматической дисперсии D_{hr} от длины волны, изменения при этом длину волны нулевой дисперсии λ_{0D} . Изменением технологии производства ОМОВ было создано ОМОВ со смещенной дисперсией (DSF).

На рис. 1.3б показаны зависимости материальной, волноводной и хроматической дисперсий от длины волны для ОВ DSF, которое обладает нулевой ХД вблизи длины волны $\lambda=1550$ нм. На этой длине волны кварцевое ОВ имеет минимальное затухание. Для одноканальных ВОСС, работающих на этой длине волны, ОМОВ DSF является практически идеальным. Оно позволяет обеспечить оптимальное соотношение между скоростью и дальностью передачи.

К сожалению, это замечательное ОВ не пригодно для использования в ВОСС, использующих С - диапазон длин волн ($\lambda=1528-1560$ нм) и технологию плотного мультиплексирования в волновой области (DWDM), т.к. из-за нелинейных явлений между отдельными каналами возникают значительные перекрестные помехи. Отметим, что С - диапазон обладает особой привлекательностью для транспортных ВОСС с DWDM, т.к. именно в этом диапазоне работают эрбьевые оптические усилители (EDFA), без которых уже не могут работать современные ВОСС.

Для ВОСС с DWDM были разработаны новые типы ОВ с ненулевой смещенной дисперсией (NZ DSF), имеющие сравнительно небольшую ХД и малое затухание в этом диапазоне длин волн. На рис. 1.4а показаны зависимости коэффициентов ХД от длины волны в диапазоне С для различных ОВ.

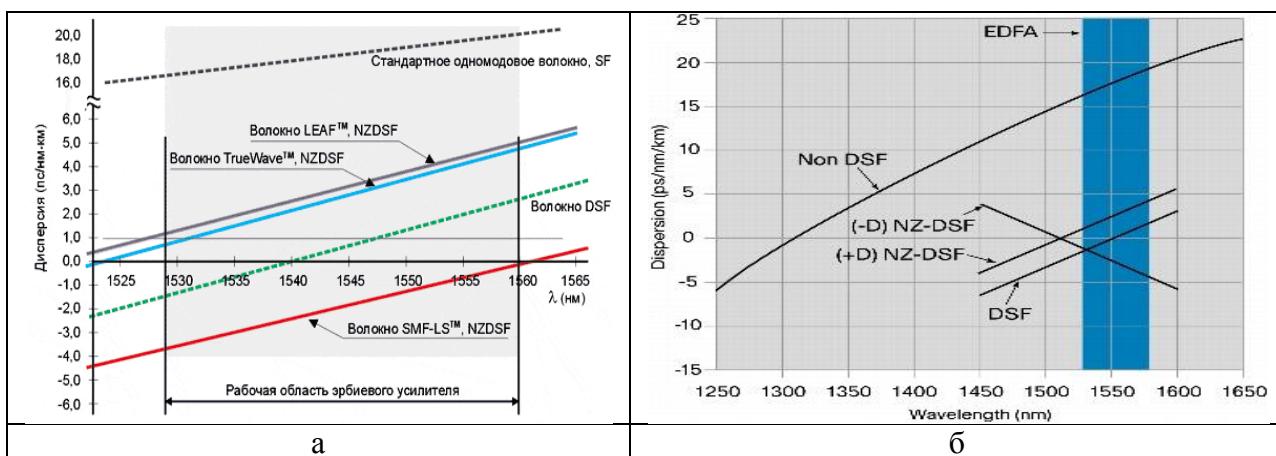


Рис. 1.4. Зависимости коэффициентов хроматической дисперсии от длины волны в диапазоне С для различных ОВ (а) и аналогичные зависимости в широком диапазоне длин волн (б).

1.3. Изменение амплитуды и формы спектрально ограниченных оптических импульсов при их прохождении по ОМОВ

В первом приближении считается, что гауссовская форма оптического импульса после прохождения в ОМОВ расстояния z сохраняется, а мощность импульса без учета ХД уменьшается с увеличением расстояния z по закону Бугера

$$P_z(T) = P_0(T) \cdot \exp(-\alpha \cdot z), \quad (1.10)$$

где T – время, отсчитываемое от середины оптического гауссовского импульса, которое соответствует времени распространения импульса $t_z = z/V_g$ на расстояние z , время t_z отсчитывается от середины оптического гауссовского импульса на входе в ОМОВ, α – коэффициент затухания на длине волны источника в Нп/км.

Расширение оптического импульса, прошедшего через ОМОВ расстояние z , определяют по выражению (1.9б). Это выражение может использоваться для любых источников излучения, в том числе с шириной спектра $\Delta\lambda$, превышающей ширину спектра спектрально ограниченных гауссовских импульсов, например для импульсов, излучаемых многомодовыми ЛД и СИД.

Современные системы когерентной связи по одномодовым ОВ используют узкополосные источники непрерывного излучения с собственной шириной спектра $\delta\omega = 2\pi \Delta\nu$, где $\Delta\nu$ меньше 5 МГц, т.е. практически одночастотные. При амплитудной модуляции таких источников короткими гауссовскими импульсами их спектр значительно расширяется и их можно считать спектрально ограниченными импульсами, для которых выполняется условие $\Delta\omega_0 \cdot T_0 = 1$. Причем $\Delta\omega_0 \gg \delta\omega$.

Определим ширину спектра $\Delta\lambda$ таких импульсов и величину расширения спектрально ограниченных гауссовских импульсов Δt_z

$$\Delta\lambda = \frac{c \cdot \Delta\nu_0}{\nu_0^2} = \frac{c \cdot 4\pi^2}{2\pi \cdot T_0 \cdot \omega_0^2} = \frac{2\pi \cdot c}{\omega_0^2 \cdot T_0} \text{ и } \Delta t_z = \frac{|D_x| \cdot 2\pi \cdot c \cdot z}{\omega_0^2 \cdot T_0} = \frac{4\pi^2 \cdot c \cdot |\beta_2| \cdot c \cdot z}{\lambda_0^2 \omega_0^2 \cdot T_0} = \frac{|\beta_2| \cdot z}{T_0} \quad (1.11)$$

Полуширину выходного гауссовского импульса для этого случая можно также определить по выражению

$$T_{0z} = T_0 \cdot \sqrt{1 + (\Delta t_z / T_0)^2} = T_0 \cdot \sqrt{1 + (z / L_D)^2}, \quad (1.12)$$

$$\text{где } L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (1.13)$$

дисперсионная длина.

На рис. 1.5 показаны зависимости дисперсионной длины L_D от модуля дисперсии групповых скоростей $|\beta_2|$ для существующих ОМОВ для различных значений полуширины гауссовских импульсов T_0 .

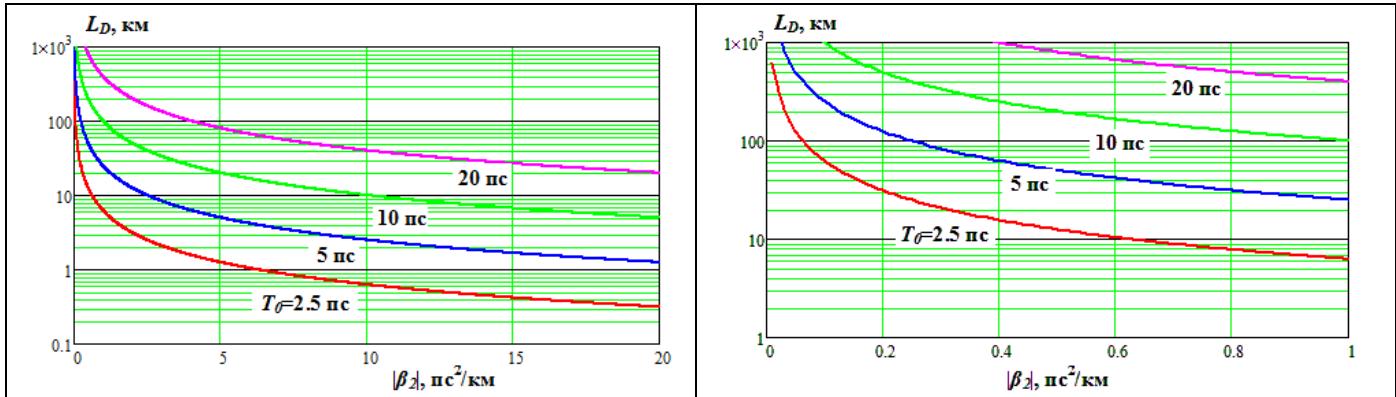


Рис. 1.5. Зависимости дисперсионной длины ОМОВ от величины ДГС для разных значений полуширины гауссовского импульса

Определим, какой скорости передачи B в ВОСС соответствуют рассмотренные гауссовые импульсы с полушириной T_0 по выражению

$$B = \frac{1}{2T_0 \cdot q}, \quad (1.13a)$$

где q – отношение длительности такта $\Delta T = 1/B$ к длительности гауссовского импульса $2T_0$ для выбранной ВОСС (скважность).

Если задаться отношением $q=2$, то представленные на рис. 1.5 графики (снизу вверх) соответствуют скоростям передачи 100, 50, 25 и 12.5 Гбит/с. Видно, что с увеличением $|\beta_2|$ дисперсионная длина ОМОВ уменьшается, а с увеличением длительности импульсов увеличивается.

Из выражения (1.12) и (1.13) следует, что при малых относительных расстояниях $z/L_D \ll 1$ длительность выходного импульса T_{0z} практически равна T_0 . При больших расстояниях $z/L_D \gg 1$ длительность выходного импульса T_{0z} линейно растет с увеличением z . Таким образом, дисперсионная длина определяет расстояние вдоль ОМОВ, при достижении которого ширина выходного импульса возрастает в $\sqrt{2}$ раз и далее растет почти пропорционально расстоянию (рис. 1.7а).

Если $z/L_D \ll 1$, то для определения P_z можно использовать выражение (1.10), т.к. расширением выходного импульса из-за влияния хроматической дисперсии можно пренебречь. Если z/L_D соизмеримо или больше 1, то амплитуда мощности прошедшего импульса будет

дополнительно уменьшаться за счет дисперсионного расширения (хроматической дисперсии) и выражение (1.10) можно уточнить

$$P_z(T, z) = P_{0m} \cdot \exp\left(-\frac{T^2}{T_0^2 \cdot [1 + (z/L_D)^2]}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (z/L_D)^2}} \cdot \exp(-\alpha \cdot z). \quad (1.14)$$

Продолжим рассмотрение процессов распространения по ОМОВ спектрально ограниченного оптического импульса гауссовой формы. Его огибающая по мощности показана на рис. 1.1а, а изменения напряженности электрического поля внутри импульса показаны на рис. 1.6а. В результате действия линейных эффектов (затухания и хроматической дисперсии) относительный амплитудный спектр этого импульса (рис. 1.1б) на выходе ОМОВ не изменится, и ширина спектра $\Delta\omega_0$ будет по-прежнему определяться выражением (1.3б). В этом можно убедиться, если подать входной и выходной импульсы на анализатор оптического спектра. Однако фазовый спектр импульса на выходе ОМОВ изменится, а импульс приобретет внутриимпульсную линейную частотную модуляцию (чирпинг), т.к. низкочастотные ($\omega < \omega_0$) и высокочастотные ($\omega > \omega_0$) составляющие в нем распространяются с разной скоростью из-за хроматической дисперсии, как показано на рис. 1.2б.

Таким образом, наличие ХД приводит к тому, что длительность импульса на выходе из ОМОВ возрастет $T_z > T_0$, а ширина амплитудного спектра $\Delta\omega_0$ сохраняется.

Напомним, что для ОМОВ существует длина волны λ_D нулевой дисперсии, на которой коэффициенты хроматической дисперсии D_x и ДГС β_2 равны 0 (см. рис. 1.2в). В этом случае в соответствии с упрощенным выражением (1.9б) уширение импульса и частотной модуляции внутри импульса не должно быть. Однако в действительности можно говорить только о том, что на этой длине волны уширение импульса минимально. Для уточнения результатов действия ХД в разложении (1.6) для β необходимо учитывать и последующие коэффициенты, например β_3 . Далее мы рассмотрим влияние β_3 на ширину выходящего из ОМОВ импульса.

В области нормальной дисперсии ($\lambda < \lambda_D$, $\beta_2 > 0$, $D_x < 0$) высокочастотные (коротковолновые) компоненты спектра оптического импульса распространяются медленнее, чем низкочастотные (длинноволновые) и оказываются в задней части импульса (т.е. проходят меньший путь за тоже время). Внутри импульса мгновенная частота увеличивается, частотная модуляция или чирпинг ($C > 0$) положительны (рис. 1.6б).

В области аномальной дисперсии ($\lambda > \lambda_D$, $\beta_2 < 0$, $D_x > 0$) высокочастотные (коротковолновые) компоненты спектра оптического импульса распространяются быстрее, чем низкочастотные и оказываются в передней части импульса (т.е. проходят больший путь за тоже время). Внутри импульса частота уменьшается, частотная модуляция и чирпинг ($C < 0$) отрицательны (рис. 1.6в).

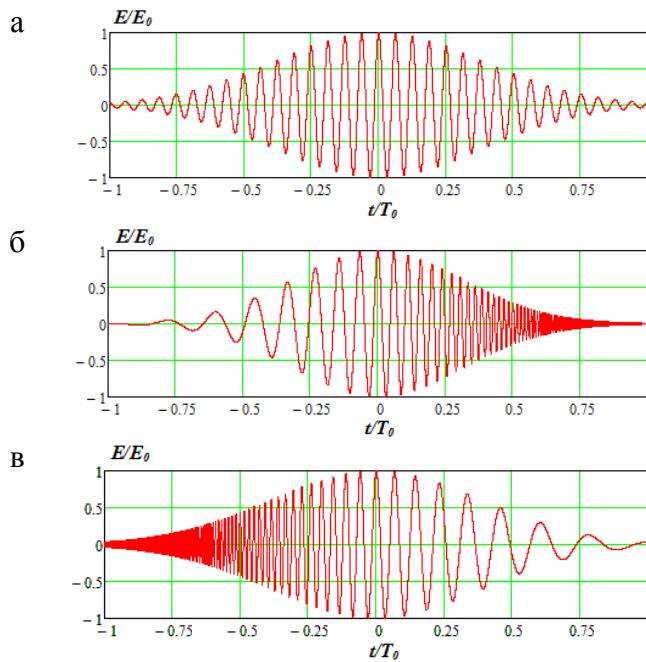


Рис. 1.6. Оптические импульсы, прошедшие ОМОВ без хроматической дисперсии ($\beta_2 = 0$ чирпинг отсутствует) (а), с аномальной дисперсией ($\beta_2 < 0$ возникший чирпинг $C < 0$ отрицательный) (в) и с нормальной дисперсией ($\beta_2 > 0$ возникший чирпинг $C > 0$ положительный) (б).

Из-за ХД гауссовский импульс, вначале не имевший частотной модуляции (чирпинга), приобретает ее, проходя по ОМОВ. Изменения частоты внутри импульса описываются выражением [4]

$$\delta\omega(z, T) = \frac{T \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_D}{T_0^2 \left[1 + (z/L_D)^2 \right]}, \quad (1.15)$$

где величина $\text{sgn}(\beta_2)$ принимает значение равное по модулю 1 и имеет тот же знак, что и знак β_2 .

В соответствии с (1.15) импульс приобретает линейную частотную модуляцию (ЛЧМ), т.к. изменение частоты $\delta\omega$ прямо пропорционально времени T .

Количественно величину и знак чирпинга гауссовского импульса на выходе ОМОВ можно определить по выражению

$$C(z) = T_0^2 \cdot \frac{d[\delta\omega(z, T)]}{dT} = \frac{\text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_D}{\left[1 + (z/L_D)^2 \right]}. \quad (1.16)$$

На рис. 1.7а и на рис. 1.7б показаны зависимости относительной полуширины импульса $T(z/L_D)/T_0$ и чирпинга $C(z/L_D)$ от нормированного z/L_D расстояния, которые не зависят от полуширины импульсов T_0 .

Видно, что относительная полуширина гауссовского импульса $T(z/L_D)/T_0$ с увеличением z/L_D вначале растет медленно, достигая величины $\sqrt{2}$ при $z/L_D=1$, а далее растет практически линейно при $z/L_D > 1$. Величина чирпинга $C(z/L_D)$ с увеличением z/L_D вначале быстро растет, при $z/L_D=1$ достигает максимального значения $C(1)=0.5$ и начинает монотонно и медленно уменьшаться, стремясь к 0.

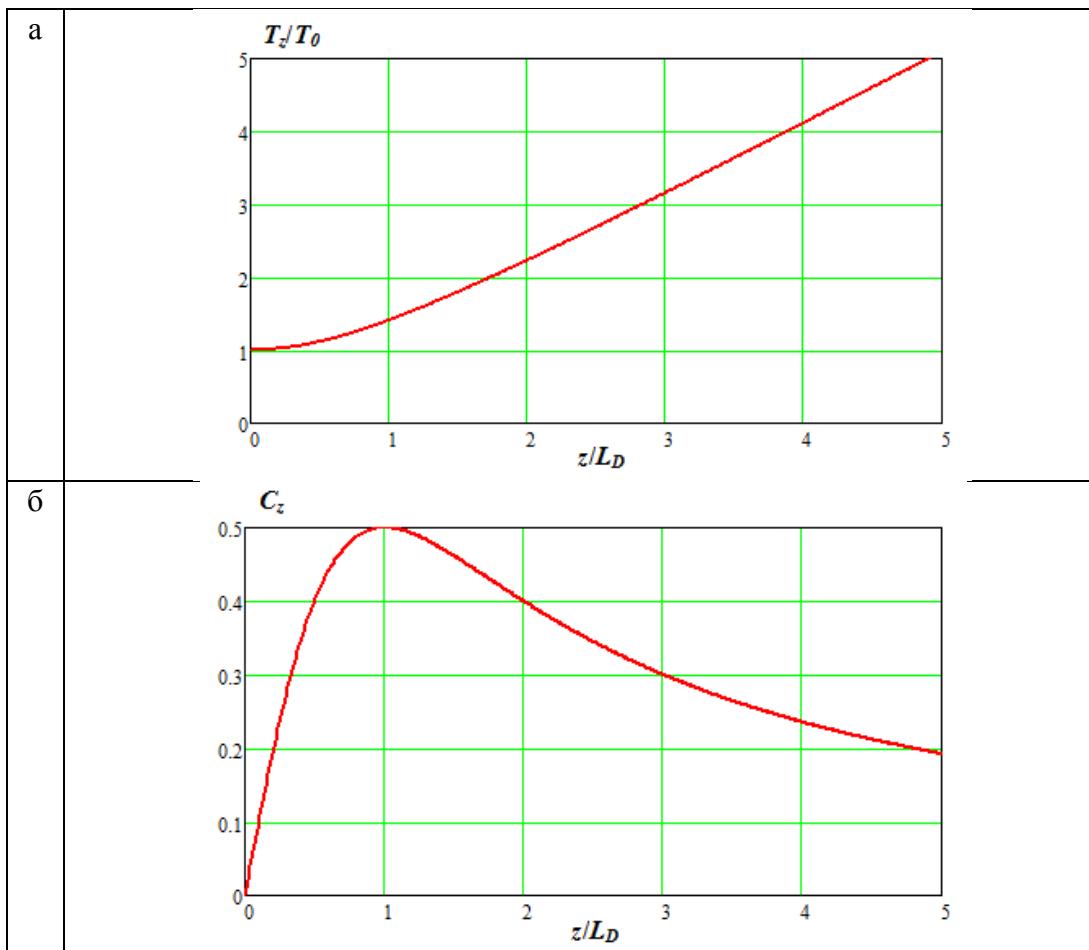


Рис. 1.7. Зависимость относительной длительности выходного импульса (а) и чирпинга (б) от относительного расстояния вдоль ОМОВ

1.4. Возможности компенсации хроматической дисперсии в линейных волокно-оптических трактах

Рассмотрим процессы распространения оптических импульсов в линейных волокно-оптических трактах, состоящих из ОМОВ с различными параметрами. Установлено, что из-за ХД независимо от знака параметра ХД оптические импульсы, проходящие по ОМОВ расширяются. Однако от знака параметра ХД зависит знак, возникающего в ОМОВ, чирпинга.

Рассмотрим последовательное соединение двух ОМОВ с разными знаками параметра ХД. Например, линию, состоящую из двух участков ОМОВ одинаковой длины и одинаковой по модулю, но противоположной по знаку хроматической дисперсией [1]. Так как полная дисперсия такой линии равна нулю, то импульс на первом участке линии, расширяется и приобретает положительный чирпинг, а на втором участке приобретает отрицательный чирпинг и сжимается до начальной величины (рис. 1.8). Ничего не изменится, если поменять последовательность ОВ.

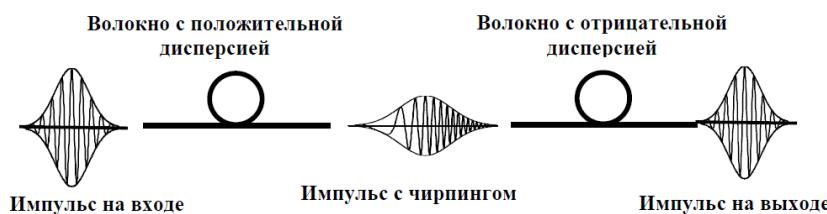


Рис. 1.8. Прохождение оптического импульса через два участка волокна одинаковой длины и с одинаковой по модулю, но противоположной по знаку хроматической дисперсией [1]. В первом ОВ $\beta_2 > 0$, возникающий чирпинг $C > 0$, а во втором ОВ $\beta_2 < 0$ и $C < 0$.

На рис. 1.9 показано, что ширина спектра исходного (спектрально ограниченного) и расширявшегося импульсов одинакова. Однако у импульса с чирпингом произведение ширины спектра на длительность импульса больше чем у исходного импульса без чирпинга, для которого произведение длительности импульса на ширину спектра $\Delta\omega_0 \cdot T_0 = 1$.

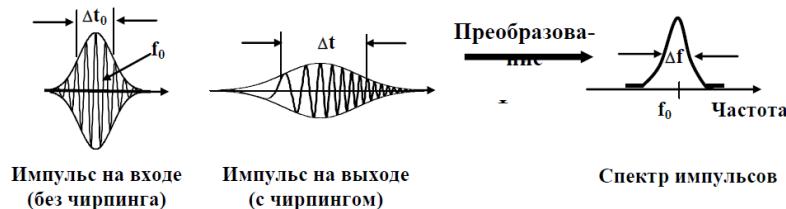


Рис. 1.9. Импульсы и их спектр на входе и на выходе волокна с положительной ДГС ($\beta_2 > 0$).

1.5. Изменение амплитуды и формы гауссовских оптических частотно модулированных импульсов при их прохождении по ОМОВ

Известно, что частотная модуляция оптических импульсов (чирпинг) может возникать не только в ОВ под действием ХД, но и возникать в источниках излучения. Например, в лазерных диодах (ЛД), причем как в ЛД с резонатором Фабри-Перо, так и в ЛД с распределенной обратной связью (DFB - Distributed Feedback Laser) при прямой модуляции по интенсивности (рис. 1.7а). При изменении тока через ЛД (прямая модуляция) меняется не только оптическая мощность, но также показатель преломления, и температура р-п перехода, т.е. меняются параметры лазерного резонатора, его оптическая длина. Следовательно, меняется частота излучения лазера, т.е. излучаемые ЛД оптические импульсы приобретают чирпинг. На рис. 1.10а показан импульс с положительным чирпингом, но в принципе он может иметь любой знак.

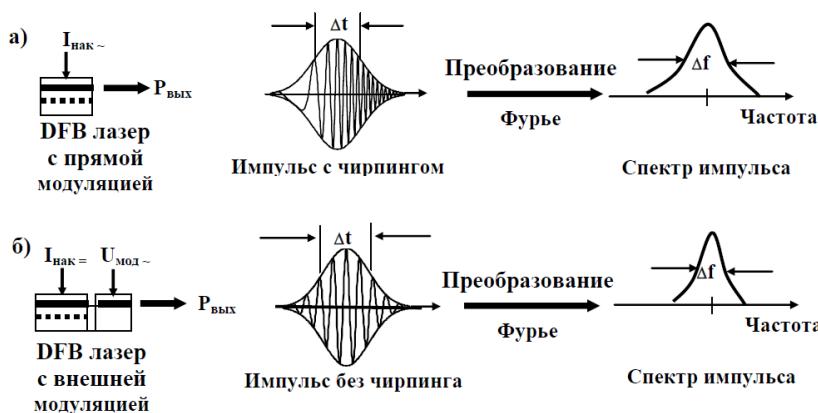


Рис. 1.10. Импульсы и их спектры на выходе DFB лазеров с прямой модуляцией (а) и с внешним модулятором (б). Ширина импульсов одинаковая, но импульс, полученный при прямой модуляции лазера, обладает чирпингом и у него спектр шире [1].

Полуширина спектра гауссовского импульса с полушириной T_0 от источника излучения с начальным чирпингом C_0 можно определить по выражению [4]

$$\Delta\omega = \frac{\sqrt{1 + C_0^2}}{T_0}. \quad (1.17)$$

В отсутствии частотной модуляции источника ($C=0$) импульс является спектрально ограниченным, и для него выполняется соотношение $\Delta\omega \cdot T_0 = 1$.

Практически исключить (или существенно уменьшить) паразитную частотную модуляцию (chirping) можно в источниках излучения с внешней модуляцией (рис. 1.10б). Эти источники работают при постоянном токе накачки и практически являются одночастотными.

Отметим, что в некоторых случаях чирпирование входных импульсов источника может быть полезным. Управление начальным чирпированием позволяет уменьшить вредное действие ХД, увеличить дальность связи за счет уменьшения длительности импульса, распространяющегося по ОМОВ.

Для расчета зависимости (рис. 1.11) относительной длительности гауссовского импульса с начальным чирпингом C_0 от расстояния z можно использовать выражение [4агр]

$$T_{0z} = T_0 \cdot \sqrt{\left(1 + \text{sign}(\beta_2) \frac{C_0 \cdot z}{L_D}\right)^2 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2}. \quad (1.18)$$

Из (1.18) следует, что минимальное значение длительность импульса

$$\frac{T_{0z_min}}{T_0} = \sqrt{1 - \frac{C_0^2}{1 + C_0^2} + \frac{C_0^4}{(1 + C_0^2)^2}} \quad (1.18a)$$

возникает на относительном расстоянии

$$\frac{z_{min}}{L_D} = \frac{C_0}{1 + C_0^2}. \quad (1.18b)$$

При $z=z_{min}$ импульс становится спектрально ограниченным, т.е. $C_z=0$ и $\Delta\omega \cdot T_{0z_{min}} = 1$.

Из рис. 1.11 следует, что при одинаковых знаках чирпинга и ДГС длительность импульса быстро растет по сравнению с нечирпированным входным импульсом.

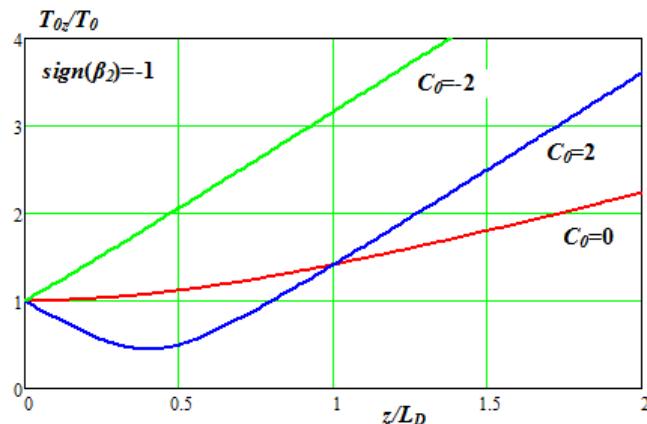


Рис. 1.11. Зависимость относительной длительности импульса от расстояния для чирпированных импульсов

При разных знаках чирпинга и ДГС на начальном участке ОМОВ при $z/L_D < 0.75$ длительность импульса меньше начальной. При дальнейшем увеличении расстояния длительность импульса быстро растет и начинает существенно превышать длительность импульса без начального чирпинга.

Рассмотрим более подробно изменение чирпинга с расстоянием [5]

$$C_z = \frac{C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_D}{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_D]^2 + (z/L_D)^2} \quad (1.19)$$

На рис. 1.12 показаны зависимости (1.19) чирпинга и относительной длительности гауссовского импульса от относительного расстояния и начального чирпинга при разных (а) и одинаковых (б) знаках коэффициента ХД и ДГС.

Из рис. 1.12б видно, что при одинаковых знаках параметра ХД и ДГС чирпинг от начального значения уменьшается, а при $z/L_D > 1$ стремится к значению чирпинга для $C_0=0$. Длительность импульса с увеличением расстояния монотонно растет и тем больше, чем больше начальный чирпинг.

При разных знаках параметра ХД и ДГС чирпинг от начального значения уменьшается, проходит через 0, изменяет знак, становится равным по модулю начальному чирпингу, но с противоположным знаком, а далее вновь увеличивается и стремится к значению чирпинга для $C_0=0$. Отметим, что для $C_0=1$ чирпинг проходит через значение $C_z=0$. Длительность импульса с увеличением расстояния вначале уменьшается, достигает минимума и начинает монотонно возрастать. При некотором расстоянии растет и тем больше, чем больше начальный чирпинг.

Это свойство чирпинга можно использовать для такой компенсации ХД, при которой полуширина импульса T_z на любом расстоянии z не будет превышать исходной полуширины T_0 . Для этого надо чередовать ОМОВ с разными знаками ДГС, т.е. ОВ с аномальной и нормальной ХД. В простейшем случае это могут быть волокна с одинаковыми по модулю и разными знаками ДГС. Такую схему соединения ОВ называют схемой с управляемой ХД. Она находит применение в ВОСС, использующих квазисолитонный режим распространения сигналов. Что такое солитоны, как они возникают и поддерживаются в ОМОВ мы рассмотрим позже.

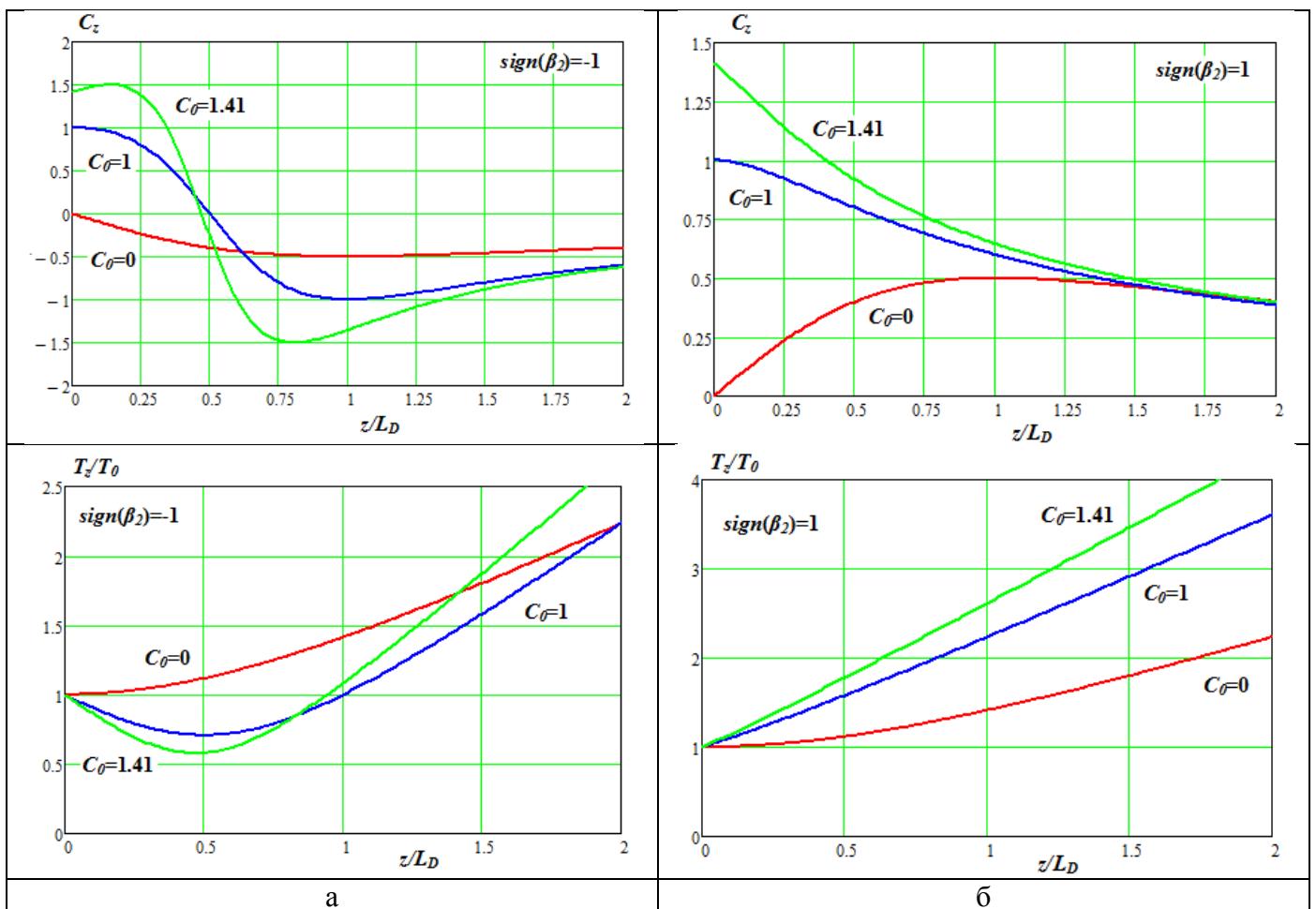


Рис. 1.12. Зависимость чирпинга и относительной полуширины гауссовского импульса от относительного расстояния и начального чирпинга для разных (а) и одинаковых (б) знаков параметра ХД и ДГС.

На рис. 1.13 показаны зависимости чирпинга и длительности гауссовского импульса от относительного расстояния при $C_0=1$ в схеме линейного тракта с чередованием ОМОВ.

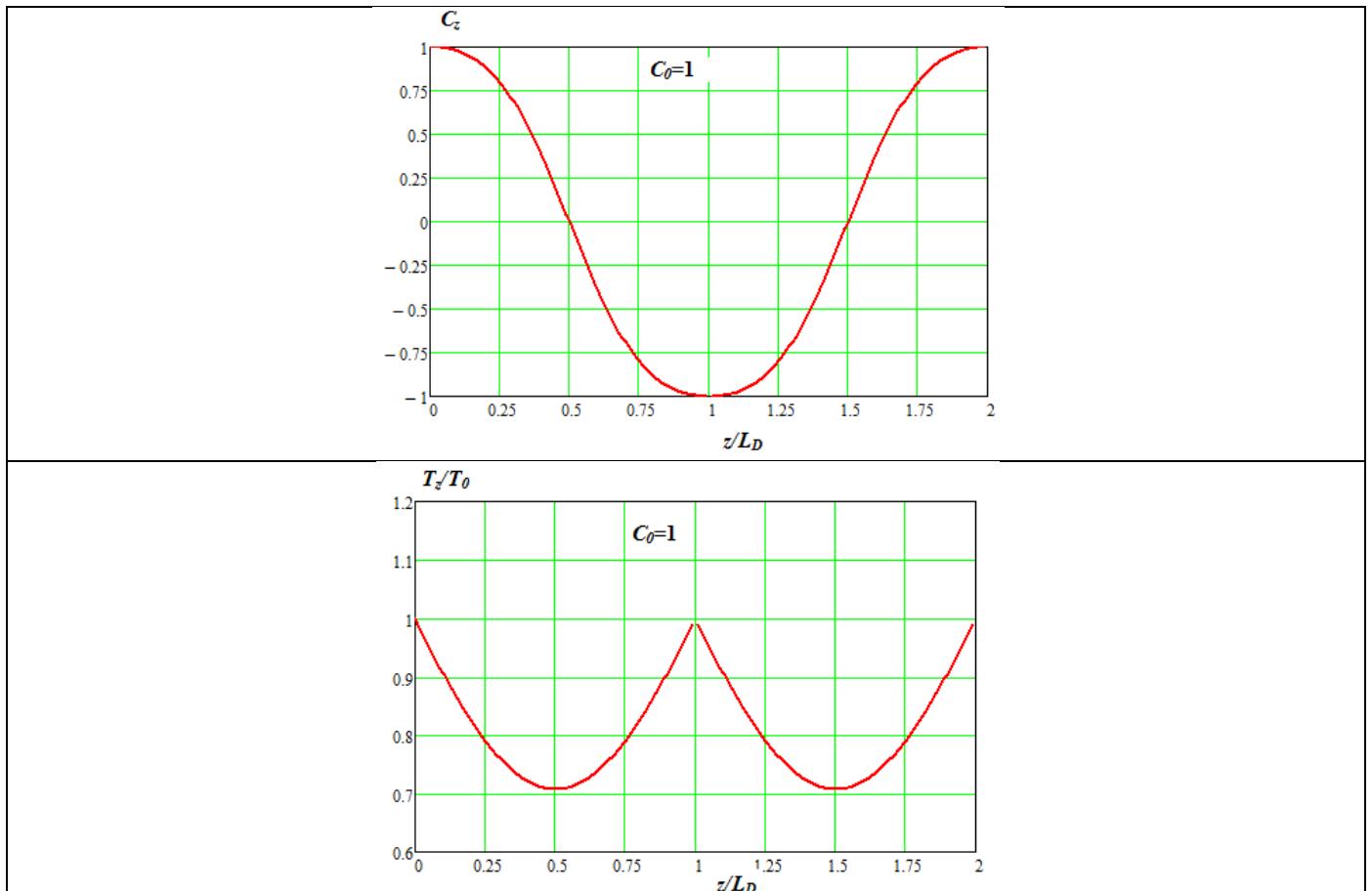


Рис. 1.13. Зависимость чирпинга и относительной полуширины гауссовского импульса от относительного расстояния для двух последовательно расположенных отрезков ОМОВ с аномальной и номальной ХД при начальном чирпинге $C_0=1$.

Отметим, что при $\beta_2=0$ пользоваться выражениями (1.9б) и (1.13 - 1.19) нельзя. Вместо (1.18) для определения полуширины импульса, прошедшего расстояние z надо использовать более общее выражение, учитывающее в выражении (1.6) для β еще один член в разложении, а именно β_3 .

$$T_{0z} = T_0 \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{C_0 \cdot \beta_2 \cdot z}{T_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 \cdot z}{T_0^2}\right)^2 + (1 + C_0^2) \cdot \left(\frac{\beta_3 \cdot z}{2T_0^3}\right)^2}, \quad (1.20)$$

Все выражения для определения полуширины импульса, прошедшего через ОМОВ, получены в предположении, что сам источник излучения когерентный (одночастотный), а его спектр определяется модуляцией излучения. Реально сам источник (ЛД и СИД) может иметь собственный спектр излучения с полушириной $\delta\omega_0$. Тогда выражение (1.20) примет вид [4]

$$T_{0z} = T_0 \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{C_0 \cdot \beta_2 \cdot z}{T_0^2}\right)^2 + (1 + V^2) \cdot \left(\frac{\beta_2 \cdot z}{T_0^2}\right)^2 + (1 + C_0^2 + V^2) \cdot \left(\frac{\beta_3 \cdot z}{2T_0^3}\right)^2}, \quad (1.21)$$

где $V = \delta\omega_0 \cdot T_0$.

Учет β_3 и ширины спектра источника излучения V увеличивают ширину проходящего по ОМОВ излучения.

Выводы по 1 главе:

1. При малых интенсивностях проходящего по ОВ излучения ОВ можно считать линейной средой, т.е. полагать, что коэффициент затухания α не зависит от проходящей мощности, спектральный состав излучения не изменяется, а расширение импульса определяется хроматической дисперсией.
2. Получено универсальное выражение для расчета расширения гауссовского импульса (1.22), учитывающее ширину спектра излучения, паразитную частотную модуляцию источника излучения и хроматическую дисперсию ОМ ОВ.
3. Получено выражение (1.14) для амплитуды импульса прошедшего ОМ ОВ, учитывающее не только поглощение и рассеяние, но и хроматическую дисперсию.
4. Показано, что хроматическая дисперсия сопровождается возникновением паразитной частотной модуляции (чирпинга).
- 5.

Литература

1. А.В. Листвин, В.Н. Листвин, Д.В. Швырков Оптические волокна для линий связи.- Лесарарт, 2003, 288 с., ил.
2. Листвин В.Н., Трещиков В.Н. DWDM системы: научное издание.- М.: Издательский дом «Наука», 2013.- 300 с.
3. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999.
4. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика: Пер. с англ.- М.: Мир, 1996.- 323 с., ил.
5. 4 часть статьи по солитонам

5. Волоконно-оптические усилители на основе редкоземельных элементов

5.1. Общие сведения об оптических усилителях

Оптический усилитель (ОУ) непосредственно усиливает проходящий оптический сигнал без преобразования его в электрический. Его основное назначение – компенсация потерь на усилительном участке волоконно-оптического линейного тракта (ВОЛТ). Использование ОУ позволяет отказаться от промежуточных регенераторов и значительно увеличить протяженность регенерационного участка, состоящего из нескольких усилительных участков. Значительным преимуществом ОУ перед регенераторами является возможность усиления многочастотного сигнала с плотным спектральным уплотнением (DWDM).

Установка в ВОЛТ оптических усилителей позволяет существенно уменьшить оборудование волоконно-оптических систем связи (ВОСС). До начала 90-х годов единственным способом компенсации потерь на отдельных участках ВОЛТ было применение регенераторов. Регенератор работает по схеме: прием оптического сигнала - оптоэлектрическое преобразование - электрическое усиление - регенерация (распознавание и восстановление) электрического сигнала - электрооптическое преобразование - передача оптического сигнала.

В современных ВОСС восстановление (регенерация) сигнала происходит в, так называемых, 3R регенераторах. Акроним 3R означает, что электрический сигнал с амплитудной модуляцией регенерируется (восстанавливается) не только по амплитуде (Reamplifying) и по форме (Reshaping) импульсов, но и по положению импульсов на временной шкале (Retiming). Регенерация носит пороговый характер: когда напряжение сигнала в схеме сравнения в момент принятия решения больше порогового значения, то восстанавливается «1», а если оно меньше, то восстанавливается «0» (рис. 5.1). Слабые возмущения сигнала при этом устраняются полностью, что и обуславливает высокую помехозащищенность цифровых ВОСС. В силу случайной природы шумов вероятность появления сильного возмущения всегда отлична от нуля, поэтому полностью восстановить цифровой сигнал невозможно и существует некоторая вероятность битовых ошибок (BER), которая должна быть меньше допустимой величины, например 10^{-12} . Качество связи принято характеризовать Q -фактором, который представляет собой отношение сигнала к шуму. Оно может быть определено по глаз-диаграмме. Q -фактор однозначно связан с вероятностью ошибок, например для $Q=7$ BER меньше 10^{-12} , а при $Q=6$ BER меньше 10^{-9} . С увеличением Q вероятность ошибок быстро уменьшается.



Рис. 5.1. Схема появления ошибки при восстановлении бинарного сигнала с модуляцией по интенсивности с NRZ кодированием; (а) сигнал на входе в линию, (б) сигнал на входе в регенератор, (в) сигнал на выходе регенератора.

На рис. 5.2 показан приемник оптического сигнала, который может входить в состав регенерационного или окончательного пункта. После приема цифрового оптического сигнала и его преобразования в электрический сигнал в усилителе фототока (УФТ) сигнал дополнительно усиливается в усилителе напряжения (УН). Для нормальной работы регенератора амплитуды входных импульсных сигналов должны составлять хотя бы доли вольта. УН выполняет функции частотного корректора для увеличения отношения

сигнала к шуму на входе регенератора. В состав ЗР регенератора входят: компаратор (Комп), D – триггер и схема выделения (восстановления) тактовой частоты (CRC, Clock Recovery Circuit). Компаратор сравнивает мгновенные значения сигнала на выходе УН с пороговым напряжением U_p и формирует на выходе напряжение соответствующее логической единице, если входной сигнал больше порогового значения, и напряжение соответствующее логическому нулю, если входной сигнал меньше порогового значения. К выходу Комп присоединен вход D – триггера, который в момент прихода стробимпульса устанавливается в состояние логической «1» или «0» в соответствии с выходным сигналом компаратора. На выходе D – триггера образуется восстановленный сигнал. На рис. 5.1б. показано, как возникла ошибка (вместо «1» восстановился «0»).

При скоростях передачи $B \leq 10$ Гбит/с в приемных устройствах ВОСС предварительные ОУ обычно не используют, а в качестве фотоприемника применяют р-i-n ФД или лавинные фотодиоды (ЛФД). При увеличении скоростей передачи до $B=40$ и более Гбит/с вместо УН, который становится сверхвысокочастотным (СВЧ) устройством и изготовить который становится сложно, используют предварительный ОУ на входе р-i-n ФД с большой мощностью насыщения ($P_{max} \geq 10$ мВт). Это позволяет получить необходимую амплитуду импульсов на входе регенератора без использования УН. Отметим, что широко распространенные р-i-n ФД на основе InGaAs при таких мощностях могут входить в насыщение.

Р-i-n ФД для современных ВОСС с ОУ помимо большой мощности насыщения P_{max} должны обладать также большими значениями чувствительности S и полосы пропускания Δf . Качество быстродействующих ФД часто характеризуют произведением $S \Delta f$.

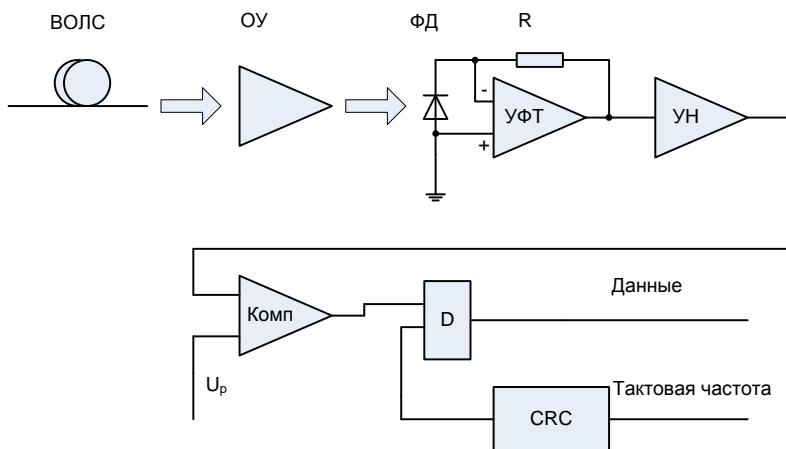


Рис. 5.2. Схема цифрового приемника оптических сигналов

В настоящее время в стадии разработки и исследования находятся чисто оптические регенераторы. Они должны стать одним из основных устройств для полностью оптических ВОСС.

Использование ОУ в ВОСС позволяет значительно увеличить длину регенерационного участка, за счет разбивки его на несколько усилительных участков. Это уменьшает число регенераторов в ВОЛТ, упрощает схему связи и уменьшает стоимость аппаратной части ВОСС.

Все ОУ являются нелинейными устройствами. Типовые зависимости выходной оптической мощности от входной и коэффициента усиления от выходной оптической мощности показаны на рис. 5.3а. ОУ могут использоваться (рис. 5.3б) в качестве предусилителя на входе фотоприемного устройства (ФПУ) (область А на рис. 5.3а) и усилителя мощности (бустера) на выходе источника излучения (область В на рис. 5.3а).

Установка перед оптическим приемником предварительного ОУ позволяет уменьшить вклад в суммарный шум ФПУ со стороны собственно фотоприемника и

усилителя фототока за счет увеличения оптического сигнала на входе ФПУ. Это позволяет значительно увеличить длину регенерационного участка. К оптическому предуслителю предъявляются требования высокой линейности, большого коэффициента усиления и малого уровня шума (таблица 5.1).

Использование ОУ мощности на выходе регенератора позволяет увеличить длину участка регенерации за счет повышения мощности сигнала при той же пороговой мощности ФПУ. К ОУ мощности предъявляется основное требование большой выходной мощности (десятки и сотни мВт). Требования к высокой линейности и низким шумам не являются жесткими (таблица 5.1).

Для компенсации затухания в ЛВОТ используется каскадное включение линейных ОУ (рис.5.3б). К линейному ОУ одновременно предъявляются требования высокого коэффициента усиления и линейности, малых шумов и большой выходной мощности. Обычно линейный усилитель является многокаскадным, содержащим, как минимум, два каскада: предуслитель и усилитель мощности, между которыми включают устройство для компенсации хроматической дисперсии.

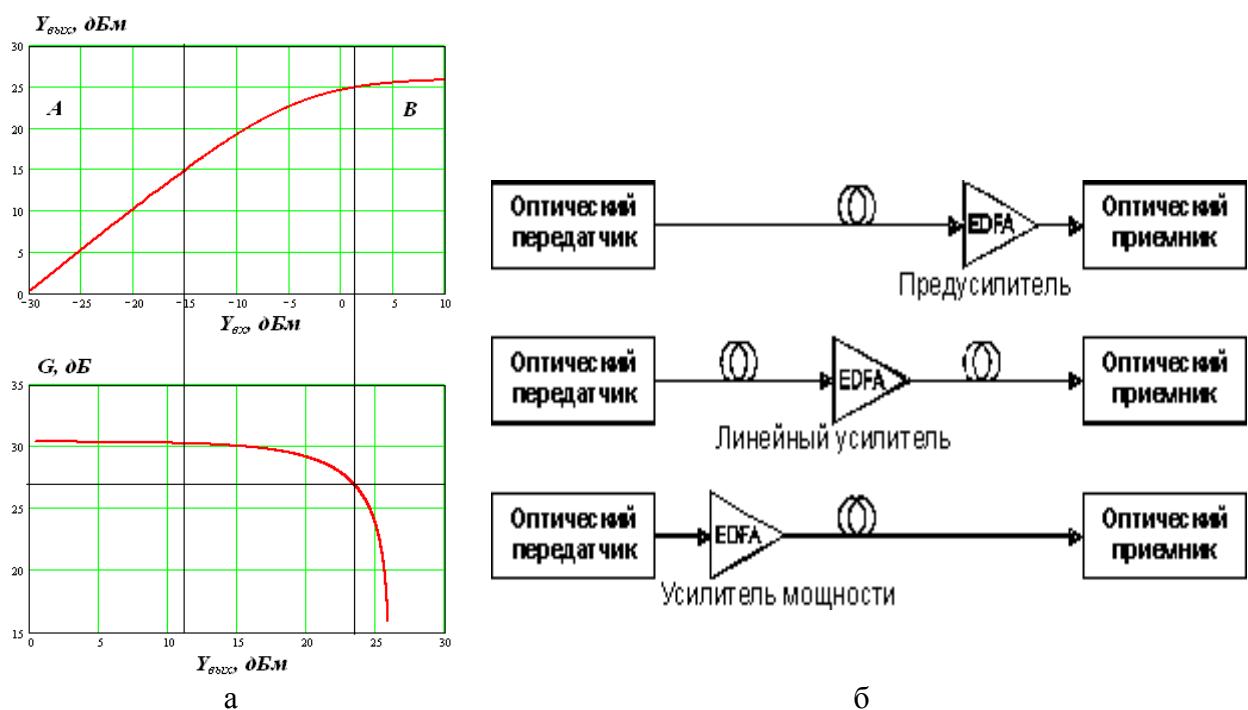


Рис. 5.3. Зависимость уровней выходной оптической мощности от входной и коэффициента усиления от выходной мощности (а) и применение оптических усилителей в ВОЛТ.

В таблице 5.1 указана степень значимости некоторых параметров ОУ в зависимости от их назначения.

Таблица 5.1. Сравнительные параметры ОУ различного назначения

Параметр	Предуслитель	Линейный усилитель	Усилитель мощности
Коэффициент усиления	высокий	средний	низкий
Коэффициент шума	низкий	средний	высокий
Мощность насыщения	низкая	средняя	высокая
Нелинейность	низкая	средняя	высокая

Существуют разные типы ОУ. Общая классификация ОУ и диапазоны длин волн, в которых они используются, показаны на рис. 5.4.

Из рисунка видно, что существует принципиальная возможность усиливать оптические сигналы во всем диапазоне длин волн, используемых для оптической связи. Для усиления в диапазонах длин волн 1530–1570 нм (С-диапазон) и 1570-1610 нм (L-диапазон), которые используют системы DWDM, применяют ОУ на основе эрбия. Активная эрбьевая среда обычно выполняется в виде ОВ (ОУ EDFA) или в виде планарных волноводов (ОУ EDWA). В диапазонах 1260-1360 нм и 1450-1490 нм используют ОВ, легированные редкоземельными элементами: празеодимом (PDFFA) и тулием (TDFA), соответственно. Полупроводниковые оптические усилители (SOA) используют в диапазонах 1260-1360 нм и 1500-1550 нм. Во всем диапазоне от 1260 до 1650 нм могут использоваться распределенные рамановские оптические усилители (RFA), использующие в качестве активной среды обычные телекоммуникационные ОВ.

Наиболее распространенными ОУ в настоящее время являются:

- Усилители на основе специальных оптических волокон (ОВ), легированных редкоземельными элементами (причем наибольшее распространение получили эрбьевые усилители EDFA),
- Усилители, использующие вынужденное комбинационное рассеяние (ВКР) в кварцевых ОВ для усиления оптических сигналов (рамановские усилители RFA),
- Полупроводниковые усилители (SOA) с конструкцией, подобной лазерным диодам с резонатором Фабри-Перо.

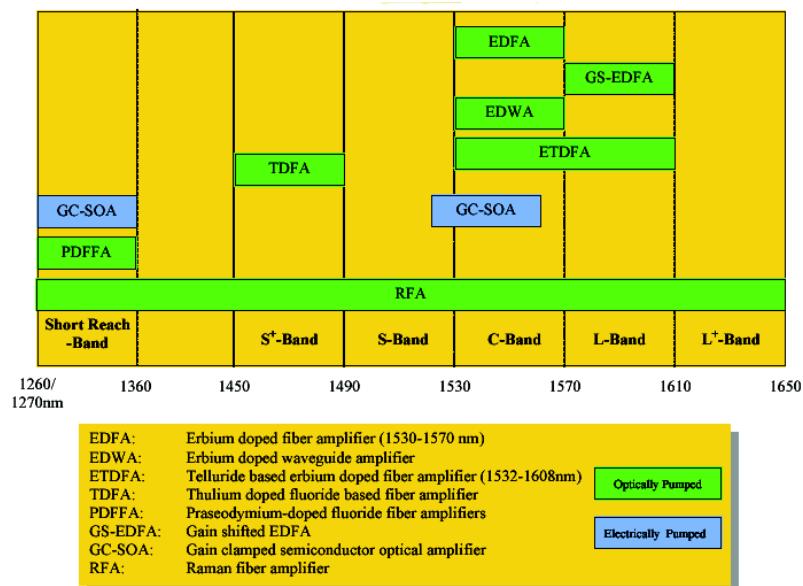


Рис. 5.4. Классификация оптических усилителей

Различают дискретные и распределенные ОУ. Дискретные ОУ представляют собой электронно-оптические блоки относительно небольших размеров. Полупроводниковые и эрбьевые ОУ относят к дискретным. Рамановские ОУ обычно используют в качестве активной среды рабочее ОВ и тогда их считают распределенными, но в некоторых случаях они могут выполняться и в виде дискретных ОУ, использующих в качестве активной среды специальные ОВ, например типа DCF, компенсирующие дисперсию стандартного одномодового ОВ.

5.2. Принцип действия волоконно-оптических усилителей на основе специальных оптических волокон (ОВ), легированных редкоземельными элементами

5.2.1. Особенности ОВ легированных ионами редкоземельных элементов

Усилительной средой волоконно-оптических ОУ является специальное ОВ, которое в процессе изготовления легируется редкоземельными металлами. Ионы этих металлов создают активную среду для усиления оптического излучения в диапазоне длин волн, соответствующем полосе поглощения легирующего материала.

Первый ОУ на неодимовом стекле (не на ОВ) при длине волны 1.06 мкм был впервые продемонстрирован в 1960 году, а в 1987 году стало известно о создании оптического усилителя на легированном эрбием ОВ (EDFA-Erbium-doped fiber amplifier) с рабочей длиной волны 1.55 мкм.

До сих пор наибольшее распространение в качестве активной среды для волоконно-оптических усилителей имеют ОВ, легированные эрбием. Эрбиевое волокно содержит, также, как и обычное одномодовое ОВ, сердцевину легированную германием или другим веществом, увеличивающим показатель преломления, диаметром 3-6 мкм и оболочку из чистого кварца диаметром 125 мкм. Центральная часть сердцевины диаметром примерно 2 мкм дополнительно легирована ионами эрбия. Концентрация ионов эрбия составляет 10^{18} - 10^{19} см³. При таких концентрациях эрбия требуемая длина активного ОВ лежит в пределах от нескольких единиц до нескольких десятков метров. Защитное покрытие эрбиеvого ОВ диаметром 250 мкм имеет большой коэффициент преломления и эффективно выводит из оболочки постороннее излучение. Эрбиеевые ОВ имеют большую числовую апертуру 0.2-0.35. Малый диаметр сердцевины этих ОВ затрудняет ввод в них излучения и стыковку с другими ОВ. Для уменьшения потерь при стыковке эрбиеvых ОВ с традиционными одномодовыми ОВ используют специальные режимы сварки, создающие в сварном соединении плавный переход от малого диаметра эрбиеvого ОВ к большому диаметру других одномодовых ОВ. В лабораторных условиях для стыковки могут использоваться линзовье устройства или фоконы. Эрбиеевые ОВ имеют очень большое затухание для волн сигнала (2.5-8 дБ/м) и накачки (1.6-6 дБ/м).

5.2.2. Принцип работы эрбиеvого ОУ (EDFA)

Рассмотрим принцип работы ОУ на основе трехуровневой модели активных частиц эрбия, находящихся в сердцевине ОВ. Известно, что в соответствии с квантовыми представлениями энергия активных частиц принимает дискретную совокупность уровней. Уровень с наименьшей возможной энергией называют основным. Возможные энергетические уровни представляют в виде диаграммы. На рис. 5.5а показана упрощенная трехуровневая квантовая система. На диаграмме показаны уровни с энергиями соответствующих состояний $W_3 > W_2 > W_1$ и с населенностями N_3 , N_2 и N_1 , которые определяются числом частиц на данном энергетическом уровне в единице объема.

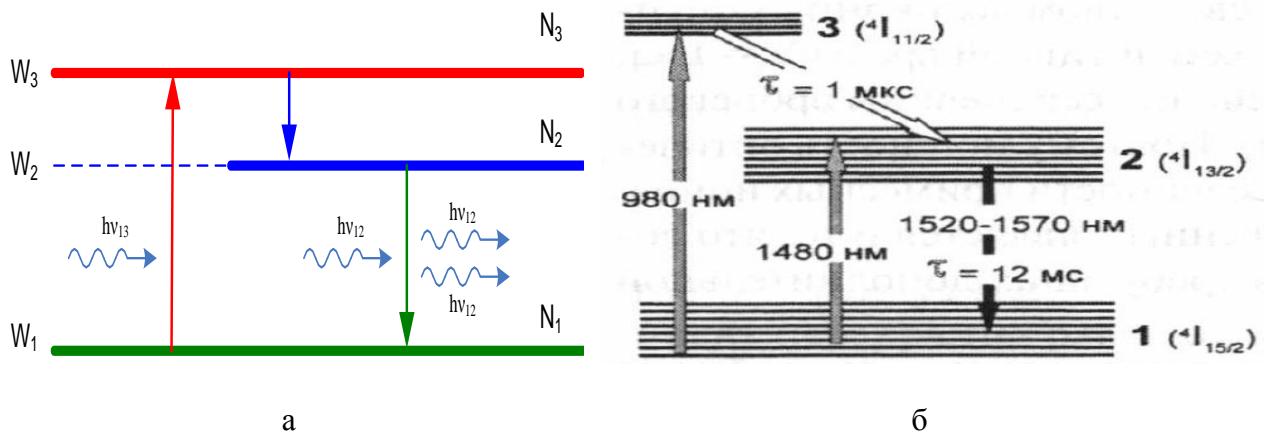


Рис. 5.5. Трехуровневая квантовая система.

В соответствии с основным принципом квантовой механики, сформулированным Вольфгангом Паули, на одном энергетическом уровне не могут находиться разные частицы. Поэтому отдельные уровни, показанные на рис. 5.5а, распадаются на множество подуровней, образующих полосы, как показано на рис. 5.5б. Каждый из трех уровней (рис. 5.5а) может характеризоваться средней энергией W_1, W_2, W_3 и населенностью N_1, N_2, N_3 .

Переход с 1 (основного) уровня (полосы) на другой, например 3 уровень возможен при поглощении квантов (фотонов) с энергией, лежащей в некоторой полосе. Можно также ввести понятие средней энергии фотона W_{13} и частоты ν_{13}

$$W_{13} = h\nu_{13} = W_3 - W_1, \quad (5.1)$$

где $h = 6.63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с = $4.14 \cdot 10^{-15}$ эВ·с - постоянная Планка.

Это излучение с частотой ν_{13} , специально вводимое в эрбьевое ОВ, мы будем называть излучением накачки.

Переходы с более высоких уровней, например с третьего уровня на второй и со второго уровня на первый сопровождаются излучением квантов. Это могут быть фотоны или фононы. Обычно фотонами называют кванты света УФ, видимого или ближнего ИК диапазонов, фононами называют кванты теплового (инфракрасного) излучения с большой длиной волны.

Для рассматриваемой квантовой системы переходы с третьего уровня на второй сопровождаются спонтанным (самопроизвольным) излучением фононов. Среднее время нахождения частицы в возбужденном состоянии называют временем жизни, по истечению которого происходит излучение. Для перехода с третьего уровня на второй время жизни примерно равно 1 мкс.

Переходы со второго уровня на первый сопровождаются излучением фотонов. Оно может быть как спонтанным, так и вынужденным (индуцированным, стимулированным).

Рассмотрим спонтанное излучение фотонов. Возбужденное состояние частицы является неустойчивым и через некоторое время пребывания на верхнем уровне она самопроизвольно под действием внутренних возмущений, совершает переход на нижний энергетический уровень с испусканием кванта. При этом частоты фотонов лежат в некотором диапазоне, начальные фазы волновых пакетов, направления распространения и состояние поляризации имеют случайный характер. Излучение при этом носит шумовой (некогерентный) характер и не может использоваться для усиления или генерации когерентного света. Для каждого спонтанного перехода может быть введена величина τ_{ij} среднего времени жизни (времени релаксации). Она определяет время, в течение которого первоначальная населенность верхнего уровня уменьшается в $e \approx 2.73$ раз. Время релаксации для различных переходов может лежать в широком диапазоне значений от 10^{-2} до 10^{-9} с. Для эрбьевого ОВ $\tau_{32}=1$ мкс, а для $\tau_{21}=12$ мс. Уровень 2 можно назвать

метастабильным. Такие уровни могут долго сохранять высокую концентрацию (населенность). Именно такие уровни используются для усиления и генерации излучения.

При поглощении фотонов накачки ионы эрбия переходят с 1 уровня на 3 (вспомогательный) уровень, который обладает малым временем релаксации. Переход с 3 уровня на 2 происходит с малой задержкой и без излучения фотонов. Населенность второго (метастабильного) уровня возрастает и начинает выполнять условие

$$N_2 > N_1. \quad (5.2)$$

Возникает так называемая инверсная населенность для 2 уровня.

Для создания инверсной населенности используется энергия источника накачки. В качестве накачки можно использовать излучение лазера соответствующей длины волн. В трехуровневой квантовой системе для накачки обычно используют излучение с длиной волны $\lambda=980$ нм. Возможна также, так называемая двухуровневая схема накачки, когда излучение накачки переводит ионы эрбия на верхние подуровни второго уровня. В этом случае используется накачка с длиной волны 1480 нм. Обычно для накачки используется излучение мощностью 20-500 мВт (13-27 дБм).

Поглощение фотонов и возникновение спонтанного излучения накачки иллюстрирует рис. 5.6, где показано, как поглощаемый фотон с энергией W_q (рис. 5.6а), переводит квантовую частицу с уровня $W_{1,3}$ в валентную зону на уровень $W_{2,4}$ в зоне проводимости (рис. 5.6б). Через некоторый интервал времени (время жизни) возбужденная частица возвращается из зоны проводимости в валентную зону с испусканием фотона с энергией $W_{4,2}$ (рис. 5.6в), причем энергия спонтанного фотона, фаза, направление распространения случайны.

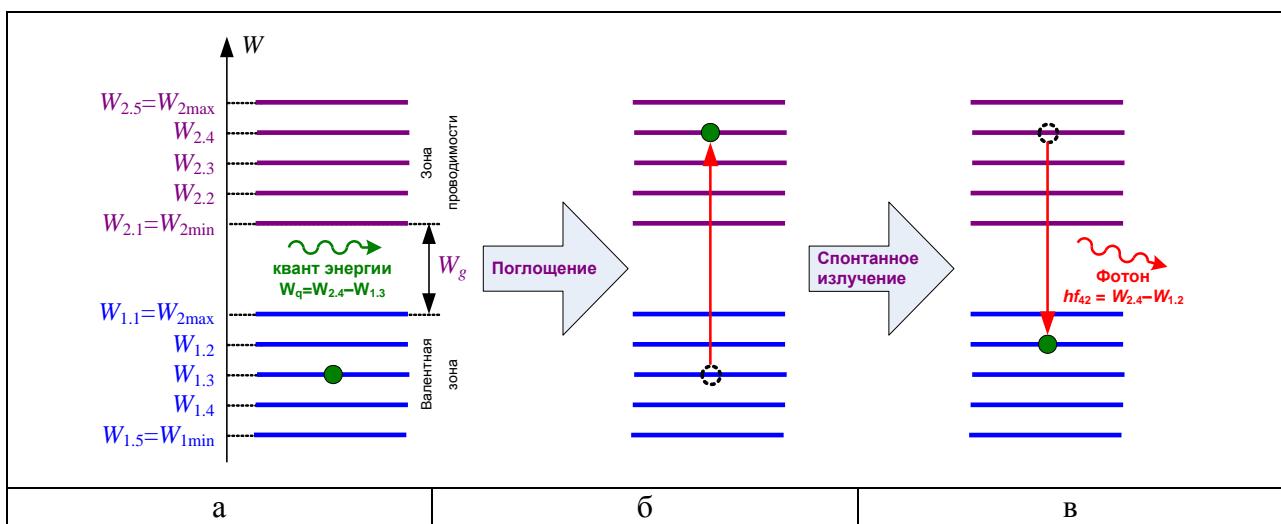


Рис. 5.6. Процессы при спонтанном излучении.

Рассмотрим вынужденное излучение фотонов в квантовой системе с инверсной населенностью, которая облучается фотонами со средней энергией W_{12} и частотой ν_{12} (рис. 5.7а). Эти фотоны можно рассматривать как оптический сигнал, который мы хотим усилить. В принципе эти кванты могут, как поглощаться (рис. 5.7б), вызывая переходы на более высокий уровень, так и вызывать вынужденное излучение на той же частоте сигнала (рис. 5.7в). Причем при инверсной населенности вероятность возникновения вынужденных фотонов значительно больше, чем вероятность поглощения. В этом случае излученные кванты когерентны, то есть имеют ту же частоту, фазу, поляризацию и направление, что и вызвавший излучение квант. Это процесс когерентного оптического усиления. Таким образом, излучение накачки отдает свою энергию сигналу. Процесс усиления в эрбьевом ОВ носит распределенный характер.

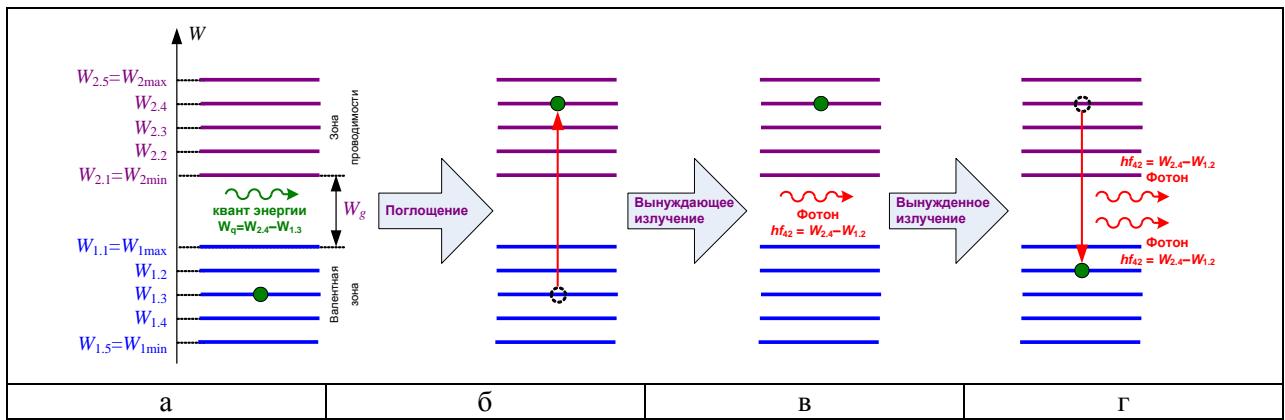


Рис. 5.7. Процессы при вынужденном (стимулированном) излучении.

К сожалению, в этой схеме когерентного усиления могут возникать в результате спонтанных переходов фотоны, имеющие частоты, совпадающие с частотами сигнала. При дальнейшем распространении по активному ОВ эти спонтанные фотонны усиливаются, образуя усиленное спонтанное излучение (УСИ), которое имеет постоянную и шумовую составляющие интенсивности (мощности) излучения. УСИ выходит из эрбьевого ОВ в обе стороны. Попадая вместе с полезным сигналом на фотоприемник, УСИ ухудшает отношение сигнала к шуму.

5.2.3. Накачка эрбьевых ОУ (EDFA)

Для практической реализации оптического эрбьевого усилителя (EDFA) излучение накачки вводится в то же ОВ, по которому распространяется сигнал с помощью ответвителя WDM. Использование для объединения излучений сигнала и накачки ответвителя WDM обусловлено тем, что такой ответвитель обеспечивает минимальные вносимые потери, как для накачки, так и для сигнала. В зависимости от направления распространения излучения сигнала и накачки различают попутную (рис. 5.8а), встречную (рис. 5.8б) и двунаправленную накачки (рис. 5.8 а и б). В результате взаимодействия излучения сигнала и накачки она отдает свою энергию сигналу.

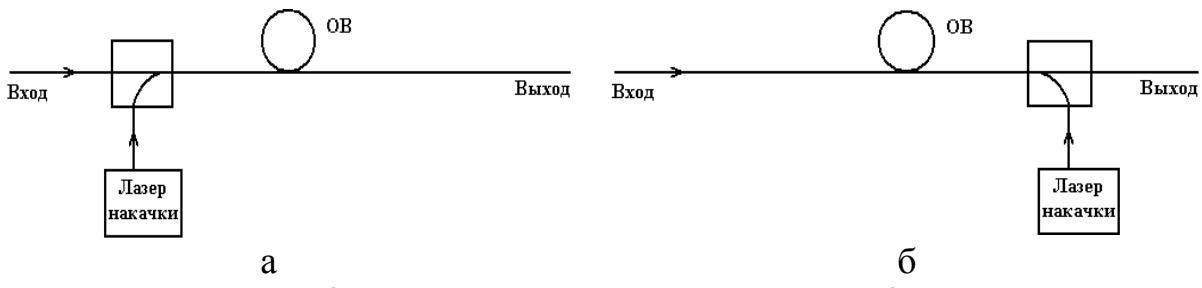


Рис. 5.8. Упрощенные схемы накачки волоконных ОУ.

Под эффективностью накачки понимают прирост коэффициента усиления G в дБ при увеличении мощности накачки P_p в мВт на наиболее крутом участке характеристики $G(P_p)$. В принципе для накачки эрбьевого ОУ могут использоваться и другие длины волн. В таблице 5.2 приведены сведения о них и эффективности накачки.

Таблица 5.2. Эффективность накачки эрбьевых ОУ

Длина волны, нм	980	1480	664	532	827
Максимальная эффективность накачки, дБ/мВт	11	6.3	3.8	2.0	1.3

Длина волны отсечки эрбьевых ОВ находится в пределах 800-950 нм, т.е. для излучения накачки с длинами волн 980 и 1480 нм они являются одномодовыми. Нелинейное взаимодействие излучений сигнала и накачки происходит в легированной эрбием центральной части сердцевины.

5.3. Коэффициент перекрытия. Сечения рассеяния.

Эрбиеов ОВ характеризуется радиусом модового поля r_{pm} , который зависит от длины волны и имеет разные значения для сигнала и накачки, а также зависимостью реальной концентрации ионов эрбия от расстояния до оси ОВ (рис. 5.9а). Там же на рисунке показана простейшая аппроксимация этой зависимости, которая характеризуется эквивалентным радиусом R легированной области и эквивалентным значением концентрации N ионов эрбия.

В первом приближении полагаем, что зависимости интенсивности излучения и накачки в поперечном сечении одномодового эрбиеевого ОВ от расстояния r от оси ОВ, являются гауссовскими (рис. 5.9б)

$$I(r) = \frac{P_0}{\pi \cdot r_{pm}^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{r_{pm}^2}\right), \quad (5.3)$$

где P_0 – мощность излучения, r_{pm} – радиус модового поля, который зависит от частоты излучения, т.е. для сигнала и накачки имеет разные значения.

Эффективность взаимодействия излучения накачки и сигнала с ионами эрбия определяется коэффициентом перекрытия, который определяется той долей излучения, которая проходит по области легированной эрбием. Для коэффициента перекрытия можно записать [2]

$$\Gamma = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{r_{pm}^2}\right). \quad (5.4)$$

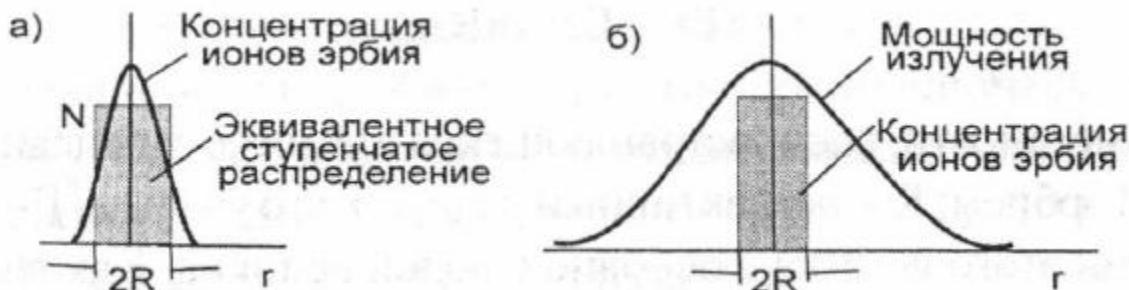


Рис. 5.9. Распределения концентрации ионов эрбия (а) и мощности излучения (б) в поперечном сечении волокна

При $R \ll r_{pm}$, как видно из (5.4), коэффициент перекрытия равен отношению площади сердцевины к площади модового пятна:

$$\Gamma = \frac{\pi \cdot R^2}{\pi \cdot r_{pm}^2}. \quad (5.4a)$$

Он получается тем больше, чем большая часть моды содержится в части сердцевины ОВ, легированной эрбием.

Зависимость коэффициента перекрытия от длины волны излучения и числовой апертуры волокна определяется зависимостью радиуса модового пятна r_{pm} от нормированной частоты ОВ

$$V = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot a \cdot NA \quad (5.5),$$

где a – радиус сердцевины ОВ.

Радиус модового поля r_{pm} может быть рассчитан с помощью формулы:

$$\frac{r_{pm}}{a} = 0.65 + 1.619 \cdot V^{-1.5} + 2.879 \cdot V^{-6} \quad (5.5a)$$

(точность формулы 1% при $1.2 < V < 2.4$) [6].

Оценим интенсивность излучения (накачки и сигнала) в области сердцевины ОВ, легированной эрбием

$$\langle I \rangle = \frac{\Gamma \cdot P}{\pi \cdot R^2} \approx \frac{P}{\pi \cdot r_{pm}^2}. \quad (5.6)$$

Она в первом приближении определяется мощностью излучения и эффективной площадью сердцевины ОВ.

Для увеличения интенсивности излучения в активной области в ОУ EDFA используют ОВ с малой площадью модового пятна и, соответственно, с большой числовой апертурой.

В эрбиевом ОВ в попутном или встречном направлении одновременно распространяются два излучения накачки и сигнала. Определим среднее количество фотонов сигнала Φ_0 со средней частотой v_0 , проходящих через сердцевину ОВ за единицу времени (одну секунду)

$$\Phi_0 = P_0 / (h \cdot v_0). \quad (1/c) \quad (5.7)$$

Усилительная способность эрбиевого ОВ для сигнала зависит от соотношения вероятностей вынужденного излучения (переход с уровня 2 на 1) и поглощения (переход с уровня 1 на 2). Эти вероятности в каждом поперечном сечении ОВ зависят от состояния ионов эрбия, т.е. населенности 1 и 2 уровня. Для расчета вероятностей индуцированных переходов вводят понятия сечений рассеяния, обозначаемых σ , которые имеют размерность площади м^2 и зависят от частоты [2]. Рассмотрим 2 крайних случая.

В первом случае накачка отсутствует, и все ионы эрбия находятся на 1 уровне. В этом случае можно говорить о сечении поглощения σ_{pg} . Вероятность поглощения фотона сигнала будет зависеть от соотношения эффективной площади сердцевины ОВ $A_{ef} = \pi (r_{pm})^2$ для сигнала и сечения поглощения σ_{pg}

$$P_{pg} = \frac{\sigma_{pg}}{\pi \cdot r_{pm}^2}. \quad (5.8a)$$

Количество фотонов со средней частотой v_0 поглощаемых на участке протяженностью Δz за единицу времени будет равно

$$\Delta m_{pg} = \Phi(z) \cdot P_{pg} \cdot \Delta z = \frac{P_0(z)}{h v_0} \cdot P_{pg} \cdot \Delta z, \text{ м/с.} \quad (5.8b)$$

Во втором случае накачка перевела все ионы эрбия на 2 уровень. В этом случае можно говорить о сечении излучения σ_{iz} . Вероятность излучения фотона по аналогии с (5.8a) будет равна

$$P_{iz} = \frac{\sigma_{iz}}{\pi \cdot r_{pm}^2}. \quad (5.8c)$$

Для количества излученных фотонов можно записать

$$\Delta m_{iz} = \Phi(z) \cdot P_{iz} \cdot \Delta z = \frac{P_0(z)}{h v_0} \cdot P_{iz} \cdot \Delta z. \quad (5.8d)$$

В геометрической интерпретации сечения поглощения σ_{pg} можно полагать, что поток фотонов в поперечном сечении ОВ с площадью $\pi (r_{pm})^2$ поглощается на мишенях с эффективной площадью σ_{pg} . Аналогично можно представить сечение излучения σ_{iz} в

виде эффективной площади, с которой происходит излучение от точечных излучателей. Спектры сечений для перехода 1-2 и 1-3 ионов эрбия в кварцевом волокне с сердцевиной, легированной германием с добавкой алюминия, приведены на рис. 5.10.

Отметим, что в поперечном направлении ОВ вероятности индуцированных переходов получаются разными, так как интенсивность основной моды в этом направлении не постоянна. Поэтому при строгих расчетах характеристик волоконного усилителя необходимо проводить интегрирование не только по продольной координате ОВ, но и по поперечным координатам.

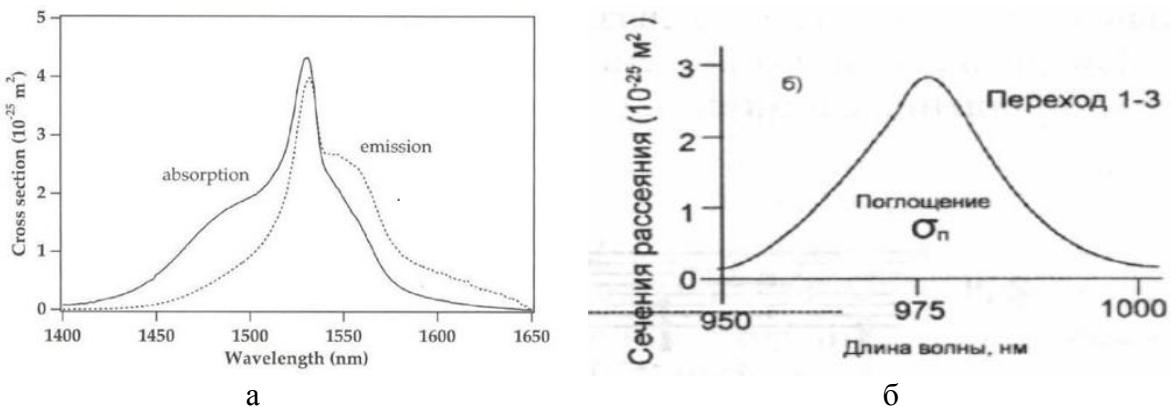


Рис. 5.10. Спектры сечений поглощения и вынужденного излучения ионов эрбия в кварцевом стекле: а) переход между основным 1 и метастабильным состоянием 2; б) переход между основным 1 и возбужденным состоянием 3 для накачки.

Эрбьевые ОУ используются в основном для усиления сигналов в верхней части *S*-диапазона (1460-1530 нм) и во всем *C* диапазоне (1530-1565 нм) длин волн. Из рис. 5.10а видно, что максимумы сечений излучения и поглощения приходятся на длину волны сигнала примерно 1530-1535 нм. Для эффективного когерентного усиления необходимо максимизировать излучательную способность и минимизировать поглощательную. Для этого надо увеличивать населенность второго и уменьшать населенность первого уровня. При использовании для накачки излучения с длиной волны $\lambda_p=0.98$ нм спектр сечения поглощения при переходе с первого уровня на третий показан на рис. 5.10б. Максимальное значение сечения поглощения в этом случае составляет $\sigma_{pg}=2.7 \cdot 10^{-25} \text{ м}^2$. Сечение излучения для третьего уровня на графике рис. 5.10б даже не приводится, т.к. атомы эрбия с третьего уровня переходят на второй без излучения. Отметим, что максимум сечения поглощения достаточно узкий, что требует высокой стабильности частоты накачки.

Как видно из рис. 5.10а для накачки можно использовать длину волны $\lambda_p=1480$ нм, на которой выполняется условие $\eta=\sigma_{iz}/\sigma_{pg} < 1$, т.е. вероятность поглощения значительно превышает вероятность излучения, что и позволяет эффективно осуществлять накачку на этой длине волны. через этот переход. Причем для перехода с первого на верхние подуровни второго уровня сечение поглощения равно примерно $\sigma_{pg}=1.5 \cdot 10^{-25} \text{ м}^2$, т.е. меньше чем для волны накачки 850 нм. Особенностью накачки на длине волны 1480 нм по сравнению с длиной волны 980 нм является то, что на этой длине волны *невозможно достичь 100% населенности 2 уровня при которой $\eta \rightarrow 0$.

Величины сечений рассеяния для излучения σ_{iz} и для поглощения σ_{pg} (рис. 5.10а) совпадают в середине диапазона на $\lambda_0=1535$ нм. В коротковолновой части диапазона $\eta=\frac{\sigma_{iz}}{\sigma_{pg}} < 1$, а в длинноволновой части $\eta=\frac{\sigma_{iz}}{\sigma_{pg}} > 1$. Соответственно вероятность поглощения коротковолнового излучения больше вероятности излучения и наоборот,

вероятность излучения длинноволнового излучения больше вероятности поглощения. Эти различия обусловлены тем, что населенность верхних энергетических уровней в силу распределения Больцмана меньше населенности нижних уровней (рис. 5.11). Вероятность перехода с уровня a на уровень b возрастает, если населенность уровня a превышает населенность уровня b , независимо от направления перехода. Полагаем, что для длины волны $\lambda_0=1535$ нм населенности уровней в зоне проводимости 2 и валентной 1 одинаковы. Тогда сечения излучения и поглощения одинаковы $\eta=1$. Для меньшей длины волны (большего расстояния между уровнями в зоне проводимости и валентной зоне) вероятность поглощения будет больше $\eta<1$. Аналогично для большей длины волны вероятность излучения будет больше $\eta>1$.

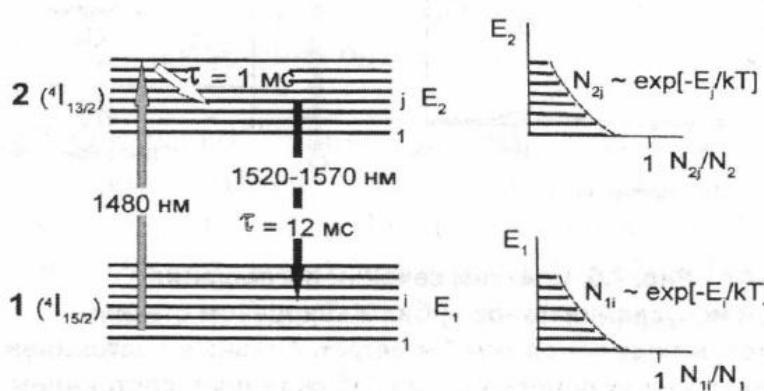


Рис. 5.11. Основное 1 и метастабильное 2 состояния иона эрбия в кварцевом стекле. Населенность их энергетических уровней описывается распределением Больцмана

Величина η , учитывая, что время установления (~ 1 мкс) теплового равновесия на уровне 2 (в мультиплете 2) заметно меньше времени перехода $\tau_{sp} \sim 10$ мс, определяется простым выражением [2]:

$$\eta = \frac{\sigma_{iz}}{\sigma_{pg}} = \exp \left[\frac{h \cdot (\nu - \nu_0)}{kT} \right], \quad (5.9)$$

где h — постоянная Планка; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура волокна; $\nu_0 = \frac{c}{\lambda_0} = 195.4$ ТГц, $\lambda_0 \approx 1535$ нм — длина волны, на которой $\eta=1$. Зависимость η от λ при комнатной температуре приведена на рис. 5.12а. Соотношение (5.9) устанавливают однозначную связь между сечениями испускания и поглощения. Измерить спектр поглощения проще, чем спектр испускания. По измеренному спектру поглощения с помощью (5.9), можно рассчитать спектр испускания.

Ширина спектра испускания ионов эрбия, внедренных в сердцевину ОВ, заметно превышает ширину спектра испускания свободного иона эрбия. Определяющее влияние материала сердцевины ОВ на спектр испускания связано с тем, что ионы эрбия окружены молекулами этого материала. Под действием молекул окружения уровни энергии ионов расщепляются на подуровни (рис. 5.11). Величина расщепления и определяет ширину полосы излучения. Наиболее широким спектром испускания обладают ионы эрбия в стекле, легированном германием с добавкой алюминия [2]. Причем в первом приближении этот спектр уширен однородно. На рис. 5.12б показаны спектры излучения эрбийевых ОВ с различными легирующими добавками. В ОВ, сердцевина которых легирована только GeO_2 , в спектре испускания наблюдаются два пика. Добавка Al_2O_3 уменьшает амплитуду длинноволнового пика так, что в спектре испускания образуется полка шириной примерно 20 нм (1535...1555 нм) (рис. 5.10а и 5.12б).

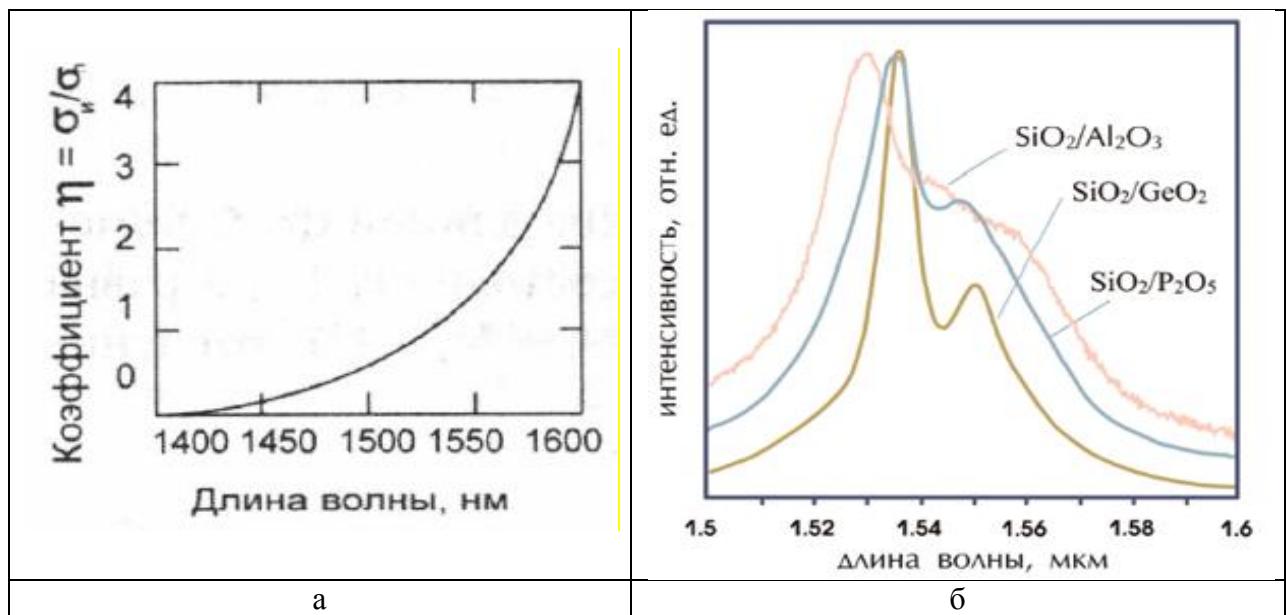


Рис. 5.12. Зависимость отношения сечения вынужденного излучения к сечению поглощения от длины волны (а). Спектры излучения ионов эрбия в кварцевом стекле с различными добавками (б)

5.4. Спектры усиления

Спектр усиления (поглощения) эрбьевого ОВ, показанный на рис. 5.13 определяется результирующим сечением рассеяния σ_y

$$\sigma_y = \frac{N_2}{N} \cdot \sigma_{iz} - \frac{N_1}{N} \cdot \sigma_{pg} = n_2 \cdot \sigma_{iz} - n_1 \cdot \sigma_{pg}, \quad (5.10)$$

где N_1 и N_2 концентрации ионов эрбия на 1 и 2 уровнях, соответственно,

$$N = N_1 + N_2 \quad (5.11)$$

- концентрация ионов эрбия в ОВ.

$$n_1 = \frac{N_1}{N} \quad n_2 = \frac{N_2}{N} \quad n_1 + n_2 = 1 \quad (5.12)$$

- относительные концентрации ионов эрбия на 1 и 2 уровнях, соответственно.

Относительная концентрация ионов эрбия на 2 уровне изменяется от $n_2=0$ (концентрация ионов эрбия на уровне 2 равна 0) до $n_2=1$ (все ионы эрбия перешли на уровень 2). При выключенной накачке населенность уровня 2 практически нулевая и эрбьевое ОВ интенсивно поглощает свет. При 50% инверсии населенности эрбьевое ОВ просветляется ($\sigma_{iz} / \sigma_{pg} = 1$) на длине волны $\lambda \sim 1535$ нм, но поглощает свет в коротковолновой части диапазона ($\sigma_{iz} / \sigma_{pg} < 1$) и усиливает свет в длинноволновой части диапазона ($\sigma_{iz} / \sigma_{pg} > 1$).

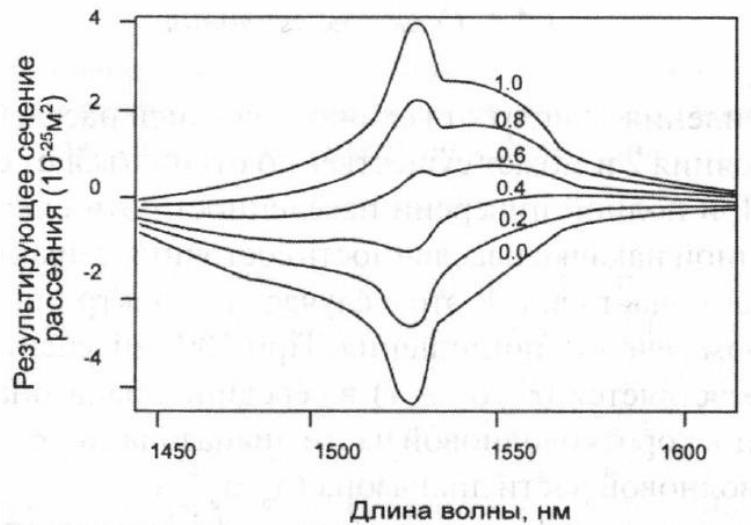


Рис. 5.13. Спектральная зависимость результирующих сечений усиления/ поглощения эрбийового ОВ при разных значениях относительной средней населенности n_2 метастабильного состояния 2. Верхняя кривая – населенность 100 % ($n_2=1$), нижняя кривая – населенность 0 % ($n_2=0$).

Полагаем, что изменения мощности излучения сигнала происходит только в области сердцевины, легированной ионами эрбия. Приращение мощности сигнала на участке сердцевины ОВ длиной dz общей площадью $\pi \cdot R^2$ равно разности между излучаемой и поглощаемой мощностями:

$$dP_c/dz = P_c(z) \cdot \Gamma(z) \cdot (n_2 \cdot \sigma_{iz} - n_1 \cdot \sigma_{pg}) = g(z) \cdot P_c, \text{ Вт/м} \quad (5.13)$$

где $n_1 = N_1/N$ и $n_2 = N_2/N$, причем $n_1 + n_2 = 1$;

$\Gamma(z)$ — коэффициент перекрытия;

$$g(z) = \Gamma_c \cdot [n_2 \cdot (\sigma_{iz} + \sigma_{pg}) - \sigma_{pg}] = \Gamma_c \cdot N \cdot \sigma_y(z) \quad (5.14)$$

усилительная способность, 1/м.

В оставшейся части сердцевины поглощением и излучением на участке dz можно пренебречь. В выражении (5.14) мы также пренебрели спонтанным излучением в области легированной ионами эрбия, так как оно не когерентно с усиливаемым сигналом, а также изменением населенности состояний 1 и 2 в поперечном направлении. В дальнейшем рассмотрении это спонтанное излучение будет учтено как усиленное спонтанное излучение (УСИ).

При $n_2=1$ результирующее сечение равно сечению испускания σ_{iz} , а при $n_2=0$ – сечению поглощения σ_{pg} . Спектры результирующего сечения (или иначе спектры усилительной способности) при разных значениях средней населенности n_2 приведены на рис. 5.13.

Большее распространение в литературе, посвященной теории эрбьевых усилителей, получила форма записи усилительной способности через максимальные показатели усиления

$$g^* = \Gamma_c \cdot N \cdot \sigma_{iz} \quad (5.15)$$

и поглощения

$$\alpha^* = \Gamma_c \cdot N \cdot \sigma_{pg}. \quad (5.16)$$

Тогда для усилительной способности можно записать:

$$g(z) = n_2(z) \cdot (g^* + \alpha^*) - \alpha^* = \Gamma_c \cdot N \cdot [n_2(z) \cdot (\sigma_{iz} + \sigma_{pg}) - \sigma_{pg}]. \quad (5.17)$$

Видно, что для определения усилительной способности на расстоянии z надо знать значение $n_2(z)$ - относительной концентрации ионов эрбия на 2 уровне.

Оценим коэффициент усиления G в эрбьевом ОВ длиной L , интегрируя (5.17)

$$G = \exp \left[\int_0^L g(z) \cdot dz \right] = \exp \left\{ \int_0^L \left[n_2 \cdot (g^* + \alpha^*) - \alpha^* \right] \cdot dz \right\} = \exp \left\{ (g^* + \alpha^*) \cdot \int_0^L n_2 \cdot dz - \alpha^* \cdot L \right\} = \exp \left\{ L \cdot [(g^* + \alpha^*) \cdot \langle n_2 \rangle - \alpha^*] \right\} \quad (5.18)$$

$$\text{где } \langle n_2 \rangle = \frac{1}{L} \cdot \left[\int_0^L n_2 \cdot dz \right] \quad (5.19)$$

- усредненная по длине L эрбьевого волокна относительная населенность состояния 2.

Для того чтобы с помощью (5.18) найти численное значение коэффициента усиления, кроме показателей g^* и α^* необходимо знать еще и величину $\langle n_2 \rangle$ (5.19), которая сложным образом зависит от мощности накачки, сигнала и усиленного спонтанного излучения, а также от длины волны накачки и сигнала, длины волокна и т.д. Учесть все эти факторы удается только путем численных методов расчета EDFA [2]. Задача усложняется при использовании многоканального сигнала и многочастотной накачки.

Отметим, что при малых сигналах величина $\langle n_2 \rangle$ зависит только от излучения накачки, и не зависит от направления распространения сигнала. ОУ с попутной и встречной накачкой будут иметь одинаковое усиление. При усилении же сильного сигнала коэффициент усиления зависит от направления сигнала, так как в этом случае величина $\langle n_2 \rangle$ зависит от мощности сигнала.

Как видно из рис. 5.13, при уменьшении $\langle n_2 \rangle$ усилительная способность уменьшается, усиление становится более однородным, а максимум усиления смещается в длинноволновую сторону. Поэтому для того чтобы получить необходимое значение коэффициента усиления в длинноволновом диапазоне (диапазоне L), приходится увеличивать длину ОВ. Спектры коэффициента усиления, рассчитанные при оптимально подобранный длине ОВ в приближении слабого сигнала [2], приведены на рис. 5.14. Из этого рисунка видно, что максимально широкая «полка» приблизительно равномерного усиления получается при $\langle n_2 \rangle = 0,4$, а при $\langle n_2 \rangle = 0,3$ спектр усиления смещается в длинноволновый диапазон L .

На практике в ВОСС с DWDM важно обеспечить равномерное усиление сигналов разных каналов. Для этого надо управлять протяженностью и наклоном «полки» равномерного усиления в спектре сигнала. Обычно линейный ОУ состоит из двух каскадов усиления, между которыми включается аттенюатор или эквалайзер [2]. Наклон полки равномерного усиления корректируется путем изменения мощности накачки в одном из усилительных каскадов, а изменение величины коэффициента усиления корректируется изменением потерь в аттенюаторе. При использовании эквалайзера весь диапазон усиливаемых частот разбивается на несколько участков (в пределе равном количеству каналов DWDM), для каждого из которых используется свой аттенюатор.

Спектр усиления ОУ удобно измерять путем сканирования длины волны монохроматического сигнала (рис. 5.14 и 5.15). При сканировании слабого (пробного) сигнала ($p_{ex} = -40$ дБм) форма спектра усиления (рис. 5.14) совпадает с одной из кривых, приведенных на рис. 5.13, для фиксированного значения средней населенности $\langle n_2 \rangle$. В этом случае эффектом насыщения сигнала можно пренебречь и величина $\langle n_2 \rangle$ не зависит от длины волны и мощности сигнала.

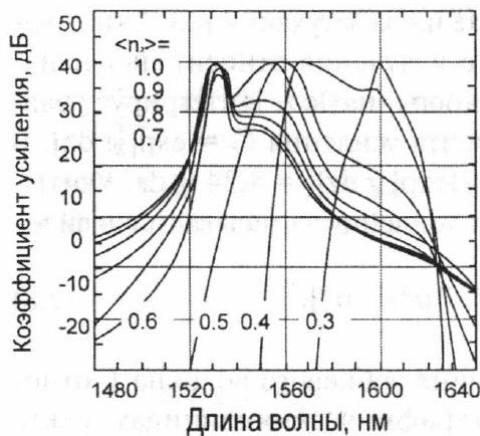


Рис. 5.14. Спектры коэффициентов усиления при разных значениях средней населенности метастабильного состояния 2 и оптимально подобранный длине эрбиевого ОВ

При сканировании сильного сигнала ($P_{ex}=0$ дБм) форма спектра усиления (рис. 5.15) получается плоской и не совпадает ни с одной из кривых, приведенных на рис. 5.13. Объясняется это тем, что при сканировании мощного источника излучения ($P_{ex} = 0$ дБм) величина $\langle n_2 \rangle$ уменьшается из-за эффекта насыщения сигнала (рис. 5.15). Сильнее всего $\langle n_2 \rangle$ уменьшается вблизи пиков усиления (например, на 1530 нм), и спектр усиления получается более плоским. Плоский спектр усиления (такой, как на рис. 5.15а, при ($P_{ex}=0$ дБм) – это то, что нужно для DWDM системы. Казалось бы, он достигается автоматически при работе в режиме сильного насыщения. Но это не так. Дело в том, что в DWDM системе длины волн передатчиков фиксированы и распределены в широком диапазоне длин волн. Поэтому при насыщении усилителя многоканальным сигналом $\langle n_2 \rangle$ примет какое-то определенное значение, не зависящее от длины волны. Форма спектра усиления будет определяться этим значением $\langle n_2 \rangle$ и совпадет с одной из кривых на рис. 5.13.

Поэтому в DWDM системе, для того чтобы сделать спектр усиления EDFA более плоским, приходится использовать оптические фильтры для выравнивания спектра (GFF).

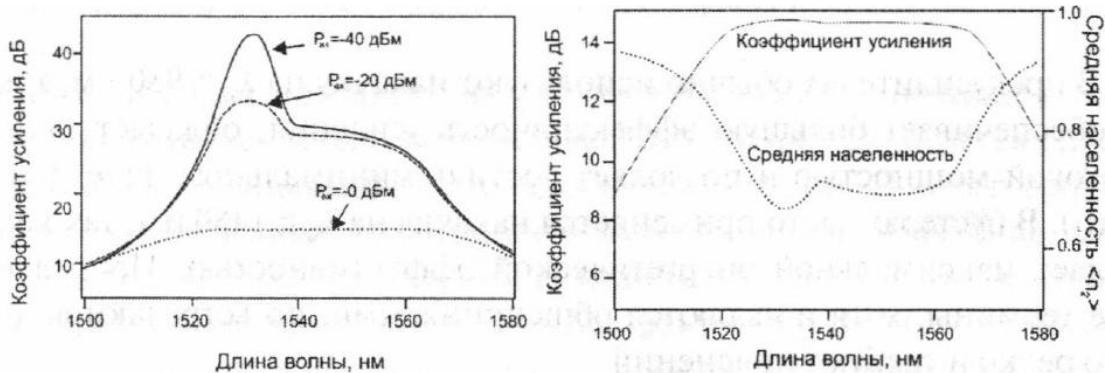


Рис. 5.15. Спектры коэффициента усиления при входной мощности -40 дБм, -20 дБм, и 0 дБм (а). Спектры коэффициента усиления и средней населенности $\langle n_2 \rangle$ при входной мощности 0 дБм (б).

Для того чтобы уменьшить величину усиленного спонтанного излучения (УСИ) усилитель делают двухкаскадным, с оптическим фильтром между каскадами, который подавляет УСИ вне спектра многоканального сигнала. Это уменьшает уровень спонтанного излучения на входе второго каскада. Таким образом, удается достичь максимального усиления 50 дБ для слабого сигнала [2].

5.5. Эффективность усиления

В предусилителях двухкаскадных ОУ обычно используют накачку на длине волны 980 нм, так как она обеспечивает большую эффективность усиления, обладает меньшей

пороговой мощностью и позволяет достичь минимального шум-фактора (~3 дБ). В бустерах часто применяется накачка на длине волны 1480 нм, так как она обладает максимальной энергетической эффективностью (КПД). Приведенные выше термины, хотя и являются общепринятыми, но встречаются достаточно редко и требуют пояснений.

Эффективность усиления (обусловленная длиной волны накачки). На рис 5.16 приведены наилучшие результаты, полученные при исследовании эффективности накачки на длинах волн накачки 532 нм, 664 нм, 820 нм, 980 нм и 1480 нм [2]. Эффективность усиления измеряется в единицах дБ/мВт и определяется, как тангенс угла касательной, проведенной из начала координат к графику зависимости коэффициента усиления от мощности накачки.

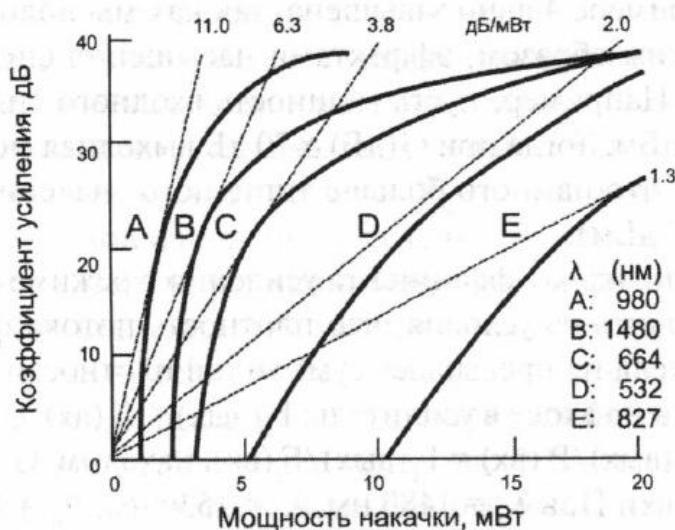


Рис. 5.16. Зависимости коэффициента усиления от входной мощности накачки (лучшие результаты на 1992 г.).

Как видно из рис. 5.16, высокое значение коэффициента усиления может быть получено при накачке EDFA практически на любой длине волны, соответствующей полосе поглощения эрбииевого волокна, если длина ОВ оптимальна для данной длины волны накачки. Но наименьшая мощность накачки требуется на длинах волн 980 нм и 1480 нм, на которых мало поглощение накачки в возбужденном состоянии ионов эрбия [2]. Максимальная эффективность усиления ~11 дБ/мВт достигается при накачке на длине волны 980 нм.

5.6. Шум фактор

Спонтанное излучение возникает во всех сечениях эрбииевого ОВ и распространяется в обе стороны (вперед и назад). Нас интересует УСИ, распространяющееся в одном направлении с сигналом. Причем спонтанное излучение, возникающее в ближней зоне ОВ (ближе ко входу усилителя), распространяясь вдоль всего активного волокна, усиливается сильнее, чем излучение, возникающее в середине и дальней зоне ОВ. Поэтому основной вклад в УСИ вносит излучение, возникающее на начальном участке ОВ длиной примерно $1/g^*$ (это эффективная длина по усилению эрбииевого ОВ).

Оценим мощность УСИ, возникающую на выходе усилителя, которая выражается через коэффициент усиления G и шум-фактор F следующим образом

$$P_{sp}(\nu) = h \cdot \nu \cdot \Delta\nu \cdot [F \cdot (G(\nu) - 1) + 1], \quad (5.20)$$

где $\Delta\nu$ - полоса оптических частот, в которой измеряется мощность УСИ.

Шум-фактор, в предположении, что инверсная населенность n_2 постоянна по длине ОВ, равен [2]:

$$F = 2 \cdot n_{sp} \cdot (G-1) / G + 1 / G, \text{ где } n_{sp} = n_2 / [n_2 - (\sigma_{pg} / \sigma_{iz}) \cdot n_1]. \quad (5.21a)$$

$$\text{При } G \gg 1 \text{ можно считать } F \approx 2 \cdot n_{sp} = 2 \cdot n_2 / [n_2 - (\sigma_{pg} / \sigma_{iz}) \cdot n_1]. \quad (5.21b)$$

Накачка на $\lambda_p=980$ нм позволяет почти полностью инвертировать состояния 1 и 2 ($n_2 \rightarrow 1$, $n_1 \rightarrow 0$). В этом случае достигается минимальное значение $F \approx 2$ (3 дБ). Поэтому накачка на $\lambda=980$ нм применяется в тех случаях, когда необходим малошумящий усилитель.

Максимальный уровень УСИ будет при отсутствии усиливаемого сигнала. Изменение УСИ с частотой или длиной волны отражает изменение усилительной способности ОУ.

На рис. 8.6 показаны амплитудно-волновые характеристики (АВХ) эрбииевого оптического усилителя с учетом усиленного спонтанного излучения. Из рис. 8.6 следует, что оптическое усиление значительно изменяется в используемом диапазоне длин волн.

Это приводит к значительным трудностям при усилении сигналов в системах спектрального уплотнения с различными несущими. При прохождении многоканального сигнала по длинной линии через ряд усилителей информация в каналах с меньшим усилением может оказаться потерянной.

Для выравнивания амплитудно-волновой характеристики могут использоваться:

- оптические фильтры со специально сформированной зависимостью поглощения от длины волны,
- разделение общей полосы пропускания оптического усилителя на диапазоны и параллельное включение сравнительно узкополосных усилителей,
- каскадное соединение ОУ на активированных ОВ и усилителей на основе эффекта Рамана.

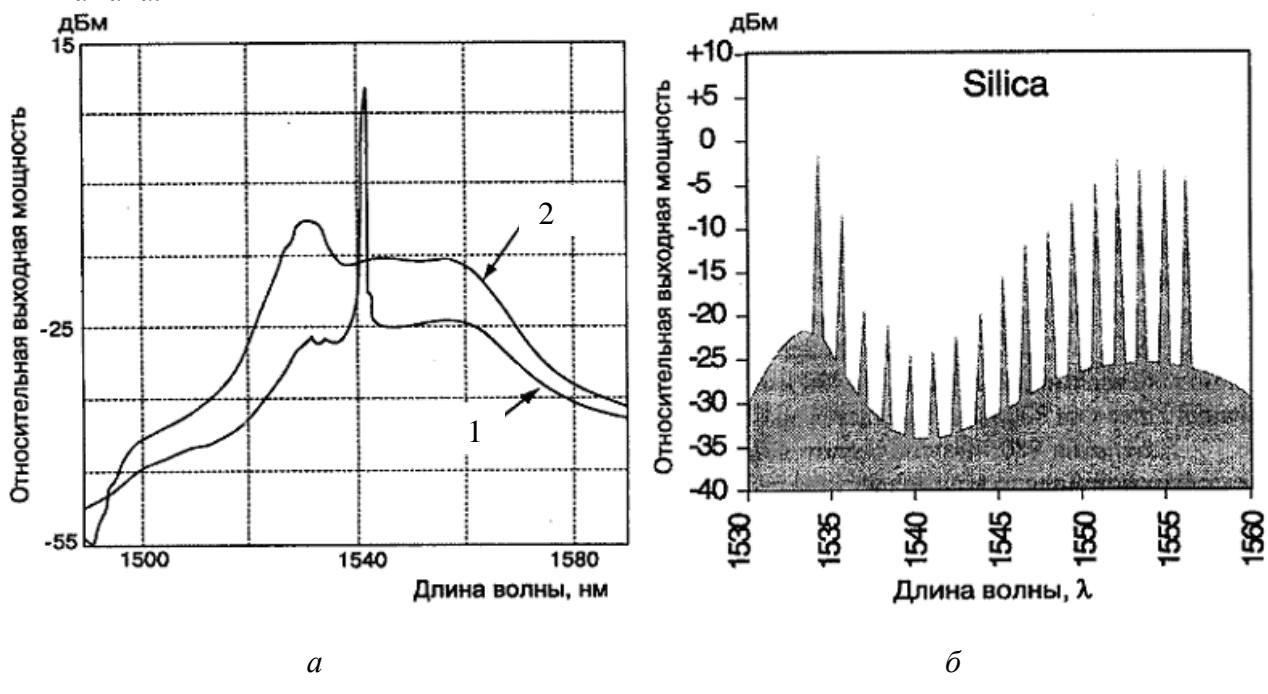


Рис. 5.17. Амплитудно-волновые характеристики эрбииевого ОУ: а – при отсутствии входного сигнала (1), при одной несущей с уровнем –6 дБм (2); б – при многоканальном входном сигнале.

5.7. Энергетическая эффективность накачки

Для усиления сигнала на входе в линию и в выходных каскадах линейных усилителей применяются оптические усилители мощности (бустеры). Их качество характеризуется **энергетической эффективностью накачки** (РСЕ - Power Conversion Efficiency) и величиной максимальной выходной мощности сигнала $P_{вых}$. Большая

энергетическая эффективность позволяет использовать для накачки менее мощные и более дешевые источники излучения. Это весьма существенно, так как заметная доля стоимости оптического усилителя приходится на источник накачки. Энергетическая эффективность накачки равна отношению приращения мощности сигнала к мощности накачки [2]:

$$PCE = (P_{\text{вых}} - P_{\text{вх}}) / P_p \cong P_{\text{вых}} / P_p \quad (5.22)$$

Для того чтобы обеспечить высокую энергетическую эффективность, необходимо, чтобы практически все фотоны накачки передали свою энергию фотонам сигнала. Отношение числа фотонов сигнала m_c , появившихся в процессе усиления сигнала, к числу m_p поглощенных фотонов накачки за определенный интервал времени ΔT называется **квантовой эффективностью накачки**:

$$QCE = m_c / m_p. \quad (5.23)$$

Подставив в (5.22)

$$P_{\text{вых}} = m_c \cdot h \cdot v_c / \Delta T = m_c \cdot h \cdot c / (\lambda_c \cdot \Delta T) \text{ и } P_p = m_p \cdot h \cdot v_p / \Delta T = m_p \cdot h \cdot c / (\lambda_p \cdot \Delta T),$$

выразим РСЕ через QCE:

$$PCE = \lambda_p / \lambda_c \cdot QCE. \quad (5.24)$$

Из (5.24) видно, что при одном и том же значении QCE величина РСЕ тем больше, чем больше длина волны накачки. Максимальная величина QCE при накачке на $\lambda_p=1480$ нм и на $\lambda_p=980$ нм примерно одинакова (~80%, табл. 5.3). Поэтому для достижения максимальной энергетической эффективности целесообразнее использовать накачку на $\lambda_p=1480$ нм, а не накачку на $\lambda_p=980$ нм, обладающую максимальной эффективностью усиления. Максимальная энергетическая эффективность, достигнутая при накачке на $\lambda_p=1480$ нм, - порядка 86%, а при накачке на $\lambda_p=980$ нм - порядка 55%. Энергетическая эффективность накачки зависит от направления накачки, и ее максимальное значение достигается при встречной накачке [2] (рис. 5.18).

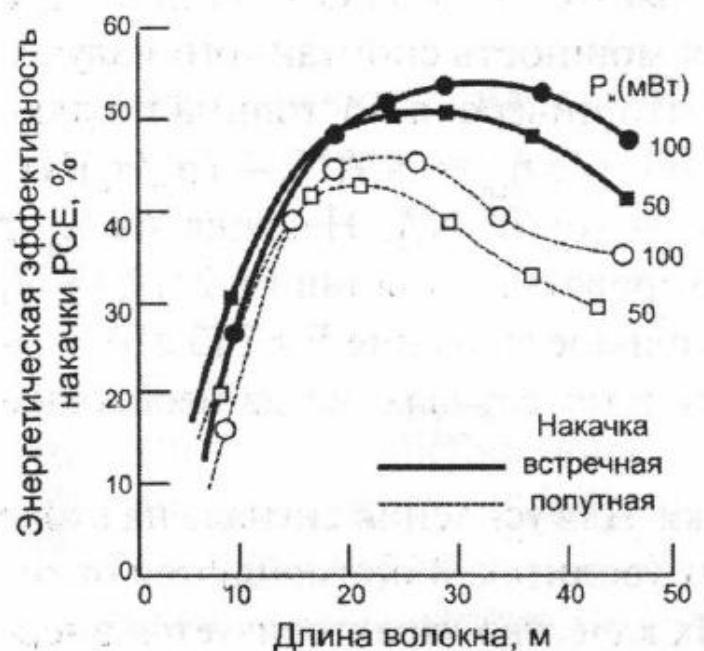


Рис. 5.18. Зависимости энергетической эффективности накачки от длины волокна для попутной и встречной накачек

Накачка эрбьевых усилителей осуществляется с помощью WDM ответвителя излучением одномодового ЛД с максимальной выходной мощностью порядка нескольких десятков-сотен мВт. Мощность ограничивается тем, что для эффективного ввода излучения в одномодовое ОВ необходимо использовать относительно маломощные одномодовые ЛД.

5.8. Пороговая мощность накачки

Под пороговой мощностью накачки понимается мощность, при которой населенность составляет 50%, т.е. эрбьевое ОВ становится прозрачным. Из рис. 5.19 видно, что для предусилителей и усилителей мощности используются эрбьевые ОВ различной конструкции.

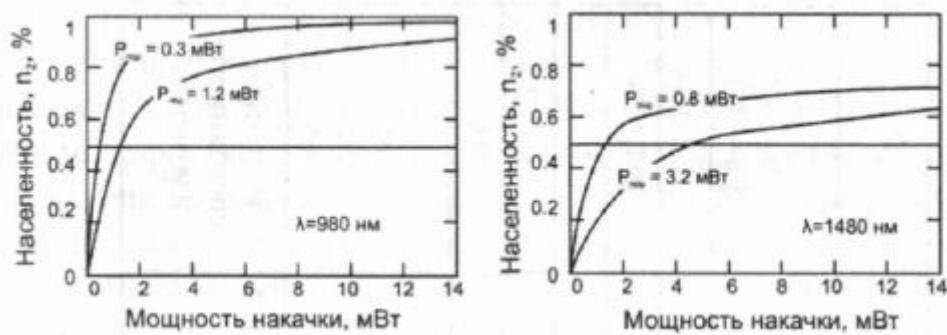


Рис. 5.19. Зависимость относительной населенности метастабильного состояния 2 от мощности накачки. Верхняя кривая для оптического предусилителя, нижняя для усилителя мощности.

5.9. Типы эрбьевых волокон

Требования, предъявляемые к параметрам эрбьевых ОВ, зависят от режима работы оптического усилителя. Предусилитель и усилитель с удаленной оптической накачкой (ROPA) работают обычно в ненасыщенном режиме. Мощность сигнала в них мала, так как они используется для усиления слабых сигналов. Мощность спонтанного излучения в них также мала, так как для получения малой величины шум-фактора необходимо, чтобы усилители не находились в режиме самонасыщения. Усилитель мощности (бустер) работает в режиме глубокого насыщения мощностью сигнала. Влияние спонтанного излучения при этом мало, так как при глубоком насыщении усилителя его коэффициент усиления сильно уменьшается. Одним из основных требований для этих усилителей является высокая энергетическая эффективность накачки (PCE). Линейный усилитель занимает промежуточное положение между двумя этими типами усилителей: в нем нельзя пренебречь мощностью сигнала и усиленного спонтанного излучения и, кроме того, необходима высокая PCE. Параметры основных типов эрбьевых ОВ, применяемых в оптических усилителях, приведены в табл. 5.3 [2].

Волокна 1-го типа используются в оптических предусилителях в составе ФПУ и усилителях с удаленной оптической накачкой (ROPA). Волокна изготавливаются с малым диаметром модового пятна (малым радиусом сердцевины и большой числовой апертурой), что приводит к увеличению интенсивности излучения и эффективности усиления. Из-за большой числовой апертуры ОВ увеличиваются потери, вызванные релеевским рассеянием, и уменьшается энергетическая эффективность накачки PCE. В данном случае это не так существенно, так как такие ОВ используются для усиления слабых сигналов. Кроме того, влияние потерь уменьшается за счет увеличения концентрации ионов эрбия, так как при этом оптимальная длина ОВ уменьшается.

Таблица 5.3

Типы промышленных эрбьевых волокон, используемых в усилителях [24]

Типы волокон	1	2	3	4	5
Пик поглощения (дБ/м)					
на $\lambda = 1530$ нм	3,0–6,0	2,0–5,0	2,0–5,0	2,0–5,0	8,0–14,0
на $\lambda = 980$ нм	2,5–6,0	1,4–4,5	1,4–4,5	1,4–4,5	5,6–14,0
Числовая апертура	$\geq 0,33$	$0,29 \pm 0,03$	$0,23 \pm 0,03$	$0,17 \pm 0,03$	$0,29 \pm 0,04$
Длина волны отсечки (мкм)	800–950	800–950	800–950	800–950	800–950
Радиус сердцевины (мкм)	$\leq 1,1$	1,0–1,4	1,3–1,8	1,6–2,6	0,9–1,5
Диаметр модового пятна (мкм)	$\leq 4,0$	3,6–5,2	4,9–6,3	6,0–9,0	3,6–5,2
Потери на $\lambda = 1550$ нм (дБ/км)	≤ 30	≤ 8	≤ 8	≤ 4	15
Квантовая эффективность					
Накачка 100 мВт на 980 нм, %	71	78	80	80	65
Накачка 500 мВт на 980 нм, %	44	56	64	74	45
Накачка 100 мВт на 1480 нм, %	79	83	82	78	65
Применения	Предусилитель с удаленной оптической накачкой	Пре-усилитель, 1-й каскад линейного усилителя	Бустер, 2-й каскад линейного усилителя	Мощный бустер	Источник спонтанного излучения

Волокна 2-го типа используются в первых каскадах линейных усилителей и в должны обладать одновременно большой эффективностью усиления и высокой энергетической эффективностью накачки. Диаметр модового пятна у них больше, а концентрация ионов эрбия меньше. Соответственно эффективность усиления у них больше, а энергетическая эффективность накачки меньше, чем у волокон 1 -го типа.

В волокнах 3-го и 4-го типа диаметр модового пятна больше, чем у волокон 2-го типа. С увеличением диаметра модового пятна уменьшаются интенсивность накачки и влияние нелинейных эффектов, ограничивающих энергетическую эффективность в мощных бустерах, например таких эффектов, как поглощение накачки возбужденными состояниями ионов эрбия (ESA - Exited State Absorption).

1. Технологии передачи и топологии волоконно-оптических сетей

1.1. Обзор оптических технологий передачи

1.1.1. Основные этапы развития

Технологии передачи, используемые в волоконно-оптических сетях, бурно развивались в течение последних четырех десятилетий, то есть в течение всего короткого периода существования волоконно-оптических кабелей и волоконно-оптической связи. Сначала развитие волоконно-оптических технологий передачи определялось традиционными системами связи, которые были главным образом телефонными. В результате перехода к цифровым системам связи возросло значение передачи данных, и возникла необходимость разработки новых технологий. На смену технологии коммутации каналов пришла технология коммутации пакетов, которая с 90-х годов XX века получила широкое распространение в оптических сетях. В этот период постоянно возрастала скорость передачи в локальных сетях (LAN) и возникла необходимость связывать между собой территориально разнесенные локальные сети, в том числе расположенные далеко друг от друга. Наилучшей технологией для передачи данных в локальных сетях оказалась технология Ethernet. Скорость передачи данных в сетях Ethernet за 28 лет (с 1983 года) возросла с 10 Мбит/с до 10 Гбит/с, то есть в тысячу раз. Технология Ethernet, изначально предназначенная для сетей, расположенных в пределах одного здания, проникла во все уровни сетей связи: глобальную сеть, городскую сеть и сеть доступа. Традиционное разделение на сети связи и сети передачи данных стало постепенно исчезать. Современная телекоммуникационная сеть является мультисервисной сетью, в которой клиентам предоставляется большое количество различных услуг, таких как Интернет (и другие услуги передачи данных), телефония (например, VoIP - Voice over IP), телевидение (IPTV) и видео по требованию (VoD - Video on Demand).

1.1.2. Сетевые уровни

Слайд 3. Международная Организация Стандартов (ISO) в 1978 году выпустила рекомендации, направленные на улучшение совместимости глобальных и локальных сетей передачи цифровой информации [3-5]. Рекомендации, которые называют сетевой моделью OSI (open systems interconnection basic reference model), а также базовой эталонной моделью взаимодействия открытых систем (ЭМВОС), используют семиуровневую архитектуру сети (таблица 1.1) и определяют общие правила взаимодействия и обмена информацией между различными частями сети. Каждый уровень соответствует своему набору услуг или функций, представляемых общей сетью. Три нижних уровня отвечают за адресацию и передачу данных; три верхних уровня - за доступ пользователей к сети. Средний транспортный уровень соединяет верхний и нижний уровни.

Таблица 1.1. Принципы взаимодействия открытых систем (OSI)_

Сетевое устройство	Тип данных	Уровни модели OSI	Функции уровня
Компьютер	Данные	7. ПРИЛОЖЕНИЕ	Доступ к сетевым службам, электронная почта
		6. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ	Преобразование протоколов, кодирование/декодирование, сжатие/распаковка, преобразование

			данных
		5. СЕАНС	Управление сеансом связи, установка и разрыв соединения с другим сетевым узлом
Шлюз	Сегменты	4. ТРАНСПОРТНЫЙ	Обеспечение надежной передачи из между узлами.
Маршрутизатор	Пакеты	3. СЕТЕВОЙ	Маршрутизация через несколько сетей независимо от протокола передачи, логическая адресация.
Концентратор, коммутатор, мост	Кадры	2. КАНАЛЬНЫЙ	Пересылка блоков информации, разделение на блоки и контроль ошибок при передаче. Физическая адресация.
Повторитель, приемопередатчик, кабель, радиоканал	Биты	1. ФИЗИЧЕСКИЙ	Передача данных в среде передачи и по направляющим системам связи

Физический уровень 1 отвечает за передачу из одной точки в другую и включает в себя тип передающей среды (электрические и оптические кабели, соединители, кроссы, радиоканалы, передающие и приемные устройства. Простейшим устройством, работающим на физическом уровне, является повторитель, который усиливает (регенерирует) входящий сигнал и передает дальше. Он может также преобразовывать электрический сигнал в оптический и обратно. Такое устройство называют также трансивером.

На физическом уровне определяются также характеристики сигналов и параметры интерфейсов: тип модуляции, уровни электрических напряжений логического нуля и единицы, входные сопротивления, оптические мощности, длины волн, типы разъемов, скорости передачи и т.п. Большая часть устройств волоконной оптики относятся именно к физическому уровню.

Протоколы физического уровня: Bluetooth, Wi-Fi, DSL, ISDN.

(IEEE 802.15 (Bluetooth), IRDA, EIA RS-232, EIA-422, EIA-423, RS-449, RS-485, DSL, ISDN, SONET/SDH, 802.11 Wi-Fi, Etherloop, GSM Um radio interface, ITU и ITU-T, TransferJet, ARINC 818, G.hn/G.9960)

Bluetooth или **блютус** (/blu:t[u]:θ/, переводится как *синий зуб*, назван в честь Харальда И Синезубого — производственная спецификация беспроводных персональных сетей (англ. *Wireless personal area network, WPAN*). Bluetooth обеспечивает обмен информацией между такими устройствами как персональные компьютеры (настольные, карманные, ноутбуки), мобильные телефоны, принтеры, цифровые фотоаппараты, мышки, клавиатуры, джойстики, наушники, гарнитуры на надёжной, недорогой, повсеместно доступной радиочастоте для ближней связи обычно до 200 м.

Wi-Fi — торговая марка Wi-Fi Alliance для беспроводных сетей на базе стандарта IEEE 802.11. Термин возник как игра слов с Hi-Fi и никак не расшифровывается.

DSL -*digital subscriber line* цифровая абонентская линия.

ISDN (англ. *Integrated Services Digital Network*) — цифровая сеть с интеграцией обслуживания. Позволяет совместить услуги телефонной связи и обмена данными.

Канальный уровень 2 отвечает за правильную передачу данных по физической цепи между двумя узлами. Он включает в себя протоколы или правила, по которым осуществляется передача, в том числе правила проверки доступности среды, группирования битов в кадры, добавления в кадры заголовков и адресов получателей и отправителей, вычисления контрольных сумм и добавления их в кадр, обнаружения и коррекции ошибок, определения очередности передачи кадров и т.п. Некоторые функции могут отсутствовать, например обнаружение и коррекция ошибок в протоколах Ethernet, Frame Relay. Протоколы канального уровня обеспечивают доставку данных между любыми узлами только в сети с соответствующей топологией. Это жесткое ограничение, которое не позволяет строить сети с развитой структурой.

Спецификация [IEEE 802](#) разделяет этот уровень на два подуровня: [MAC](#) (англ. *media access control* – подуровень управления доступом к среде) регулирует доступ к разделяемой физической среде, [LLC](#) (англ. *logical link control* – подуровень управления логической связью) обеспечивает обслуживание сетевого уровня.

На этом уровне работают концентраторы, коммутаторы, мосты и другие устройства. Они позволяют соединять узлы сети, использующие один и тот же протокол. Говорят, что эти устройства используют адресацию второго уровня (по номеру уровня в модели OSI).

В общем случае коммутатор (свитч) и мост аналогичны по функциональности; разница заключается во внутреннем устройстве: мосты обрабатывают трафик, используя центральный процессор, коммутатор же использует коммутационную матрицу (аппаратную схему для коммутации пакетов). В настоящее время мосты практически не используются (так как для работы требуют производительный процессор), за исключением ситуаций, когда связываются сегменты сети с разной организацией первого уровня, например, между xDSL соединениями, оптикой, Ethernet'ом.

Протоколы канального уровня: Ethernet, ATM, FDDI, Frame Relay, Token ring.

([ARCnet](#), [ATM](#), [Cisco Discovery Protocol](#) (CDP), [Controller Area Network](#) (CAN), [Econet](#), [Ethernet](#), [Ethernet Automatic Protection Switching](#) (EAPS), [Fiber Distributed Data Interface](#) (FDDI), [Frame Relay](#), [High-Level Data Link Control](#) (HDLC), [IEEE 802.2](#) (provides LLC functions to IEEE 802 MAC layers), [Link Access Procedures, D channel](#) (LAPD), [IEEE 802.11 wireless LAN](#), [LocalTalk](#), [Multiprotocol Label Switching](#) (MPLS), [Point-to-Point Protocol](#) (PPP), [Point-to-Point Protocol over Ethernet](#) (PPPoE), [Serial Line Internet Protocol](#) (SLIP, obsolete), [StarLAN](#), [Spanning tree protocol](#), [Token ring](#), [Unidirectional Link Detection](#) (UDLD), x.25)

FDDI (англ. *Fiber Distributed Data Interface* — Волоконно-оптический интерфейс передачи данных) — стандарт передачи данных в локальной сети, протянутой на расстоянии до 200 километров. Стандарт основан на протоколе Token Ring. Кроме большой территории, сеть FDDI способна поддерживать несколько тысяч пользователей.

ATM (англ. *Asynchronous Transfer Mode* — асинхронный способ передачи данных) — сетевая высокопроизводительная технология коммутации и мультиплексирования, основанная на передаче данных в виде ячеек (cell) фиксированного размера (53 байта), из которых 5 байтов используется под заголовок. В отличие от синхронного способа передачи данных (STM — англ. *Synchronous Transfer Mode*), ATM лучше приспособлен для предоставления услуг передачи данных с сильно различающимися или изменяющимися битрейтом.

Frame relay (англ. «ретрансляция кадров», FR) — протокол канального уровня сетевой модели OSI. Служба коммутации пакетов Frame Relay в настоящее время широко распространена во всём мире. Максимальная скорость, допускаемая протоколом FR — 34,368 мегабит/сек (каналы E3). Коммутация: точка-точка.

Token ring — Технология [локальной вычислительной сети](#) (LAN) кольца с «маркерным доступом» — протокол локальной сети, который находится на [канальном уровне](#) (DLL) [модели OSI](#). Он использует специальный трехбайтовый фрейм, названный маркером, который перемещается вокруг кольца. Владение маркером предоставляет право обладателю передавать информацию на носителе. Кадры кольцевой сети с маркерным доступом перемещаются в цикле.

Битрейт (англ. *bit rate*) — буквально, скорость прохождения битов информации. Битрейт принято использовать при измерении эффективной скорости передачи информации по каналу, то есть скорости передачи «полезной информации» (помимо таковой, по каналу может передаваться служебная информация — например, стартовые и стоповые биты при асинхронной передаче по RS-232 или контрольные символы при избыточном кодировании). Скорость передачи информации, учитывающую полную пропускную способность канала, измеряют в бодах.

На **сетевом уровне** 3 происходит адресация сообщений между различными сетями, направление их по определенному кратчайшему маршруту и управление обменом сообщениями между узлами. Обеспечивается коммутация и маршрутизация, отслеживаются неполадки и «заторы» в сети. Сети соединяются маршрутизаторами, которые собирают информацию о топологии межсетевых соединений и на ее основе пересылают пакеты сетевого уровня в сеть назначения. Маршрутизаторы могут передавать данные между сетями с различными протоколами.

На сетевом уровне действуют два вида протоколов: сетевые протоколы, которые реализуют продвижение пакетов через сеть и протоколы обмена маршрутной информацией (протоколы маршрутизации).

Основной протокол сетевого уровня: IP (интернет протокол).

(*IP/IPv4/IPv6 (Internet Protocol)*, *IPX (Internetwork Packet Exchange*, протокол межсетевого обмена), *X.25* (частично этот протокол реализован на уровне 2), *CLNP* (сетевой протокол без организации соединений), *IPsec (Internet Protocol Security)*, *ICMP (Internet Control Message Protocol)*, *IGMP (Internet Group Management Protocol)*, *RIP (Routing Information Protocol)*, *OSPF (Open Shortest Path First)*, *ARP (Address Resolution Protocol)*.

Internet Protocol (IP) — межсетевой протокол. Относится к маршрутизируемым протоколам сетевого уровня семейства TCP/IP. Именно IP стал тем протоколом, который объединил отдельные подсети во всемирную сеть Интернет. Неотъемлемой частью протокола является *адресация сети*.

Транспортный уровень 4 обеспечивает приложениям передачу данных с определенной степенью надежности. Шлюз работает на транспортном уровне и позволяет соединять локальную сеть с более мощной информационной системой через сети общего пользования (например, через телефонную сеть общего пользования).

Модель OSI определяет 5 классов сервиса, отличающихся качеством предоставляемых услуг, т.е. срочностью, возможностью восстановления прерванной связи, способностью к обнаружению и исправлению ошибок передачи. Выбор класса сервиса определяется с одной стороны тем, как обеспечивается надежность передачи самими приложениями и протоколами более высоких, чем транспортный уровень, а с другой стороны надежностью транспортировки данных, обеспечиваемых более низкими уровнями (физическими, канальным и сетевым). Как правило, все протоколы, начиная с транспортного и выше, реализуются программными средствами конечных узлов сети. Примеры протоколов транспортного уровня TCP (Transmission Control Protocol –протокол управления передачей) и UDP (User Datagram Protocol протокол пользовательских дейтаграмм). Протокол UDP ограничивается контролем целостности данных в рамках одной дейтаграммы и не исключает возможности потери пакета целиком, или дублирования пакетов, нарушение порядка получения пакетов данных. Протокол TCP обеспечивает надежную непрерывную передачу данных, исключает потерю данных, нарушение порядка следования и дублирования, может перераспределять данные, разбивая большие порции данных на фрагменты и наоборот склеивая фрагменты в один пакет.

Протоколы транспортного уровня: *ATP (AppleTalk Transaction Protocol)*, *CUDP (Cyclic UDP)*, *DCCP (Datagram Congestion Control Protocol)*, *FCP (Fiber Channel Protocol)*, *IL (IL Protocol)*, *NBF (NetBIOS Frames protocol)*, *NCP (NetWare Core Protocol)*, *SCTP (Stream Control Transmission Protocol)*, *SPX (Sequenced Packet Exchange)*, *SST (Structured Stream Transport)*, *TCP (Transmission Control Protocol)*, *UDP (User Datagram Protocol)*.

Уровень сеанса 5 управляет диалогом, обеспечивает поддержание сеанса связи, позволяя приложениям взаимодействовать между собой длительное время. Управляет созданием/завершением сеанса, синхронизацией задач, определением права на передачу данных и поддержанием сеанса в период неактивности приложений.

Пример протоколов сеансового уровня AppleTalk. Он состоит из пяти протоколов, поддерживающих полностью дуплексную передачу данных, преобразование логических названий в адреса, доступ к принтеру, переупорядочение пакетов и т. д.

Первый протокол сеансового уровня называется протоколом потоков данных (AppleTalk Data Stream Protocol — ADSP). Протокол ADSP предоставляет полностью дуплексные услуги, ориентированные на установление соединения и характеризующиеся высокой степенью надёжности. Такая надёжность достигается путём установления логического соединения (сеанса) между двумя взаимодействующими процессами на клиентских машинах. Протокол ADSP позволяет управлять этим соединением, обеспечивая контроль потока данных, переупорядочение пакетов и рассылку подтверждений о приёме пакетов. После установления соединения две системы могут начать обмен данными.

Следующим протоколом сеансового уровня AppleTalk является собственно сеансовый протокол (AppleTalk Session Protocol — ASP). Протокол ASP обеспечивает надёжную доставку данных, используя для этого ориентированное на корректность принятых последовательностей управление сеансом (sequence-oriented session management), и предоставляет доступ к транспортным услугам протокола транспортного уровня AppleTalk Transport Protocol (ATP).

Протокол маршрутизации с обновлением среды AppleTalk (AppleTalk Update-Based Routing Protocol — AURP) используется в больших сетях AppleTalk и применяется в основном для маршрутизации и поддержки обмена информацией между маршрутизирующими устройствами, в частности, между маршрутизаторами Exterior Gateway.

Кроме того, в состав сеансового уровня AppleTalk входит протокол доступа к принтеру (Printer Access Protocol — PAP). Несмотря на то что первоначально протокол PAP был разработан для управления доступом к сетевым принтерам, он может использоваться для обеспечения обмена данными между разнообразными устройствами. Между устройствами устанавливается двунаправленное соединение и одновременно осуществляется управление потоком данных и контроль последовательности пакетов.

И, наконец, последний протокол сеансового уровня AppleTalk, — протокол зонной информации (Zone Information Protocol — ZIP). Протокол ZIP предоставляет механизм логического группирования отдельных сетевых устройств с помощью «дружественных» имён. Такие логические группы называются зонами (zones). В расширенной сети компьютеры могут охватывать несколько сетей, но оставаться при этом логически сгруппированными в одну зону. Однако в небольших, нерасширенных сетях может быть определена единственная зона.

Пять протоколов сеансового уровня AppleTalk предоставляют клиентам возможность устанавливать логическое соединение и обмениваться данными между компьютерами вне зависимости от расстояния между ними.

Протоколы сеансового уровня: ADSP (AppleTalk Data Stream Protocol), ASP (AppleTalk Session Protocol), H.245 (Call Control Protocol for Multimedia Communication), ISO-SP (OSI Session Layer Protocol (X.225, ISO 8327)), iSNS (Internet Storage Name Service), L2F (Layer 2 Forwarding Protocol), L2TP (Layer 2 Tunneling Protocol), NetBIOS (Network Basic Input Output System), PAP (Password Authentication Protocol), PPTP (Point-to-Point Tunneling Protocol), RPC (Remote Procedure Call Protocol), RTCP (Real-time Transport Control Protocol), SMPP (Short Message Peer-to-Peer), SCP (Secure Copy Protocol), ZIP (Zone Information Protocol), SDP (Sockets Direct Protocol).

На уровне представления 6 обеспечивается преобразование протоколов и кодирование/декодирование данных. Запросы приложений, полученных с прикладного уровня, на уровне представления преобразуются в формат для передачи по сети, а полученные из сети данные преобразуются в формат приложений. На этом уровне может осуществляться сжатие/распаковка или кодирование/декодирование данных, а также перенаправление запросов другому сетевому ресурсу, если они не могут быть обработаны локально.

Таким образом, уровень 6 обеспечивает организацию данных при их пересылке.

Чтобы понять, как это работает, представим, что имеются две системы. Одна использует для представления данных расширенный двоичный код обмена информацией EBCDIC, например, это может быть мейнфрейм компании IBM, а другая — американский стандартный код обмена информацией ASCII (его используют большинство других производителей компьютеров). Если этим двум системам необходимо обмениваться информацией, то нужен уровень представлений, который выполнит преобразование и осуществит перевод между двумя различными форматами.

Мейнфрейм (также **майнфрейм**, от англ. *mainframe*) — данный термин имеет три основных значения.

1. Большая универсальная ЭВМ — высокопроизводительный компьютер со значительным объёмом оперативной и внешней памяти, предназначенный для организации централизованных хранилищ данных большой ёмкости и выполнения интенсивных вычислительных работ.
2. Компьютер с архитектурой IBM System/360, 370, 390, zSeries.
3. Наиболее мощный компьютер (например удовлетворяющий признакам значения (1)), используемый в качестве главного или центрального компьютера (например, в качестве главного сервера).

EBCDIC (англ. *Extended Binary Coded Decimal Interchange Code* — расширенный двоично-десятичный код обмена информацией; произносится «эб-си-дик») — стандартный восьмибитный код, разработанный корпорацией IBM для использования на мейнфреймах собственного производства и совместимых с ними.

ASCII (англ. *American Standard Code for Information Interchange*) — американская стандартная кодировочная таблица для печатных символов и некоторых специальных кодов. В американском варианте английского языка произносится [ˈæski], тогда как в Великобритании чаще произносится [áski]; по-русски произносится также [áski] или [aski].

Другой функцией, выполняемой на уровне представлений, является шифрование данных, которое применяется в тех случаях, когда необходимо защитить передаваемую информацию от приема несанкционированными получателями. Чтобы решить эту задачу, процессы и коды, находящиеся на уровне представлений, должны выполнить преобразование данных. На этом уровне существуют и другие подпрограммы, которые сжимают тексты и преобразовывают графические изображения в битовые потоки, так что они могут передаваться по сети.

Стандарты уровня представлений также определяют способы представления графических изображений. Для этих целей может использоваться формат [PICT](#) — формат изображений, применяемый для передачи графики между программами.

Другим форматом представлений является растровый формат файлов изображений [TIFF](#), который обычно используется для растровых изображений с высоким разрешением. Следующим стандартом уровня представлений, который может использоваться для графических изображений, является стандарт, разработанный Объединенной экспертной группой по фотографии (Joint Photographic Expert Group); в повседневном пользовании этот стандарт называют просто [JPEG](#).

PICT (Macintosh QuickDraw Picture Format)

PICT - собственный формат Макинтош. Стандарт для буфера обмена, использует графический язык Mac OS. PICT способен нести растровую, векторную информацию, текст и звук, использует RLE-компрессию. Поддерживается на Mac'е всеми программами.

Растровый формат TIFF (Tagged Image File Format) был создан для преодоления трудностей, которые возникают при переносе графических файлов с IBM-совместимых ПЭВМ на ПЭВМ Macintosh и обратно

[JPEG](#) (произносится «джеипег», англ. *Joint Photographic Experts Group*, по названию организации-разработчика) — один из популярных графических форматов, применяемый для хранения фотоизображений и подобных им изображений.

Существует другая группа стандартов уровня представлений, которая определяет представление звука и кинофрагментов. Сюда входят интерфейс электронных музыкальных инструментов (англ. *Musical Instrument Digital Interface*, MIDI) для цифрового представления музыки, разработанный Экспертной группой по кинематографии стандарт MPEG, используемый для сжатия и кодирования видеороликов на компакт-дисках, хранения в оцифрованном виде и передачи со скоростями до 1,5 Мбит/с, и QuickTime — стандарт, описывающий звуковые и видео элементы для программ, выполняемых на компьютерах Macintosh и PowerPC.

[MPEG-2](#) — название группы стандартов цифрового кодирования [видео](#) и [аудио](#) сигналов, организации транспортных потоков видео и аудио информации, передачи сопутствующей информации. Стандарты MPEG одобрены ISO — Международной Организацией по стандартизации/IEC Motion Picture Experts Group (MPEG).

Протоколы уровня представления: AFP — [Apple Filing Protocol](#), ICA — [Independent Computing Architecture](#), LPP — Lightweight Presentation Protocol, NCP — [NetWare Core Protocol](#), NDR — [Network Data Representation](#), XDR — [eXternal Data Representation](#), X.25 PAD — [Packet Assembler/Disassembler Protocol](#).

[AFP](#) (англ. *Apple Filing Protocol*, «AppleShare») — сетевой протокол представительского и прикладного уровней сетевой модели OSI, предоставляющий доступ к файлам в Mac OS X.

Уровень приложений (прикладной уровень) 7 непосредственно предоставляет услуги пользователю такие, как совместное использование сетевых служб, электронной почты, ресурсов принтера и баз данных, управление сетью и передачу файлов.

Протоколы прикладного уровня: [RDP](#), [HTTP](#), [SMTP](#), [SNMP](#), [POP3](#), [FTP](#), [XMPP](#), [OSCAR](#), [Modbus](#), [SIP](#), [TELNET](#).

[RDP](#) (англ. *Remote Desktop Protocol* — протокол удалённого рабочего стола) — протокол прикладного уровня, использующийся для обеспечения удалённой работы пользователя с сервером, на котором запущен сервис терминальных подключений.

HTTP (сокр. от англ. *HyperText Transfer Protocol* — «протокол передачи гипертекста») — протокол прикладного уровня передачи данных (изначально — в виде гипертекстовых документов). Основой HTTP является технология «клиент-сервер», то есть предполагается существование потребителей (клиентов), которые инициируют соединение и посылают запрос, и поставщиков (серверов), которые ожидают соединения для получения запроса, производят необходимые действия и возвращают обратно сообщение с результатом. HTTP в настоящее время повсеместно используется во Всемирной паутине для получения информации с веб-сайтов.

SMTP (англ. *Simple Mail Transfer Protocol* — простой протокол передачи почты) — это сетевой протокол, предназначенный для передачи электронной почты в сетях TCP/IP.

ESMTP (англ. *Extended SMTP*) — масштабируемое расширение протокола SMTP. В настоящее время под «протоколом SMTP», как правило, подразумевают ESMTP и его расширения.

На практике сеть работает от верхнего уровня одной станции (передающей) до верхнего уровня другой станции (принимающей). Сообщение, например электронное письмо, создается на верхнем уровне представления данных одной станции. Затем оно проходит путь вниз от уровня к уровню, пока не оказывается на физическом уровне и не передается по каналу связи. На другом конце линии сообщение принимается на физическом уровне и переправляется вверх до уровня представления данных, где электронное письмо можно прочитать.

Многоуровневое устройство сетей позволяет использовать оборудование различных производителей и упрощает проблемы расширения или модификации сети. Например, большинство локальных сетей работает на металлическом кабеле. Добавление соединения узлов сети на основе оптического волокна затрагивает только физический уровень. Для более высоких уровней OSI модели не имеет значения, как на самом деле устроен физический уровень, для них важно только взаимодействие физического уровня с более высокими уровнями, регламентируемое определенными правилами.

Сеть может быть подключена к сети такого же или другого типа. Иногда сеть разбивается на ряд сегментов с тем, чтобы повысить эффективность ее работы.

1.1.3. Технологии PDH и SDH

Слайд 4. Первой цифровой технологией передачи была технология плезиохронной цифровой иерархии (PDH - Plesiochronous Digital Hierarchy). В технологии PDH используется импульсно-кодовая модуляция ИКМ (PCM - Pulse Code Modulation) и временное разделение каналов (TDM - Time Domain Multiplexing). Европейские уровни иерархии PDH приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2. Европейские уровни иерархии PDH.

Уровень	Скорость передачи, Мбит/с	Примечание
E1	2,048	Состоит из 30 каналов (64 кбит/с на канал)
E2	8,448	Получен мультиплексированием во временной области 4-х потоков E1 (всего 120 каналов)
E3	34,368	Получен мультиплексированием во временной области 4-х потоков E2 (всего 480 каналов)
E4	139,264	Получен мультиплексированием во временной области 4-х потоков E3 (всего 1920 каналов)
E5	564,992	Получен мультиплексированием во временной области 4-х потоков E4 (всего 7680 каналов)

Системы PDH были первоначально разработаны для медных кабелей (витая пара и коаксиальные кабели). Однако для оборудования PDH были разработаны и волоконно-оптические интерфейсы.

Недостатком сетей PDH является невозможность непосредственного выделения данных низкоскоростного канала из данных высокоскоростного сигнала, если каналы работают на несмежных уровнях иерархии скоростей. Например, нельзя выделить данные канала E1 из данных канала E3 – необходимо последовательно демультиплексировать канал E3 на каналы E2, канал E2 на каналы E1, а затем на отдельные телефонные каналы.

Слайд 5. В 90-е годы XX века широкое распространение получило новое поколение цифровой иерархии – синхронная цифровая иерархия (SDH - Synchronous Digital Hierarchy). Технология SDH является более гибкой по сравнению с PDH. Она изначально разрабатывалась для волоконно-оптической связи. Уровни иерархии SDH приведены в табл. 1.3.

Технология SDH позволяет вводить и выводить сигналы на любом уровне иерархии. Можно даже ввести и вывести сигнал со скоростью 2 Мбит/с. В технологии PDH это невозможно, так как там иерархия выстраивается уровень за уровнем.

Слайд 6. Наиболее важными компонентами сети SDH являются:

- Оконечные мультиплексоры (TM - Terminal Multiplexer), которые используются для объединения более низкоскоростных сигналов в высокоскоростные сигналы уровня STM-N (N = 1, 4, 16 или 64) или для выделения низкочастотных сигналов.
- Мультиплексоры ввода-вывода (ADM - Add-Drop Multiplexer), которые используются для добавления низкоскоростного сигнала к сигналу уровня STM-N или выделения низкоскоростного сигнала из сигнала уровня STM-N.
- Регенераторы (R - Repeater), которые используются для усиления и восстановления цифрового сигнала с целью увеличения дальности передачи.
- Цифровые кросс-коммутаторы (DXC - Digital Cross Connects), которые используются для создания на цифровом уровне соединений между сигналами STM-N.

Таблица 1.3. Уровни иерархии SDH.

Уровень	Скорость передачи, Мбит/с	Примечание
STM-1	155,520	STM = Синхронный транспортный модуль (Synchronous Transport Module)
STM-4	622,080	
STM-16	2488,320	
STM-64	9953,280	

Слайд 7. Наиболее важные особенности технологии SDH:

- повышение гибкости механизма мультиплексирования, возможность непосредственной вставки низкоскоростных потоков в высокоскоростной поток и выделения низкоскоростных потоков из высокоскоростного потока,
- обеспечение асинхронности низкоскоростного потока относительно высокоскоростного,
- совместимость со всеми уровнями технологии PDH и с технологией ATM,
- высокие скорости передачи до 10 Гбит/с с перспективой увеличения скорости передачи до 40 Гбит/с,
- волоконно-оптические интерфейсы,
- надежное резервирование и эффективное управление сетью.

Технология SDH широко используется в магистральных и зоновых сетях. В США технология, основанная на синхронной цифровой иерархии, называется SONET.

1.1.4. Технология ATM

Слайд 8. Технология ATM (Asynchronous Transfer Mode – асинхронный режим передачи) основана на коммутации пакетов и может использоваться для цифровой передачи со скоростью от нескольких кбит/с до 2,5 Гбит/с. Однако на практике данная технология используется со скоростями не выше 622 Мбит/с. В цифровом сигнале ATM может содержаться любая информация – данные, речь, видео и т.п. Технология ATM позволяет реализовать стандартные скорости передачи данных технологий PDH (2, 8, 34, 140 или 565 Мбит/с) или SDH (155,5 или 622 Мбит/с). ATM может использоваться для передачи IP-пакетов. Изначально предполагалось, что технология ATM станет базовой технологией сетей B-ISDN (Broadband Integrated Services Digital Network – широкополосная цифровая сеть интегрального обслуживания). B-ISDN должна была стать новым поколением сети ISDN и универсальной широкополосной технологией для всех видов цифровых услуг. В настоящее время понятие B-ISDN практически полностью забыто, и концепция ISDN начинает становиться историей.

В модели OSI технология ATM представляет собой протокол второго (канального) уровня. В ATM поток данных передается пакетами, имеющими фиксированную длину 53 байта. Каждый пакет ATM содержит 48 байт информации и заголовок длиной 5 байт. Достоинствами технологии ATM являются гибкость, а также простота и эффективность коммутации пакетов. Пакеты формируются по мере необходимости, когда у источника есть потребность в передаче информации. Небольшие объемы информации, появляющиеся через большие интервалы времени, могут передаваться как отдельными пакетами (при этом в полупустые пакеты добавляется «наполнитель»), так и накапливаться для наполнения пакетов. Технология ATM поддерживает:

- как постоянные, так и переменные скорости передачи,
- передачу не только данных, но и другой информации, например, речи, видео и мультимедиа,
- естественные скорости передачи для услуг,
- несколько физических интерфейсов (волоконно-оптический и медный).

Канальный уровень (уровень 2 в модели OSI) разделяется в технологии ATM на 2 подуровня – подуровень ATM (ATM Layer) и подуровень адаптации ATM (ATM Adaptation Layer - AAL). На подуровне адаптации ATM (верхнем) передаваемые данные разделяются на блоки по 48 байт и направляются на нижний подуровень ATM. На нижнем подуровне ATM к блокам добавляются заголовки длиной 5 байт, и полученные пакеты передаются на физический уровень. Рис. 1.1 поясняет принцип формирования пакетов из потока передаваемых данных и функции подуровней ATM и адаптации ATM. Для различных видов услуг были определены 4 класса ATM. Каждый класс услуг имеет собственные протоколы на подуровне адаптации ATM. Например, класс AAL1 разработан для потока данных в реальном масштабе времени, таких как речь или видео, а класс AAL5 разработан для передачи пакетов данных, порядок приема которых не так важен.

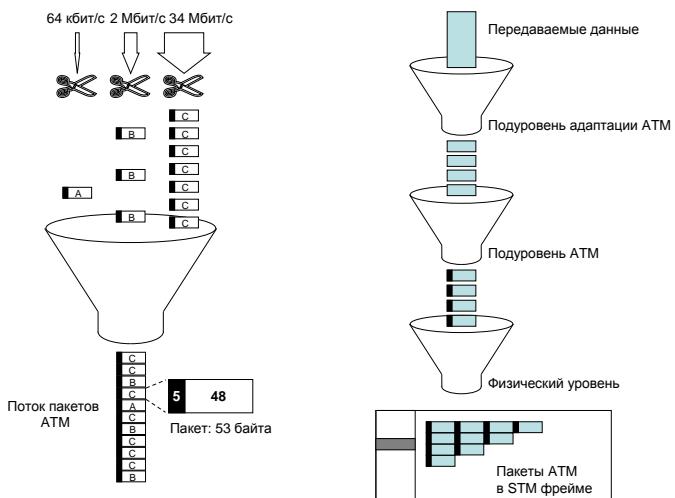


Рис. 1.1. Формирование пакетов в технологии ATM.

Пакеты ATM передаются от узла к узлу. В конце маршрута оконечное оборудование выделяет информацию из пакетов и объединяет ее в непрерывный двоичный поток. Для передачи пакетов между узлами может использоваться система передачи, такая как SDH. Обычно в основной сети используются уровни SDH STM-1 (155 Мбит/с) и STM-4 (622 Мбит/с). В локальных сетях (LAN) отдельная система передачи не используется. Хотя технология ATM в принципе применима как для локальных, так и для телекоммуникационных сетей, в локальных сетях она используется редко (по сравнению с Ethernet). В телекоммуникационных сетях общего пользования она все еще используется, например, на магистральных сетях с маршрутизаторами.

1.1.5. Технология Ethernet

Слайд 9. Технология Ethernet первоначально разрабатывалась для локальных сетей, расположенных в одном здании, и почти сразу зарекомендовала себя как наиболее успешная технология. Подавляющее большинство локальных сетей во всем мире - сети Ethernet. В 2004 году было продано более 200 миллионов портов Ethernet, а с 1973 года, когда началось внедрение этой технологии (Bob Metcalfe, Xerox Parc, Palo Alto), всего было продано 3100 миллионов портов Ethernet. Это означает, что большая часть связей между клиентами начинается и заканчивается в сети Ethernet (с использованием IP протокола поверх Ethernet). Важнейшие этапы стандартизации Ethernet приведены в табл. 1.4.

Использование Ethernet расширилось от локальных сетей до магистральных, зоновых и сетей доступа. Для магистральных и зоновых сетей подходят технологии Ethernet со скоростями передачи 1 (стандарт IEEE 802.3z) и 10 Гбит/с (стандарт IEEE 802.3ae). Стандарт 10 Гбит/с определяет два типа логических подуровней физического уровня: LAN и WAN. Подуровень LAN предназначен для использования в локальных сетях, а подуровень WAN – в глобальных сетях связи. Важнейшее отличие между ними заключается в типе линейного кода. Подуровень WAN использует код, совместимый с уровнем STM-64 иерархии SDH. Это позволяет использовать системы SDH для передачи пакетов Ethernet.

Слайд 10. Для сети доступа наибольший интерес представляют технологии Ethernet предназначенные для «последней (первой) мили» (EFM - Ethernet in the First Mile), описанные стандартом IEEE 802.3ah. Под «последней милю» понимается участок сети от абонента до станции. Стандарт определяет разновидности Ethernet технологий для сети доступа, которые можно разделить на три группы:

- EFM по медному кабелю (EFMC – EFM copper):
 - 10 Мбит/с по одной паре телефонного кабеля на расстояние до 750 м,
 - 2 Мбит/с по одной паре телефонного кабеля на расстояние до 2700 м;
- EFM по волокну (EFMF – EFM fibre):
 - 100 и 1000 Мбит/с по одномодовому волокну на расстояние до 10 км;
- EFM для пассивных оптических сетей (EFMP - EFM PON):
 - 1000 Мбит/с по пассивной оптической сети (на основе одномодовых волокон) на расстояние до 20 км.

Таблица 1.4. Этапы стандартизации Ethernet (IEEE).

Стандарт	Наименование	Скорость передачи	Тип кабеля	Год публикации
IEEE 802.3	10Base5	10 Мбит/с	Коаксиал толстый	1983
IEEE 802.3a	10Base2	10 Мбит/с	Коаксиал тонкий	1985
IEEE 802.3d	FOIRL	10 Мбит/с	Многомодовое волокно	1987
IEEE 802.3i	10Base-T	10 Мбит/с	Витая пара (кат. 3)	1990
IEEE 802.3j	10Base-F	10 Мбит/с	Многомодовое волокно	1993
IEEE 802.3u	100Base-T 100Base-FX	100 Мбит/с 100 Мбит/с	Витая пара (кат. 5) Многомодовое волокно	1995
IEEE 802.3z	1000Base-SX 1000Base-LX	1000 Мбит/с 1000 Мбит/с	Многомодовое волокно ММ или ОМ волокно	1998
IEEE 802.3ab	1000Base-T	1000 Мбит/с	Витая пара (кат. 5e)	1999
IEEE 802.3ae	10GBase-SR/SW 10GBase-LR/LW 10GBase-ER/EW 10GBase-LX4	10 Гбит/с 10 Гбит/с 10 Гбит/с 10 Гбит/с	ММ волокно (кат. ОМ3) Одномодовое волокно Одномодовое волокно ММ волокно (WDM)	2002
IEEE 802.3af	Электропитание по сети Ethernet (PoE), витая пара			2003
IEEE 802.3ah	10PASS-TS 2BASE-TL 100BASE-LX10 100BASE-BX10 1000BASE-LX10 1000BASE-BX10 1000BASE-PX10 1000BASE-PX20	10 Мбит/с 2 Мбит/с 100 Мбит/с 100 Мбит/с 1000 Мбит/с 1000 Мбит/с 1000 Мбит/с 1000 Мбит/с	Телефонный кабель Телефонный кабель Одномодовое волокно Одномодовое волокно Одномодовое волокно Одномодовое волокно Одномодовое волокно Одномодовое волокно	2004
IEEE 802.3an	10GBase-T	10 Гбит/с	Витая пара (кат. 6A)	2006

1.1.6. Интернет протокол IP

Слайд 11. Основы Интернет протокола IP (Internet Protocol) были заложены в 1974 году, когда в трудах IEEE по телекоммуникациям (IEEE Transactions on Communications) была опубликована статья «Протокол для пакетной сети связи». Авторами статьи были Vinton G. Cerf и Robert E. Kahn. Этот протокол впервые был использован в сети ARPANET Министерства обороны США. В 1983 году ARPANET разделилась на военную сеть (MilNet) и научную сеть, которая сохранила название ARPANET. Позднее в 1980 году к этой сети были подключены университеты и научно-исследовательские институты. Это позволило обеспечить научным сотрудникам и студентам быстрый доступ к данным, хранящимся на удаленных суперкомпьютерах. Так родилась сеть NSFNET (National Science Foundation Network - сеть Национального научного фонда), которая стала основой Интернет.

В течение последних 15 лет Интернет-архитектура и семейство протоколов TCP/IP стали наиболее существенными элементами телекоммуникаций, а основанная на них технология стала доминирующей.

Основой IP-сетей является Интернет протокол IP, который является протоколом сетевого уровня (уровень 3 в модели OSI). Он обеспечивает возможность соединения и выбора маршрута между двумя конечными узлами сети. Физические сети связываются с помощью маршрутизаторов. Маршрутизатор – это устройство, которое связано как минимум с двумя сетями и направляет IP-пакеты внутри этих сетей. Любой терминал в сети Интернет

имеет свой IP-адрес, по которому другой терминал может посыпать IP-пакеты и в соответствии с которым, выбирается маршрут их следования. Всемирная сеть Интернет состоит из огромного числа маршрутизаторов, которые позволяют двум любым терминалам связываться между собой, если им известны IP-адреса друг друга.

Протокол IP не требует предварительного установления соединения. В момент передачи пакетов соединение еще не существует. Пакеты посыпаются в сеть без гарантии доставки. Сеть доставляет каждый пакет по назначению абсолютно независимо от других пакетов. Маршруты последовательно передаваемых пакетов могут отличаться, поэтому порядок принятых пакетов может отличаться от порядка, в котором они передавались. Протокол IP не гарантирует доставку пакетов по назначению – это задача протоколов более высокого уровня. За обнаружение и исправление ошибок также отвечают протоколы более высокого уровня.

Пропускная способность в IP-сетях распределяется эффективно, так как она предоставляется только тем пользователям, которые в ней нуждаются. Протокол IP всегда передает максимально возможное число пакетов с максимально возможной скоростью, но не гарантирует выделение им достаточной пропускной способности. Если сеть переполняется, часть пакетов будет потеряна. Протоколы более высоких уровней отслеживают возникновение таких ситуаций и обеспечивают повторную отправку потерянных пакетов.

IP-пакет может содержать любые данные от любого приложения. В 80-е годы XX века наиболее важными видами сервиса были электронная почта, Интернет-услуги и передача файлов. В настоящее время широкое распространение приобретают технологии передачи голоса по IP-протоколу (VoIP - Voice over IP), IP-телевидение (IPTV) и технология «видео по требованию» (VoD - Video on Demand).

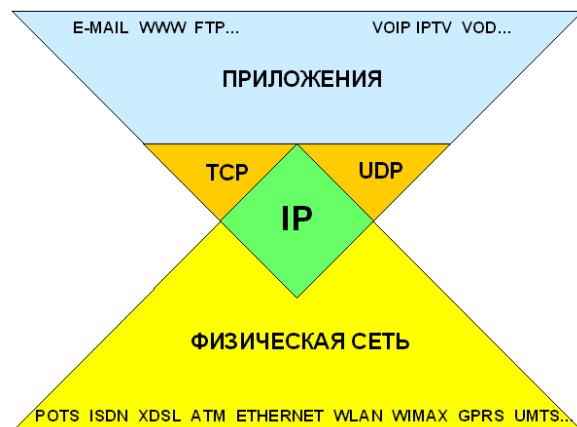


Рис. 1.2. Протокол IP работает в любых физических сетях, по этому протоколу могут работать любые приложения.

Приложения обычно работают не непосредственно по протоколу IP, а по протоколу транспортного уровня, который является 4 уровнем модели OSI. Основными протоколами этого уровня являются TCP (Transmission Control Protocol – протокол контроля передачи) и UDP (User Datagram Protocol – протокол передачи пакетов пользователя). Оба протокола TCP и UDP являются протоколами точка-точка, они выполняются в оконечном оборудовании и не влияют на работу сети. Протокол TCP включает улучшенную коррекцию ошибок, управление потоком и т.д. и обеспечивает приложениям надежную двустороннюю связь по предварительно установленному соединению. Типичными приложениями, использующими протокол TCP являются электронная почта и Интернет-услуги. Протокол UDP не требует

предварительного установления соединения, он включает только адресацию и простой алгоритм обнаружения ошибок. Протокол UDP используют приложения, работающие в реальном масштабе времени, такие как VoIP и IPTV.

Практически любая сеть передачи данных или сеть связи может быть подключена к сети Интернет или любой другой IP-сети. Приведем несколько примеров: традиционная аналоговая телефонная сеть (POTS), ISDN, ATM, xDSL, Ethernet, сети подвижной связи (GSM; GPRS; EDGE, UMTS) и беспроводные локальные (WLAN - wireless local area network) или глобальные сети (WMAN, Wimax).

Одним из главных достоинств протокола IP является его универсальность. Он способен работать в любых физических сетях, и любые приложения могут работать по этому протоколу. Известен афоризм: "IP over everything - everything over IP" (протокол IP по чему угодно – все, что угодно, по протоколу IP). Приложения никак не зависят от физических сетей, они работают по семейству протоколов IP. Все новые приложения, которые будут разработаны, смогут взаимодействовать через существующие сети, и не потребуют создания новой сетевой инфраструктуры. Новые, более эффективные сетевые технологии также могут быть внедрены без каких-либо изменений существующих приложений. Хорошим примером здесь может служить развитие технологии Ethernet: 10 Мбит/с → 100 Мбит/с → 1 Гбит/с → 10 Гбит/с →...

1.1.7. Передача телевизионных программ и других видеосигналов

В системах кабельного телевидения волоконно-оптические кабели используются в магистральных сетях и все более широко в распределительных сетях. Переход к волоконно-оптическим кабелям обусловлен их преимуществами (малые габариты, низкое затухание, широкая полоса пропускания и т.д.), а также тенденцией к снижению цен на оптическое оконечное оборудование.

Слайд 12. Волоконно-оптические системы, применяемые для кабельного телевидения, используют как амплитудную (AM - системы), так и частотную модуляцию (FM-системы). В системах обоих типов используются одномодовые волокна. AM - системы являются более распространенными в настоящее время, чем FM-системы.

В AM-системах интенсивность излучения лазерного передатчика модулируется передаваемым широкополосным сигналом (частотой 85-862 МГц). Оптический сигнал является оптическим эквивалентом электрического сигнала. Приемник преобразует принятый оптический сигнал в электрический высокочастотный широкополосный сигнал, далее электрический сигнал усиливается.

AM-системы используются для передачи, как традиционных аналоговых телевизионных сигналов AM-VSB, в которых применяется амплитудная модуляция с одной боковой полосой (VSB - vestigial sideband), так и цифровых телевизионных сигналов DVB-C с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM - Quadrature Amplitude Modulation). В принципе передача цифрового сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией является аналоговой, хотя сам сигнал содержит информацию в цифровом виде. Цифровую информацию переносят изменения амплитуды и фазы колебаний радиочастотного диапазона. Рис. 1.3 поясняет принципы формирования аналоговых и цифровых телевизионных сигналов. Следует отметить, что цифровой телевизионный сигнал с квадратурной амплитудной модуляцией обычно является многоканальным, так как им одновременно передается не один, как показано на рис. 1.3, а 3-5 телевизионных каналов. Многоканальный сигнал образуется мультиплексированием нескольких цифровых сигналов в один двоичный поток. Во многих европейских странах традиционное аналоговое радиовещание и телевидение полностью прекратится в ближайшие несколько лет.

В системах с амплитудной модуляцией используются длины волн 1310 нм и 1550 нм. Для небольших расстояний (до 40 км) экономически более выгодны системы, работающие на длине волны 1310 нм. Для передачи сигналов на большие расстояния используется длина волны 1550 нм. Длина волны 1550 нм применяется также в системах со спектральным уплотнением WDM (мультиплексирование в волновой области), где одно волокно может использоваться как для передачи данных, так и для передачи телевизионных сигналов.

В системах с частотной модуляцией информационный сигнал формируется в электрической форме, а затем используется для модуляции лазерного передатчика. На приемной стороне оптический сигнал сначала преобразуется в электрическую форму, а затем демодулируется для получения передаваемых аудио и видео сигналов. Важнейшим преимуществом систем с частотной модуляцией является более низкий допустимый уровень сигнала на входе приемника, что позволяет увеличить дальность передачи информации. Однако системы с частотной модуляцией существенно дороже систем с амплитудной модуляцией.

IP-телевидение (IPTV - Internet Protocol Television) представляет собой совершенно новую полностью цифровую технологию для телевещания и передачи видеинформации. В системах IPTV аналоговый видеосигнал преобразуется в цифровую форму и кодируется в формат MPEG-2 или MPEG-4 (Moving Picture Experts Group). Аналогичным образом преобразуется и кодируется аудиосигнал. Затем цифровые кодированные видео и аудиосигналы упаковываются в IP-пакеты, которые передаются (маршрутизируются) в IP-сети. Для систем IPTV также необходим протокол транспортного уровня (4 уровень модели OSI), в качестве которого используется протокол UDP. Дополнительным протоколом в системах IPTV является протокол RTP (Real Time Protocol), специально созданный для приложений, работающих в реальном масштабе времени. IP-пакеты передаются на канальном уровне (2 уровень модели OSI), который обычно реализуется с помощью Ethernet. Последовательность выполнения протоколов для цифрового видеосигнала - MPEG/RTP/UDP/IP/Ethernet, показана на рис. 1.3.

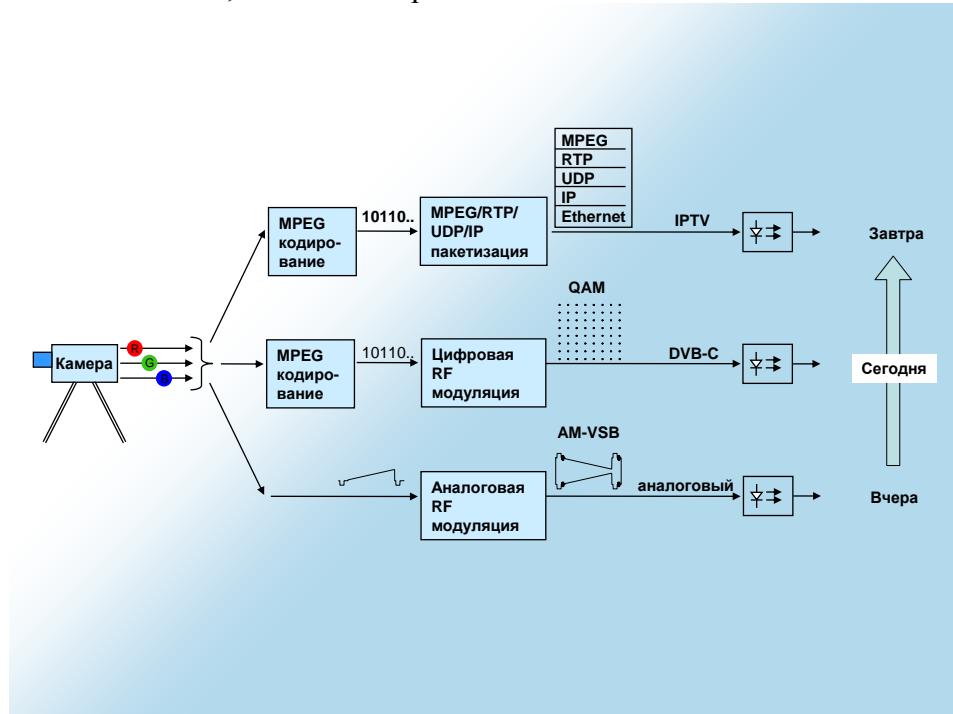


Рис. 1.3. Принципы формирования сигналов AM-VSB, DVB-C и IPTV.

1.2. Пассивные оптические сети BPON и GPON

Слайд 13. Оптические сети можно разделить на два класса – активные и пассивные. Между узлом доступа и оконечным пользовательским оборудованием активной сети имеется какое-либо активное оборудование (например, регенератор или коммутатор). В пассивной сети активное оборудование отсутствует, то есть сеть состоит только из пассивных компонентов. Обычно используются следующие виды пассивных компонентов (не считая оптического волокна): волоконно-оптические соединители, разветвители (сплиттеры) и мультиплексоры WDM.

Обычно вместо полного названия «пассивная оптическая сеть» используется аббревиатура PON (Passive Optical Network). Общая структура сети PON представлена на рис. 1.4. Активное оборудование в центральном офисе или на узле доступа называется оптическим линейным терминалом (Optical Line Terminal - OLT), а оборудование на абонентском узле – оптическим сетевым устройством (Optical Network Unit - ONU). Некоторые из услуг связи, обычно предоставляемых сетями PON, также показаны на рис. 1.4.

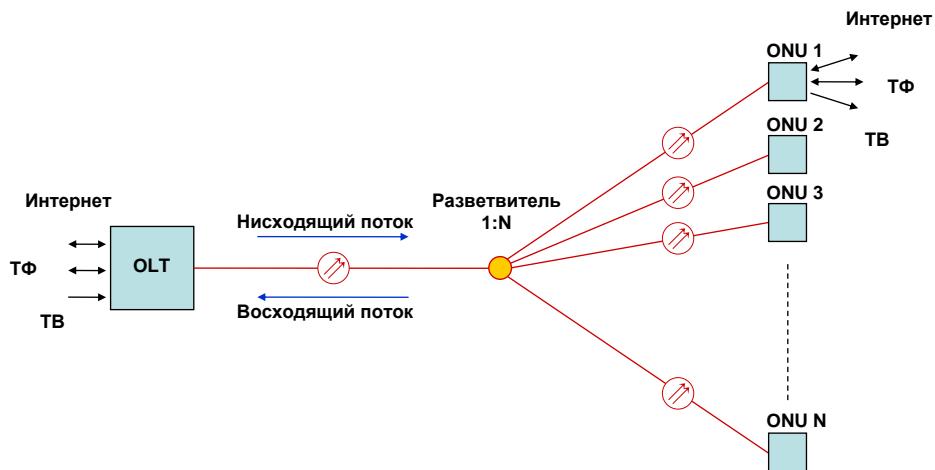


Рис. 1.4. Общая структура сети PON.

В подавляющем большинстве сетей PON связь организуется по одному волокну. Комплект оборудования OLT на узле доступа обслуживает одно магистральное волокно, которое распределяется между несколькими пользователями с помощью волоконно-оптического разветвителя. Коэффициент разветвления может достигать 64, в этом случае один комплект оборудования OLT обслуживает 64 комплекта оборудования ONU (ONT). Один комплект оборудования ONU также может обслуживать нескольких пользователей. Передача данных в прямом и обратном направлениях осуществляется на разных длинах волн, что позволяет объединить оба направления в одном волокне. Направление от центрального узла к абонентскому называют направлением нисходящего потока, а противоположное направление – направлением восходящего потока.

Тип сети PON обозначается дополнительной буквой перед аббревиатурой PON. Наиболее распространенными сетями PON являются:

- APON (ATM PON - пассивная оптическая сеть, использующая технологию ATM),
- BPON (Broadband PON – широкополосная пассивная оптическая сеть),
- GPON (Gigabit-capable PON - пассивная оптическая сеть, обеспечивающая гигабитные скорости передачи данных),
- EPON (Ethernet PON - пассивная оптическая сеть, использующая технологию Ethernet).

Сетям APON, BPON и GPON посвящены отдельные рекомендации ITU-T, сеть EPON описана в стандарте IEEE 802.3ah (Ethernet для «последней мили»). В настоящее время сеть APON практически утратила свое значение, и на смену ей пришла сеть BPON. Поэтому сети APON в данной книге не описаны. Краткие сведения о сетях BPON и GPON приведены в параграфах 1.2.1 и 1.2.2. Наиболее перспективная и многообещающая сеть EPON, а также другие Ethernet-технологии для сетей доступа описаны в параграфе 1.3.

1.2.1. Сеть BPON

Слайд 14. Сетям BPON посвящены рекомендации ITU-T G.983.1...G.983.5. Сеть BPON основана на технологии ATM, но поддерживает также аналоговую передачу видеосигналов. Наиболее важными характеристиками сети BPON на физическом уровне (1 уровень модели OSI) являются:

- Скорости передачи: 155,52, 622,08 и 1244,16 Мбит/с в направлении нисходящего потока и 155,52 и 622,08 Мбит/с в направлении восходящего потока.
- Длины волн:
 - ATM: 1260...1360 нм в направлении восходящего потока и 1480...1500 нм в направлении нисходящего потока,
 - Дополнительные цифровые услуги: 1539...1565 нм (например, DWDM),
 - Видео: 1550...1560 нм в направлении нисходящего потока.
- Виды трафика: цифровой в обоих направлениях и видео в направлении нисходящего потока.
- Число волокон: 1 или 2.
- Максимальный коэффициент разветвления: 32, ограничен затуханием в пассивной сети.
- Затухание в пассивной сети между OLT и ONU с учетом всех причин (волокна, соединители, разветвители (сплиттеры) и т.д.):
 - Класс А: 5...20 дБ,
 - Класс В: 10...25 дБ,
 - Класс С: 15...30 дБ.
- Максимальное расстояние: 20 км.

Классы А, В и С определены в рекомендации ITU-T G.982.

Слайд 15. На рис. 1.5 показана схема сети BPON, в которой кроме трафика ATM передаются также аналоговые и цифровые (DVB-C) телевизионные сигналы.

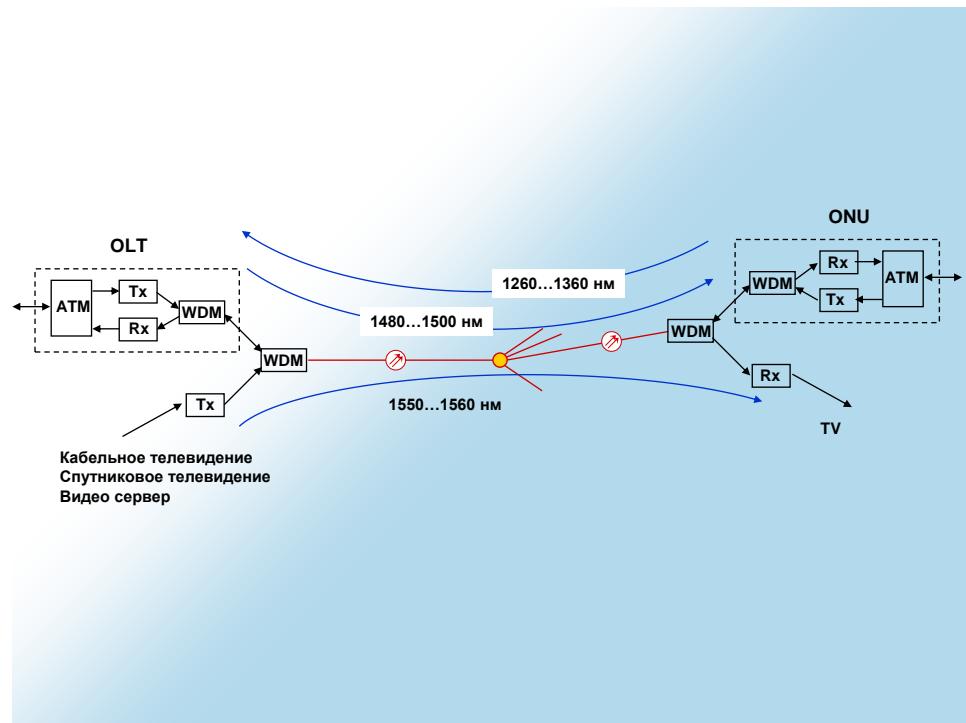


Рис. 1.5. Сеть BPON, предоставляющая услуги передачи телевизионных сигналов.

Канальный уровень (2 уровень модели OSI) в сети BPON называется уровнем конвергенции передачи (Transmission convergence), в дальнейшем он разделяется на два подуровня. Уровень конвергенции передачи выполняет не только задачи протокола ATM, но и задачи управления трафиком. Например, он выдает оборудованию ONU разрешения (так называемые гранты) на отправку пакетов. Оборудование ONU может посыпать пакеты только в течение выделенного ему интервала времени (time slot). Сеть PON имеет следующую важную особенность: в направлении нисходящего потока она имеет топологию точка-многоточка, а в направлении восходящего потока – точка-точка. Трафик соединений точка-точка требует строгого контроля.

1.2.2. Сеть GPON

Слайд 16. Основным недостатком сетей BPON является их ориентированность на передачу только пакетов ATM. Передача в сети BPON других пакетов (например, пакетов Ethernet) требует сложных преобразований протокола. Сеть GPON является универсальной технологией сетей PON, поддерживающей большое количество цифровых услуг связи. Развитие сети GPON было вызвано необходимостью преодоления ограничений сети BPON. Сетям GPON посвящены рекомендации ITU-T G.984.1...G.984.3.

Наиболее важными характеристиками сети GPON на физическом уровне (1 уровень модели OSI) являются:

- Скорости передачи: 1,24416 или 2,48832 Гбит/с в направлении нисходящего потока и 0,15552, 0,62208, 1,24416 или 2,48832 Гбит/с в направлении восходящего потока.
- Длины волн: 1260...1360 нм в направлении восходящего потока и 1480...1500 нм в направлении нисходящего потока.
- Виды трафика: Цифровой в обоих направлениях.
- Число волокон: 1 или 2.
- Максимальный коэффициент разветвления: 64, ограничен затуханием в пассивной сети.

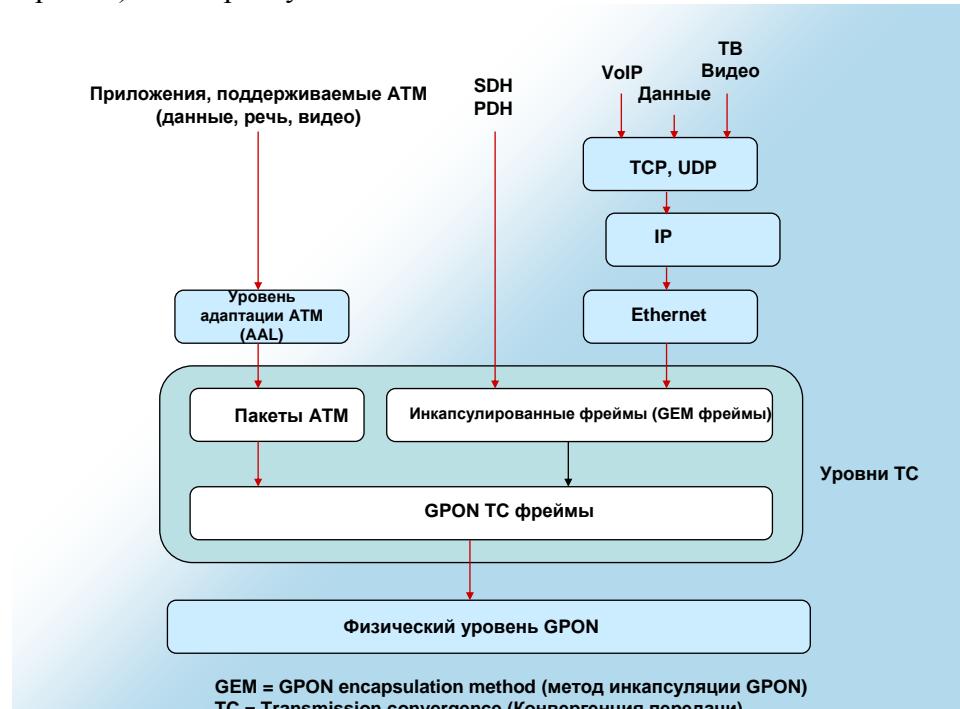
- Затухание в пассивной сети между OLT и ONU с учетом всех причин (волокна, соединители, разветвители и т.д.):
 - Класс А: 5...20 дБ,
 - Класс В: 10...25 дБ,
 - Класс С: 15...30 дБ.
- Максимальное расстояние: 20 км при использовании лазера с распределенной обратной связью (лазер DFB), 10 км при использовании лазера с резонатором Фабри-Перо.

Согласно рекомендациям ITU-T сети GPON предоставляют только цифровые услуги связи. Однако возможна и аналоговая передача видеосигналов с использованием тех же принципов, что и в сетях BPON.

Слайд 17. Канальный уровень (2 уровень модели OSI) в сети GPON называется уровнем конвергенции передачи (Transmission convergence), в дальнейшем он разделяется на два подуровня: подуровень адаптации и подуровень формирования пакетов. Уровень конвергенции передачи генерирует и обрабатывает пакеты длительностью 125 мс. Полезная нагрузка этих пакетов состоит из двух секций:

- Секция, состоящая из пакетов ATM, имеющих длину 53 байта
- Секция, состоящая из инкапсулированных в сеть GPON пакетов. Эти фреймы могут представлять собой кадры Ethernet или, например, фреймы SDH, а также комбинацию фреймов различных типов.

Задачи адаптации и формирования фреймов, решаемые на уровне конвергенции передачи, представлены на рис. 1.6. Уровень конвергенции передачи также осуществляет управление трафиком. Например, он выдает оборудованию ONU разрешения (так называемые гранты) на отправку пакетов.



Rис. 1.6. Принципы генерации пакетов GPON.

Слайд 18. Через интерфейс WAN (Wide-Area Network – глобальная сеть) оборудования OLT сеть GPON поддерживает:

- Уровни SDH: STM-1, 4 и 16,
- Уровни PDH: E1, E2 и E3,
- ATM,
- Gigabit Ethernet с приложениями IP.

Через интерфейс ONU поддерживаются:

- Уровни SDH: STM-1 и 4,
- Уровни PDH: E1, E2 и E3,
- ISDN BRI (Basic Rate Interface 144 Кбит/с) и PRI (Primary Rate Interface E1),
- ATM,
- Ethernet с приложениями IP (Internet, VoIP, IPTV, VoD и т.д.):
 - 10Base-T,
 - 100Base-T,
 - 1000Base-T.

1.3. Ethernet для «последней мили» и сеть EPON

Слайд 19. Ethernet для «последней мили» (EFM - Ethernet in the First Mile) – это общее наименование технологий доступа, описанных в стандарте IEEE 802.3ah. Все технологии EFM относятся к Ethernet-технологиям и предназначены для использования в сетях доступа.

Технология Ethernet является основной для локальных сетей. В настоящее время она используется также в глобальных (WAN - wide area networks) и городских сетях (MAN - metropolitan area networks). Стандарт EFM, изданный в 2004 году, окончательно узаконил возможность использования Ethernet в сетях доступа. Использование Ethernet в сетях доступа дает следующие преимущества:

- непрерывный канал связи: LAN - MAN – WAN (локальная - городская – глобальная сети),
- простая иерархия протоколов в сети доступа,
- использование меньшего количества оборудования, которое к тому же является более простым,
- использование меньшего количества преобразований протоколов, уменьшение задержек и увеличение пропускной способности,
- более низкая стоимость.

Слайд 20. Рис. 1.7 иллюстрирует эти преимущества. При использовании ATM технологии на узлах доступа и узлах транспортной сети для передачи приходится использовать процедуры преобразования данных. Данные по протоколу IP преобразуются в пакеты Ethernet и по витой паре передаются в оборудование оконечного пользователя (например коммутатор), в котором пакеты Ethernet преобразуются с помощью протоколов канального уровня PPP (Point-to-Point Protocol), ATM протоколов AAL5 (ATM Adaptation Layer) и ATM в пакеты ATM. По электрическому или оптическому кабелю пакеты ATM передаются к узлу доступа LAN. Далее пакеты ATM преобразуются в пакеты SDH и по волокну передаются к узлу транспортной сети, где пакеты SDH, проходят преобразования через протоколы ATM, AAL5, PPP в IP протокол. Далее данные преобразуются через протоколы канального уровня (ATM, Frame Relay) для передачи по транспортной сети.

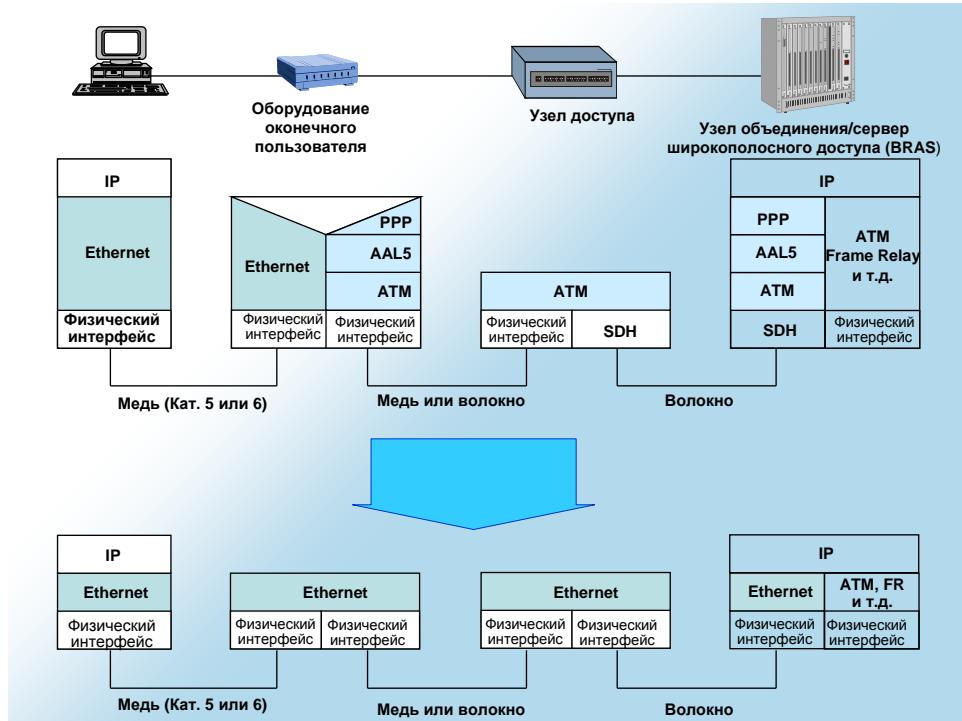


Рис. 1.7. EFM обеспечивает непрерывный Ethernet-канал связи точки-точка.

Использование технологии Ethernet обеспечивает непрерывный Ethernet канал от абонента до узла транспортной сети.

Слайд 21. Стандарт IEEE 802.3ah определяет три разновидности технологии Ethernet для последней мили (EFM):

- EFM на основе медных кабелей (EFM copper - EFMC):
 - 10 Мбит/с по одной паре телефонного кабеля на расстояние до 750 м;
 - 2 Мбит/с по одной паре телефонного кабеля на расстояние до 2700 м;
- EFM на основе волоконно-оптических кабелей (EFM fibre - EFMF):
 - 100 и 1000 Мбит/с по одномодовому волокну на расстояние до 10 км;
- EFM для пассивных оптических сетей (EFM PON - EFMP):
 - 1000 Мбит/с по пассивной оптической сети (на основе одномодовых волокон) на расстояние до 20 км.

Слайд 22. В табл. 1.5 и на рис. 1.8 приведены основные сведения о топологиях EFM, определенных стандартом IEEE 802.3ah.

Таблица 1.5. Топологии EFM, определенные стандартом IEEE 802.3ah

Топология	Описание
Точка-точка (P2P) Симметричный (телефонный) кабель	EFM Copper (EFMC) Существующий медный кабель: – 10 Мбит/с, 750 м (VDSL) * – 2 Мбит/с, 2700 м (SHDSL) *
Точка-точка (P2P) Волоконно-оптический кабель	EFM Fiber (EFMF) Одномодовое волокно: – 100 или 1000 Мбит/с – 10 км
Точка-многоточка (P2MP) Волоконно-оптический кабель	Одномодовое волокно: – 1000 Мбит/с – 20 км

*) Скорости передачи и расстояния, которые будут достигнуты с развитием технологий xDSL.

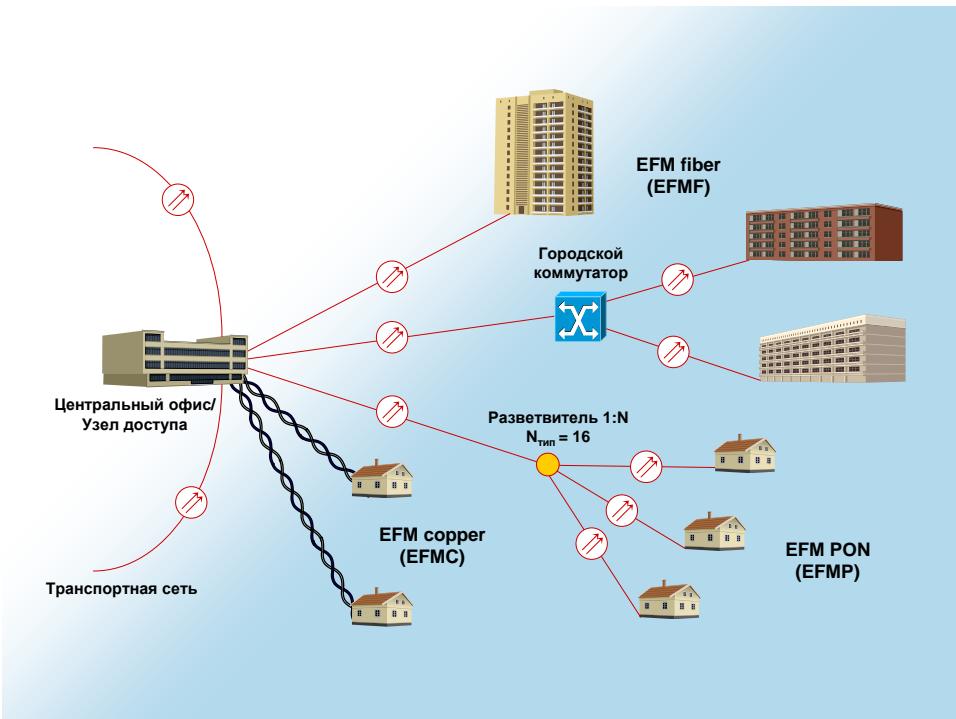


Рис. 1.8. Разновидности EFM: EFM copper (EFMC), EFM fiber (EFMF) and EFM PON (EFMP).

1.3.1. Технология EFMF (точка-точка, P2P)

Слайд 23. В стандарте IEEE 802.3ah для оптической сети доступа, использующей технологию Ethernet и топологию точка-точка, принята аббревиатура EFMF (EFM fiber - EFM на основе волоконно-оптических кабелей). Для топологии точка-точка (point-to-point) часто используется сокращение P2P.

Технология EFMF стандартизована для двух скоростей передачи: 100 Мбит/с и 1000 Мбит/с (1 Гбит/с) и может использовать 1 или 2 волокна.

В соответствии со стандартом IEEE 802.3ah существует четыре версии EFMF:

- 100BASE-LX10: Ethernet 100 Мбит/с по одному волокну на расстояние 10 км,
- 100BASE-BX10: Ethernet 100 Мбит/с по двум волокнам на расстояние 10 км,
- 1000BASE-LX10: Ethernet 1000 Мбит/с по одному волокну на расстояние 10 км,
- 1000BASE-BX10: Ethernet 1000 Мбит/с по двум волокнам на расстояние 10 км.

Слайд 24 и 25. На рис. 1.9 показан пример оптической сети доступа, использующей топологию P2P, технологию Ethernet для последней мили (EFM) и скорости передачи 100 Мбит/с и 1000 Мбит/с. В табл. 1.6 и 1.7 приведены основные параметры физического уровня технологий EFMF (EFM для волокна).

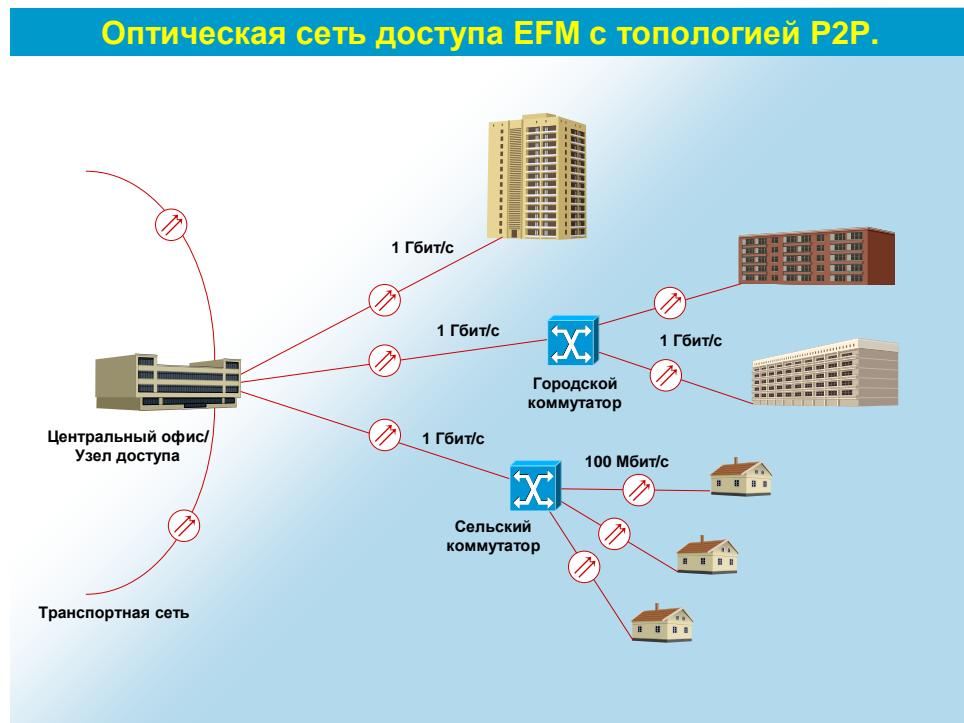


Рис. 1.9. Оптическая сеть доступа EFM с топологией P2P.

Таблица 1.6. Физические характеристики технологий EFM 100BASE-LX10 и 100BASE BX10

	100BASE-LX10	100BASE-BX10-D	100BASE-BX10-U
Тип волокна	Одномодовое волокно IEC 60793-2: B1.1, B1.3 (ITU-T G.652.D)		
Число волокон	2	1	
Направление передачи	Нисходящий/Восходящий поток	Нисходящий поток	Восходящий поток
Длина волны	1310 нм	1550 нм	1310 нм
Макс. расстояние	10 км		
Макс. затухание	6,0 дБ	5,5 дБ	6,0 дБ

Таблица 1.7. Физические характеристики технологий EFM 100BASE-LX10 и 100BASE BX10

	1000BASE-LX10	1000BASE-BX10-D	1000BASE-BX10-U
Тип волокна	Одномодовое волокно IEC 60793-2: B1.1, B1.3 (ITU-T G.652.D)		
Число волокон	2		
Направление передачи	Нисходящий/Восходящий поток	Нисходящий поток	Восходящий поток
Длина волны	1310 нм	1490 нм	1310 нм
Макс. расстояние	10 км		
Макс. затухание	6,0 дБ	5,5 дБ	6,0 дБ

Технологии EFM, использующие топологию точка-точка (P2P) актуальны как раз для сетей доступа Ethernet со скоростями передачи 100 Мбит/с и 1 Гбит/с. Однако использование двух длин волн в одноволоконных версиях является дополнительной особенностью. Эти сети являются коммутируемыми локальными сетями большой протяженности, скорость передачи в которых составляет 100 Мбит/с и 1 Гбит/с.

В качестве протокола канального уровня (2 уровень модели OSI) используется CSMA/CD, как и во всех сетях Ethernet.

CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection — множественный доступ с контролем несущей и обнаружением коллизий) — технология (IEEE 802.3) множественного доступа к общей передающей среде в локальной компьютерной сети с контролем коллизий. CSMA/CD относится к децентрализованным случайным (точнее, квазислучайным) методам. Он используется как в обычных сетях типа Ethernet, так и в высокоскоростных сетях (Fast Ethernet, Gigabit Ethernet). Так же называют сетевой протокол, в котором используется схема CSMA/CD. Протокол CSMA/CD работает на канальном уровне в модели OSI.

Слайд 26. Структура передаваемых по сети кадров Ethernet соответствует стандарту IEEE 802.3 и показана на рис. 1.10.



Рис. 1.10. Кадр Ethernet в соответствии со стандартом IEEE 802.3.

Пreamble (7 байт) используется в качестве синхронизирующей последовательности для облегчения процедуры декодирования битов.

Ограничитель начала кадра (1 байт) SFD (Start-Frame Delimiter) - указывает на начало полезной информации.

Адрес назначения (MAC-адрес 6 байт).

Адрес отправителя (MAC-адрес 6 байт). В письменном виде MAC-адреса записываются в виде шести пар шестнадцатеричных цифр, разделенных тире, например, 08-10-39-03-2F-C3. **MAC-адрес** (от англ. *Media Access Control* — управление доступом к среде, также **Hardware**

Address) — это уникальный идентификатор, присваиваемый каждой единице оборудования компьютерных сетей.

Большинство сетевых протоколов канального уровня используют одно из трёх пространств MAC-адресов, управляемых IEEE: MAC-48, EUI-48 и EUI-64. Адреса в каждом из пространств теоретически должны быть глобально уникальными. Не все протоколы используют MAC-адреса, и не все протоколы, использующие MAC-адреса, нуждаются в подобной уникальности этих адресов.

В широковещательных сетях (таких, как сети на основе Ethernet) MAC-адрес позволяет уникально идентифицировать каждый узел сети и доставлять данные только этому узлу. Таким образом, MAC-адреса формируют основу сетей на канальном уровне, которую используют протоколы более высокого (сетевого) уровня. Для преобразования MAC-адресов в адреса сетевого уровня и обратно применяются специальные протоколы (например, ARP и RARP в сетях IPv4 и NDP (англ.)русск. в сетях на основе IPv6).

Адреса типа MAC-48 наиболее распространены; они используются в таких технологиях, как Ethernet, Token ring, FDDI, WiMAX и др. Они состоят из 48 бит, таким образом, адресное пространство MAC-48 насчитывает 2^{48} (или 281 474 976 710 656) адресов. Согласно подсчётом IEEE, этого запаса адресов хватит по меньшей мере до 2100 года.

Длина/Тип поле данных (2 байта) указывает число байтов, содержащихся в поле данных управления логическими связями (LLC - Logical Link Control). В большинстве Ethernet-протоколах это поле содержит постоянную величину, указывающую на тип протокола.

Данные (0-1500 байт). В некоторых случаях в поле данных могут располагаться заполняющие биты для увеличения длины коротких кадров до 64 байт.

Контрольная сумма (4 байта) генерируется кодом циклического контроля избыточности (CRC). Это поле используется для обнаружения ошибок в данных, содержащихся в кадре.

Стандартом IEEE 802.3ah определены также две технологии EFM для медных телефонных кабелей:

- 10PASS-TS:
 - Ethernet по VDSL (EoVDSL - Ethernet over VDSL),
 - VDSL: ANSI T1.424,
 - 10 Мбит/с, 750 м по телефонному кабелю;
- 2BASE-TL:
 - Ethernet по SHDSL (EoSHDSL - Ethernet over SHDSL),
 - SHDSL: ITU-T G.991.2,
 - 2 Мбит/с, 2700 м по телефонному кабелю.

Слайд 27. На рис. 1.11 показан пример сети, использующей обе технологии Ethernet для последней мили (EFM) – для оптического волокна и для медного кабеля. Сельский коммутатор, обслуживающий частные дома, соединяется с узлом доступа с помощью технологии 100BASE-LX10 или 100BASE-BX10, а с частными домами с помощью 10PASS-TS.

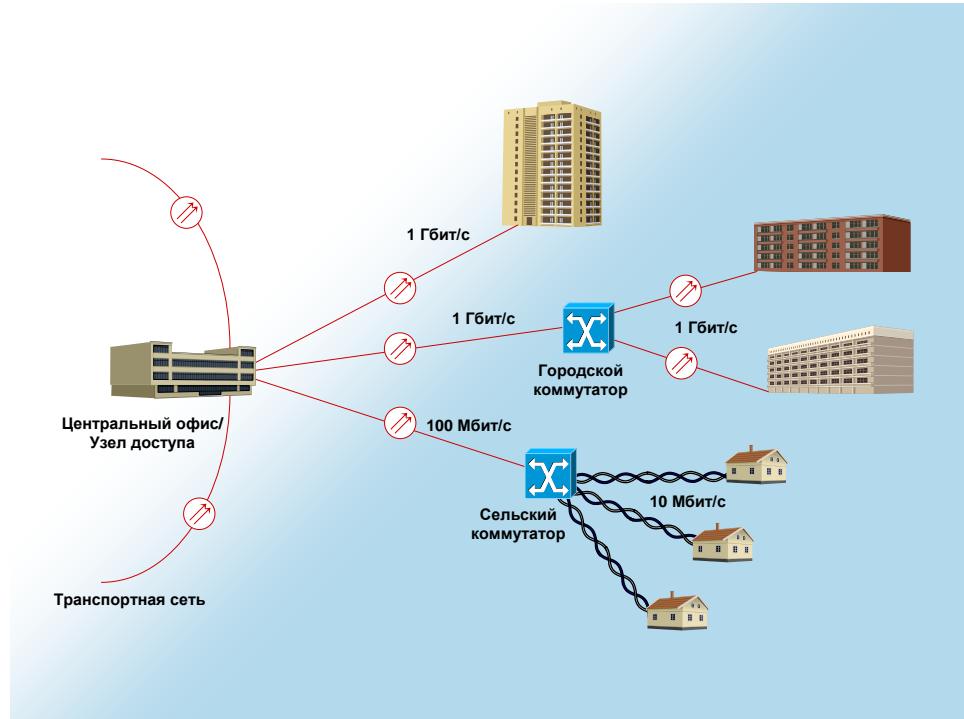


Рис. 1.11. Сеть доступа, использующая обе технологии EFM – для оптического волокна и для медного кабеля.

1.3.2. Технология EPON (точка-многоточка, P2MP)

Слайд 28. Пассивная оптическая сеть, описанная в стандарте IEEE 802.3ah, называется пассивная оптическая сеть Ethernet (Ethernet Passive Optical Network - EPON). Сеть EPON также как сети BPON и GPON имеет топологию точка-многоточка (point-to-multipoint - P2MP).

Слайд 29. Структура сети EPON показана на рис. 1.12. Скорость передачи в сетях EPON составляет 1 Гбит/с. Важнейшие физические характеристики технологии EPON приведены в табл. 1.8.

Таблица 1.8. Физические характеристики сети EPON

	1000BASE-PX10-U	1000BASE-PX10-D	1000BASE-PX20-U	1000BASE-PX20-D
Тип волокна	Одномодовое волокно IEC 60793-2: B1.1, B1.3 (ITU-T G.652.D)			
Число волокон	1			
Длина волны	1310 нм	1490 нм	1310 нм	1490 нм
Направление передачи	Восходящий поток	Нисходящий поток	Восходящий поток	Нисходящий поток
Макс. расстояние	10 км		20 км	
Макс. затухание	20 дБ	19,5 дБ	24 дБ	23,5 дБ
Миним. затухание	5 дБ		10 дБ	

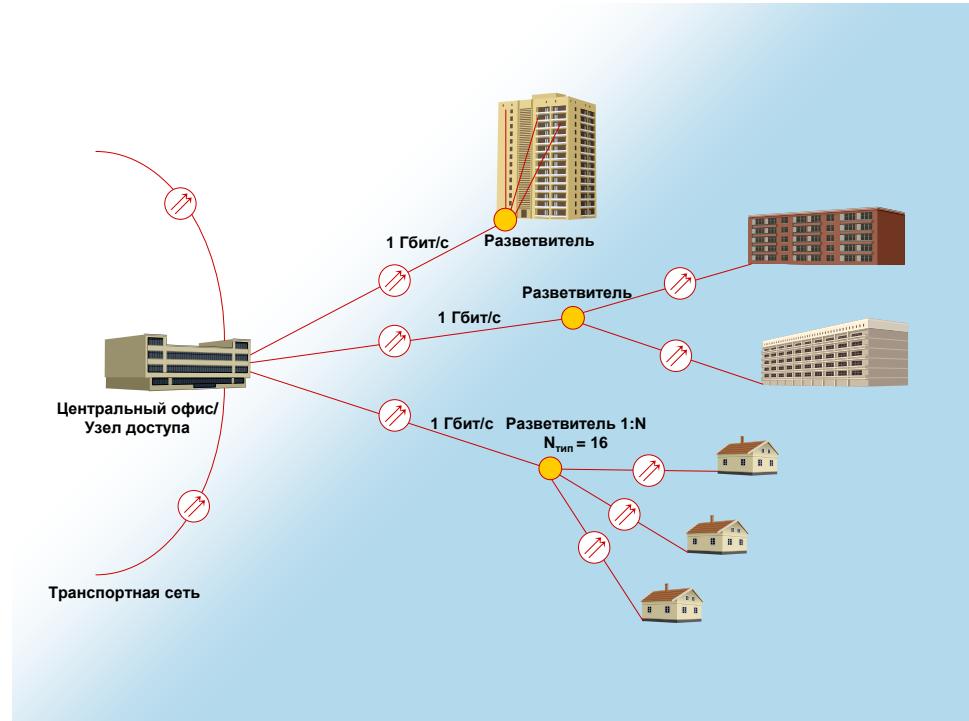


Рис. 1.12. Структура сети EPON

Как видно из табл. 1.8 сеть EPON использует для связи одно волокно. Скорость передачи в обоих направлениях составляет 1000 Мбит/с или 1 Гбит/с. Для передачи сигналов в разных направлениях используются разные длины волн. Как и во всех пассивных оптических сетях PON сетевое оборудование узла доступа сети EPON называют оптическим линейным терминалом (optical line terminal – OLT), а оборудование абонентского узла – оптическим сетевым устройством (optical network unit - ONU). Обычно число ONU в сети EPON равно 16, но может достигать и 32, если выполняются нормы по затуханию, приведенные в табл. 1.8.

Слайд 30. На рис. 1.13 показан принцип организации нисходящего потока кадров Ethernet. Нисходящим потоком называется поток данных в направлении OLT → ONU → АБОНЕНТ.

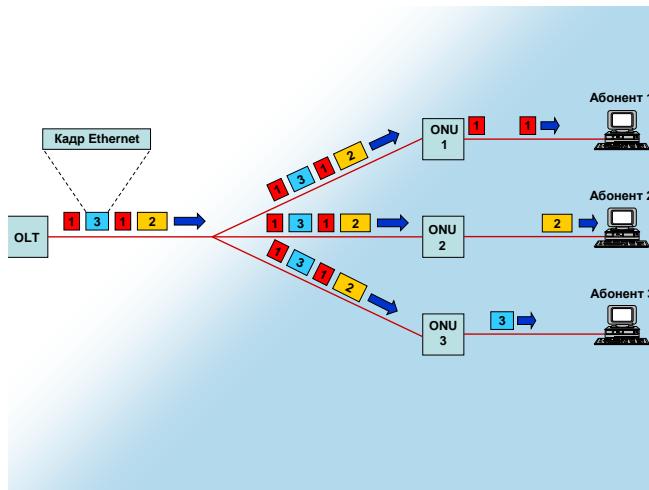


Рис. 1.13. Передача кадров Ethernet в сети EPON в направлении нисходящего потока.

Слайд 31. На рис. 1.14 показан принцип организации восходящего потока в направлении АБОНЕНТ → ONU → OLT.

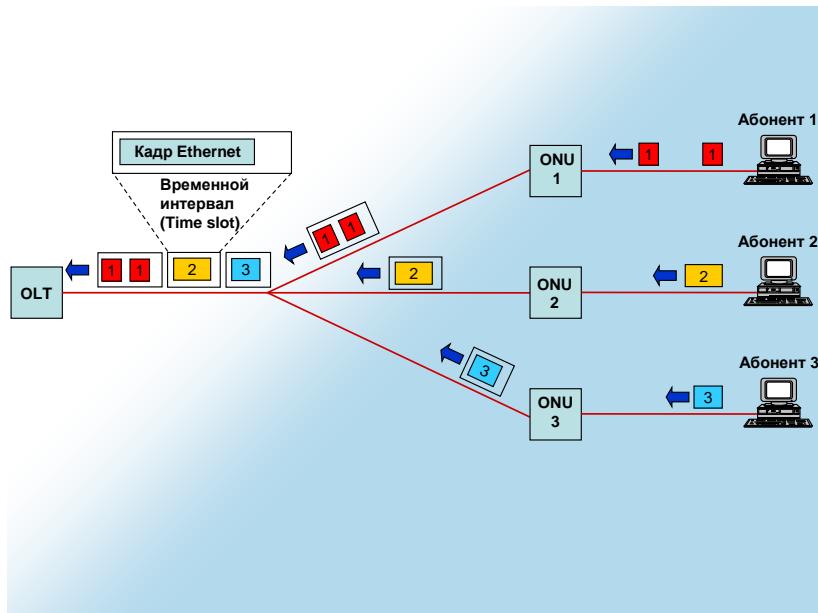


Рис. 1.14. Передача кадров Ethernet в сети EPON в направлении восходящего потока.

В направлении нисходящего потока все, передаваемые оборудованием OLT пакеты Ethernet, принимаются каждым ONU в сети. Оборудование ONU распознает пакеты, адресованные пользователям, которых оно обслуживает, и направляет их соответствующему окончному оборудованию (или локальной сети). Пакеты Ethernet, передаваемые в сети EPON, аналогичны стандартным пакетам Gigabit Ethernet за исключением первых 8 байт, (пreamble 7 байт и разделитель) которые специфичны для сети EPON.

В направлении восходящего потока оборудование ONU может передавать пакеты только в течение выделенного ему интервала времени (time slot). Такое управление трафиком используется во всех пассивных оптических сетях топологии точка-многоточка.

Для управления трафиком сети EPON необходим дополнительный протокол канального уровня (2 уровень модели OSI), в качестве которого используется протокол Multipoint MAC Control (MPMC). Протокол MPMC используется для управления трафиком три типа сообщений длиной 64 байта: GATE (строб), REPORT (уведомление) и REGISTER (регистрация). Сообщение GATE передается от оборудования OLT к ONU и содержит информацию о начале и длительности временного интервала, зарезервированного для посылаемых оборудованием ONU кадров. В сообщении GATE используется информация, полученная в сообщении REPORT, которое посыпается оборудованием ONU. Сообщение REPORT содержит информацию о количестве байт данных в буфере ONU и предупреждает оборудование OLT, что ONU подключилось к сети. Оборудование OLT также использует протокол MPMC для определения времени распространения и расстояния до каждого ONU. Информация о времени распространения необходима для выделения временных интервалов оборудованию ONU.

Сильной стороной сети EPON является естественная поддержка всех приложений Ethernet без преобразования протоколов или расщепления кадров с их последующей инкапсуляцией (сравните с сетями BPON и GPON). Поэтому данная технология является вполне пригодной для оптических сетей доступа. Благодаря этой технологии работа IP-приложений в сети Ethernet становится легкой, гибкой и экономически эффективной. Такими IP-приложениями являются:

- Широкополосный Интернет и связанные с ним приложения и услуги.
- IP-телефония (VoIP).
- IP-телевидение (IPTV) – действительно цифровое телевидение.
- Основанные на протоколе IP услуги видео по требованию (VoD).
Будучи частью стандарта IEEE 8002, семейство технологий EPON совместимо с:
- Классификацией и системой приоритетов услуг, описанными в стандарте IEEE 802.1D.
- Виртуальными локальными сетями (Virtual Local Area Network - VLAN), описанными в стандарте IEEE 802.1Q.

Слайд 32. Классификация услуг основана на использовании информации о приоритете длиной 3 бита, с помощью которых можно определить $2^3 = 8$ классов услуг. Стандартом IEEE 802.3D рекомендуются классификация и система приоритетов услуг, приведенные в табл. 1.9.

Таблица 1.9. Приоритеты услуг в соответствии со стандартом IEEE 802.1D.

Приоритет	Код приоритета	Услуга
Наивысший	111	Управление сетью. Передача кадров маршрутных протоколов, например, SNMP, RIP)
	110	Речь. Передача данных, критичных к задержке (< 10 мс), например, при интерактивных переговорах (VoIP)
	101	Видео. Передача данных, критичных по задержке (< 100 мс), например, при интерактивных видео обменах (IPTV, VoD).
	100	Гарантированная доставка (Controlled load). Работа в ситуации некритической к задержке, но критической по потерям (например, деловой трафик, поточный трафик с резервированием).
	011	Нормальная (не гарантированная) доставка с более высоким приоритетом, чем Best effort (Excellent effort). Работа в ситуации некритической к задержке, но критической к потерям. Этот режим может использоваться для привилегированных клиентов.
	000 (по умолчанию)	Нормальная (не гарантированная) доставка (Best effort). Это обычный трафик локальных сетей, например, web-сервис
	010	Зарезервирован на будущее
Наинизший	001	Фоновый режим (Background). Массовые пересылки данных.

Технология виртуальных локальных сетей (VLAN) используется для создания независимых логических групп внутри одной физической сети. Эти группы могут формироваться из пользователей, групп пользователей, приложений или оборудования. Согласно стандарту IEEE 802.1Q, посвященного технологии VLAN, к кадру Ethernet добавляется поле VLAN длиной 4 байта. Это поле содержит информацию о приоритете длиной 3 бита, описанную выше, и идентификатор VLAN (VLAN ID) длиной 12 бит. Использование идентификатора VLAN позволяет внутри одной физической сети создать $2^{12} = 4096$ виртуальных локальных сетей.

Виртуальные локальные сети VLAN работают точно также как и отдельные локальные сети. Между сетями VLAN исключается нежелательный трафик, что позволяет достичь безопасности данных различных пользователей и групп пользователей. Это важнейший аспект, так как одна физическая сеть может объединять индивидуальных абонентов, компаний и общественные организации. Увеличилось число сотрудников,

работающих вне предприятия, люди все больше работают дома, поэтому возросло значение компаний, предоставляющих услуги связи между домами сотрудников и предприятиями.

Слайд 33. Согласно стандарту IEEE 802.3ah сеть EPON предназначена только для цифровой связи, а именно для передачи кадров Ethernet. Однако, поскольку сети EPON являются оптическими, они физически могут использоваться и для других приложений, в том числе для аналоговой передачи видео (например, телевидения). Для этой цели используется диапазон длин волн 1550 - 1560 нм. Рис. 1.15 показывает, как сеть EPON используется для передачи аналогового (AM-VSB) или цифрового (DVB-C) телевизионного сигнала.

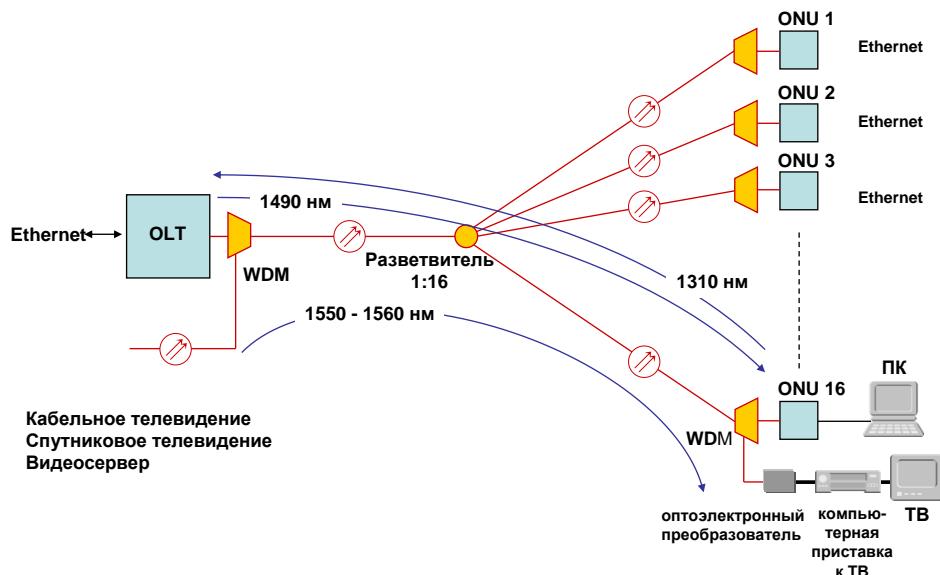


Рис. 1.15. Сеть EPON, предоставляющая услуги аналогового (AM-VSB) или цифрового (DVB-C) телевидения.

1.4. Сравнение возможных топологий сети

Слайд 34. На рис. 1.16 показаны для сравнения три различных топологии сети:

1. Топология «звезда» со связями точка-точка. Каждый пользователь отдельным волокном подключается к узлу доступа.
2. Топология «активная звезда» со связями точка-точка. Каждый пользователь отдельным волокном подключается к городскому или сельскому коммутатору. Коммутатор магистральным волокном соединяется с узлом доступа. Таким образом, магистральное волокно разделяется между всеми пользователями.
3. Пассивная оптическая сеть (PON) со связями точка-многоточка. Магистральное волокно разделяется между всеми пользователями с помощью разветвителя. Каждый пользователь подключается к разветвителю отдельным волокном.

Слайд 35. На рис. 1.16 показаны упрощенные схемы сети, которые используются для организации связи одно волокно. Однако те же принципы могут использоваться и для сети с организацией связи по двум волокнам. В этом случае число волокон на рисунке удвоится. Следует отметить, что и число волокон, и число трансиверов (приемопередатчиков) зависит

от выбранной топологии. Рис. 1.16 иллюстрирует основные критерии выбора топологии сети. Число волокон в оптической сети доступа в любом случае должно превышать минимально необходимое. Вопрос о числе волокон для разных участков сети будет рассмотрен позже.

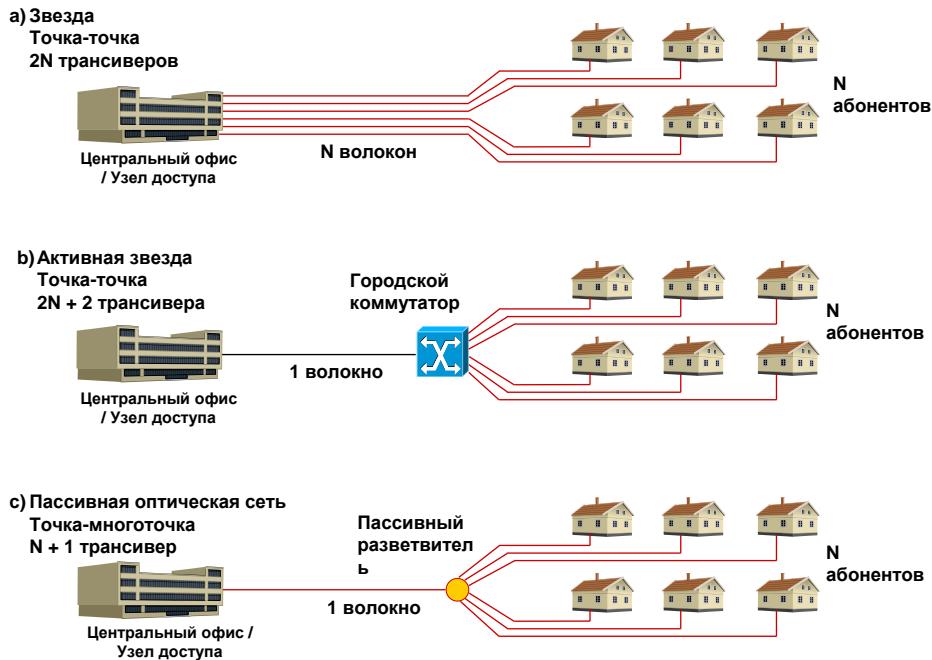


Рис. 1.16. Сравнение различных топологий.

Основной выбор делается между топологиями точка-точка и точка-многоточка. Если выбрана топология точка-точка, это практически означает выбор сети Ethernet (технология EFM, стандарт IEEE 802.3ah) с организацией связи по одному или двум волокнам. Эта сеть была описана в параграфе 1.3.1. Скорость передачи в этом случае может составлять 100 или 1000 Мбит/с. В сетях этого типа следует отдать предпочтение топологии «звезда» (рис. 1.16а), если сеть строится в густонаселенном районе или расстояния от абонентов до узла доступа невелики. При больших расстояниях от абонентов до узла доступа и для малонаселенных районов лучше выбрать топологию «активная звезда» (рис. 1.16б). Установить четкие правила для выбора невозможно, решение принимается в каждом конкретном случае с учетом всех факторов и с использованием расчетов. Также необходимо принимать во внимание потребности в услугах, которые могут возникнуть в будущем.

Если выбрана пассивная оптическая сеть (PON), нужно помнить, что только технологии EPON и GPON позволяют передавать кадры Ethernet. Сети BPON могут передавать только пакеты ATM. Сеть EPON проще, и стоимость оборудования для нее снижается более быстрыми темпами. Сеть GPON обеспечивает лучшие характеристики и более универсальна, но она сложнее и требует больших капитальных вложений. Возможность передачи по сети GPON пакетов ATM и фреймов SDH востребовано, однако, лишь небольшим числом индивидуальных абонентов, так как основной тенденцией является развитие сетей Ethernet. С другой стороны, индивидуальные абоненты - это как раз та группа пользователей, для которых наиболее важно получать услуги широкополосного доступа по умеренной цене. Обе технологии являются новыми, и развитие этих систем только началось, поэтому о реальных тенденциях изменения стоимости оборудования EPON и GPON можно будет говорить только по прошествии некоторого времени.

Максимальная скорость передачи в сети EPON по существующему стандарту составляет 1 Гбит/с. Весной 2006 года в институте IEEE началась разработка нового стандарта сети EPON со скоростью передачи 10 Гбит/с. Этот стандарт планируется утвердить в 2009 году. Пропускная способность сети EPON может быть увеличена при использовании технологии грубого спектрального уплотнения (CWDM). Это значит, например, что в сети EPON, состоящей из 16 абонентских узлов, каждому узлу может быть выделена своя длина волны, на которой он будет передавать и получать данные со скоростью 1 Гбит/с.

1.5. Дополнительные сведения о физических топологиях волоконно-оптических сетей

Слайд 36. Также как и любые сети связи волоконно-оптические сети состоят из узлов сети и соединительных линий связи. При этом узлы сети могут быть соединены между собой по принципу каждый с каждым (полносвязанная топология) (рис.1.17а). Несмотря на логическую простоту, этот вариант является избыточным и, следовательно, неэффективным. Для соединения между собой N узлов требуется $N(N-1)/2$ дуплексных физических соединительных линий.

Все другие варианты топологии основаны на неполносвязанных топологиях. Ячеистая топология получается из полносвязанной путем удаления некоторых связей (рис.1.17б).

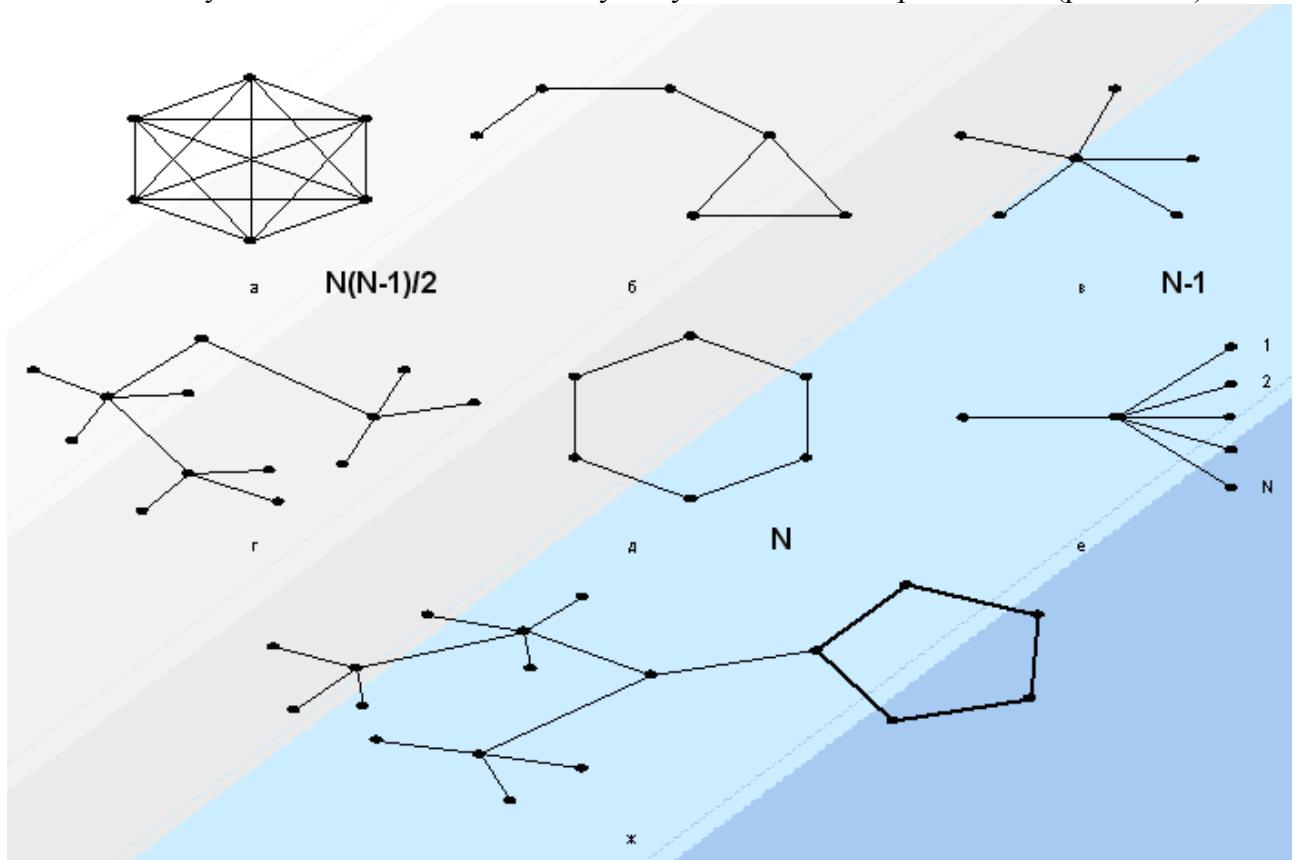


Рис.1.17. Топологии волоконно-оптических сетей

В сетях с кольцевой топологией (рис.1.17д) данные передаются по кольцу от одного узла до другого. Главным достоинством кольцевой топологии является ее малая

избыточность. Для соединения между собой N узлов требуется N дуплексных физических соединительных линий, сигналы по которым передаются в двух направлениях по часовой и против часовой стрелки. При однократном разрыве кольца существует возможность сохранения связи между всеми узлами. Конфигурация кольца позволяет организовать обратную связь, при которой переданная узлом информация возвращается к нему, сделав полный круг. Отправитель может контролировать процесс доставки информации адресату. Кольцевая топология часто используется для создания транспортной сети, узлы которой являются центральными для сетей доступа.

В топологии звезда (рис.1.17в) каждый периферийный узел подключается к центральному, который дополнительно выполняет функции концентратора, маршрутизатора или коммутатора. Для соединения между собой N узлов требуется $N-1$ дуплексных физических соединительных линий. К недостаткам топологии звезда относится низкая надежность, т.к. выход из строя любой соединительной линии приводит к потере связи хотя бы с одним узлом, а выход из строя центрального узла парализует всю сеть.

Для создания пассивных оптических сетей часто используют разветвители (сплиттеры) $1:N$ (рис.1.17е), позволяющие сигнал из одного ОВ передавать одновременно в N ОВ.

Часто центральные узлы различных звезд соединяют между собой, и тогда образуется топология дерево (рис.1.17г). Это часто используемая топология, как в локальных, так и в глобальных сетях.

В то время, как, небольшие сети обычно имеют одну из типовых топологий, большие сети имеют смешанную топологию (рис.1.17ж).

В масштабах государства принято сети делить на магистральные, зоновые и местные. Магистральные сети обеспечивают передачу больших объемов данных между центрами зон, которые в нашей стране обычно являются областными центрами, столицами республик. Зоновые сети обеспечивают передачу данных от центров зон до районных узлов связи. На основе магистральных и зоновых сетей создают кольцевые структуры, которые повышают общую надежность сети страны.

Местные сети принято делить на внутригородские и сельские сети. Сельские сети обеспечивают связь областных и районных центров с прилегающими к ним сельскими населенными пунктами. В настоящее время в большей части магистральных и зоновых сетей в качестве соединительных линий между узлами используются ВОЛС по схеме «точка-точка».

На местных сетях крупных городов для соединения районных узлов связи широко используют транспортные волоконно-оптические сети кольцевой структуры с большой пропускной способностью.

Слайд 37. Районные узлы в городах являются центральными узлами для сетей доступа. В настоящее время большая часть сетей доступа в городах основывается на низкочастотных симметричных кабелях городской телефонной сети. Несмотря на большие успехи в увеличении скорости передачи сигналов по низкочастотным кабелям, эта скорость ограничена и в условиях быстрого роста потребностей населения в широкополосных услугах связи все равно окажется недостаточной.

1.6. Структурная схема ВОЛС по схеме «точка-точка»

Слайд 38. Большая часть современных ВОЛС строится по схеме «точка-точка» и представляют собой цифровые системы передачи (ЦСП) с плезиохронной (PDH) или синхронной (SDH) иерархиями. Двухсторонняя связь осуществляется, как правило, по двум ОВ, расположенным в одном оптическом кабеле (ОК), то есть, используя известную

терминологию для сетей, использующих электрические кабели, можно сказать, что схема связи двухволоконная, однополосная, однокабельная.

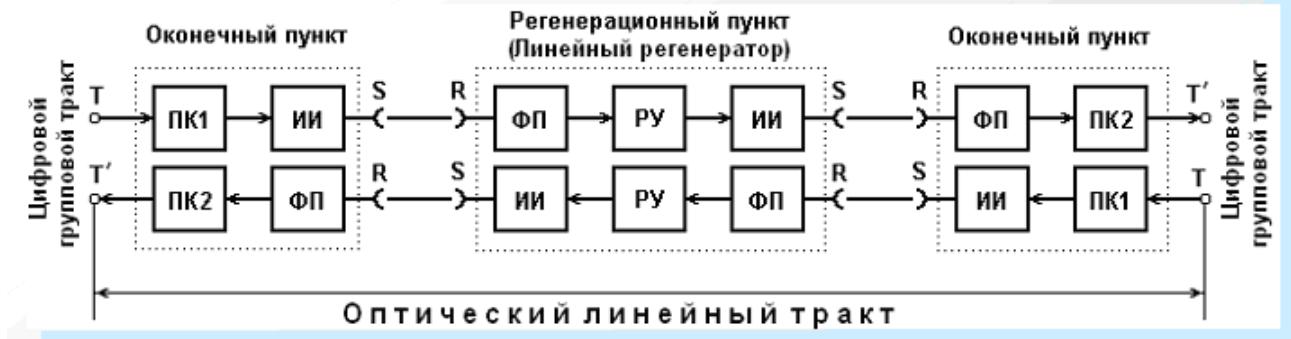


Рис.1.18. Структурная схема одноканальной ВОЛС

В цифровых ВОСП можно выделить линейный оптический тракт, который может работать на одной длине волны оптического излучения (рис.1.18). Оборудование оконечных пунктов (ОП) линейного оптического тракта содержит:

- Преобразователь кода (ПК1) каналаобразующей аппаратуры в линейный код, который предотвращает появление длинных «единиц» и «нулей», приводящих к межсимвольным искажениям, а также обеспечивает устойчивое выделение тактовой частоты, необходимой для работы линейных регенераторов (ЛР)
- Преобразователь кода (ПК2), выполняющий обратное преобразование кодов.
- Источники излучения (ИИ) с усилителями накачки.
- Фотоприемные устройства (ФП).

Для компенсации вносимого затухания в оптическом кабеле между точками S (передатчик) и R (приемник) используются регенерационные пункты (РП), которые восстанавливают ослабленный, искаженный и зашумленный сигнал. В состав РП помимо ИИ и ФП входят решающие устройства (РУ), определяющие характер принятого сигнала («единица» или «ноль»).

Точки Т и Т' являются точками стыка канала передачи цифрового группового тракта соответствующей цифровой иерархии с оптическим линейным трактом. Параметры цифровых групповых трактов в точках стыка нормированы с учетом рекомендаций Международного Союза электросвязи (МСЭ). В рекомендациях определены параметры входного и выходного сигналов в точках Т и Т', типы кодов, сопротивления нагрузок, скорости передачи в электрическом и оптическом трактах, максимально допустимый коэффициент ошибок, характеристики дрожания фазы.

Точки R и S являются оптическими стыками ВОСП. Оптические параметры отнесены для передатчика к точке S, для приемника к точке R, а длина оптического пути определяется расстоянием между точками S и R.

Отдельные строительные длины ОК (обычно 4 - 6 км) соединяют сваркой в специальных муфтах.

ЛР преобразует ослабленный оптический сигнал в электрический, усиливает его, пропускает через пороговое устройство, где сигнал восстанавливается, и вновь преобразует электрический сигнал в оптический, который передается в ОК. При использовании одномодовых ОВ искажения формы оптических импульсов, проходящих по ОВ, минимальны. Это позволяет вместо ЛР использовать оптические усилители (ОУ), которые, не изменяя формы оптического сигнала, усиливают его по мощности.

Слайд 39. Для увеличения пропускной способности в ОВ на передающей стороне могут одновременно вводиться с помощью оптического мультиплексора высокоскоростные сигналы на нескольких оптических несущих (рис.1.19).

Такой вид уплотнения отдельного ОВ получил название: мультиплексирование в волновой области (WDM). Различают плотное и грубое мультиплексирование (DWDM и CWDM). При плотном мультиплексировании число отдельных каналов достигает нескольких десятков (до 200), а расстояние между длинами волн соседних каналов составляет 0.4 нм (50 ГГц) или 0.8 нм (100 ГГц). При грубом спектральном мультиплексировании расстояние между длинами волн соседних каналов выбирается больше 20 нм. На приемной стороне излучение выходящее из ОВ с помощью демультиплексора разделяется по отдельным каналам, преобразуется в канальный электрический сигнал с помощью отдельных фотоприемников.

Линейный оптический тракт с плотным мультиплексированием в волновой области позволяет передавать по двум волокнам несколько высокоскоростных цифровых потоков на разных длинах волн ($\lambda_1 \dots \lambda_n$), которые объединяются в один поток с помощью мультиплексора MX DWDM. В связи с тем, что в мультиплексоре при объединении потоков возникают значительные потери, на его выходе устанавливается выходной оптический усилитель (ОУ). На приемном конце ослабленный сигнал перед поступлением на демультиплексор DMX DWDM также усиливается во входном ОУ.

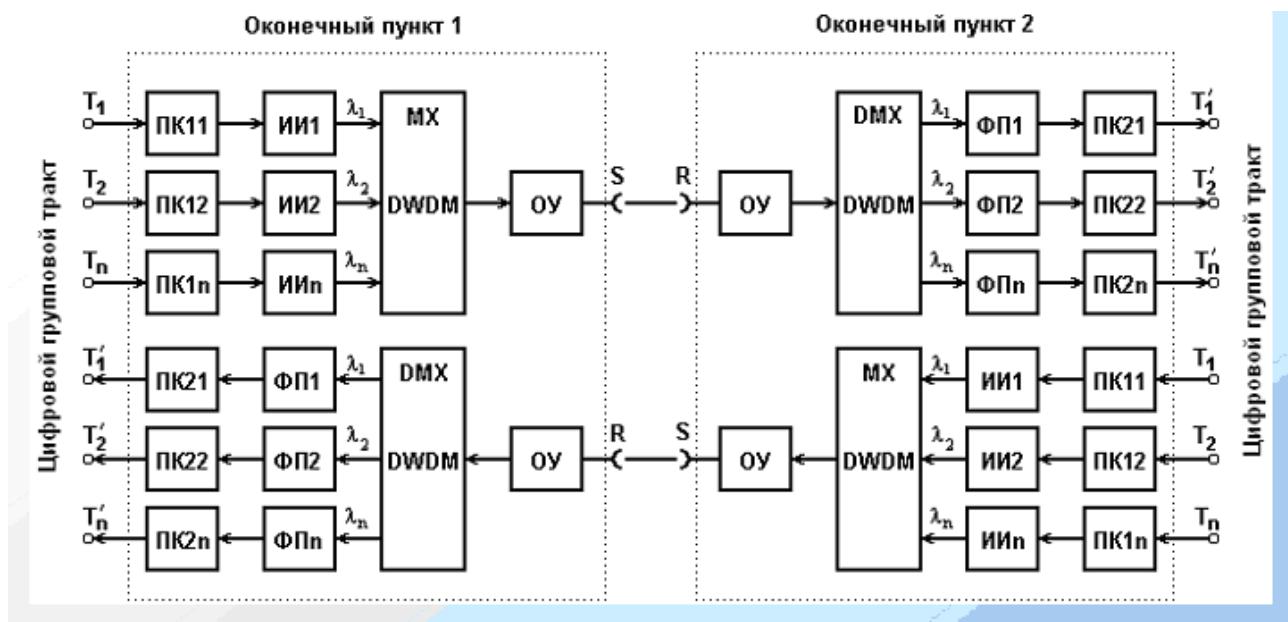


Рис. 1.19. Структурная схема многоканальной ВОЛС со спектральным уплотнением

1.7. Интегральные параметры ВОСП

1.7.1. Параметры передающего устройства

Слайд 40. К основным оптическим параметрам передающего устройства в точке S относятся:

1. Средняя длина волны излучения λ_0 ИИ и ширина спектра его излучения $\Delta\lambda$, которая может определяться как среднеквадратическое значение или на уровне 0.5 от максимальной величины (рис.1.20). Так обычно определяют ширину спектра излучения для светоизлучающих диодов (СИД) и многомодовых лазеров. Для одномодовых, одночастотных

лазеров чаще ширину спектра излучения определяют на уровне -20 дБ (1% от максимальной величины). Для определения длины волны λ_0 и ширины спектра $\Delta\lambda$ излучения используют анализаторы оптического спектра, основанные на оптической фильтрации с помощью дифракционной решетки или интерферометра.

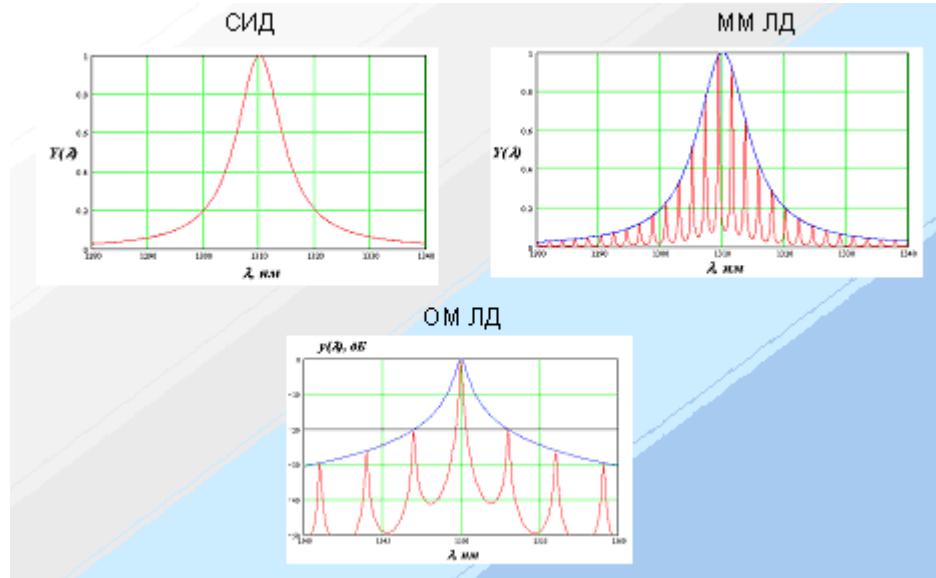


Рис.1.20. Спектры излучения источников, используемых в ВОЛС

2. Средняя мощность излучения P_0 , вводимого в ОВ, при равной вероятности передачи 1 и 0, которая может измеряться в единицах мощности Вт или в логарифмических единицах дБм. В качестве испытательного сигнала для определения параметров передающего устройства можно использовать псевдослучайные последовательности (ПСП). Важным параметром излучателя является нестабильность излучаемой мощности, которая может характеризоваться среднеквадратическим отклонением средней мощности. Эта величина также может измеряться в единицах мощности Вт или в относительных логарифмических единицах дБ. Измерения проводят оптическими ваттметрами, которые градуируют на фиксированных длинах волн излучения (0.85, 1.3, 1.55 и 1.64 мкм) в абсолютных и логарифмических единицах. Часто оптические ваттметры совмещают в одном корпусе с источником излучения. Такие приборы называют мультиметрами или оптическими тестерами. Комплект из двух таких приборов позволяет проводить измерения затухания в ОВ и пассивных элементах ВОСП.

3. **Слайд 41.** Важной характеристикой полупроводникового источника излучения является его модуляционная характеристика, т.е. зависимость мощности оптического излучения от тока через р-п переход.

4. Коэффициент гашения (экстинкции), который определяется отношением мощности излучения при передаче «1» к мощности излучения при передаче «0». Его можно выразить просто отношением или в относительных логарифмических единицах дБ, наблюдая глаздиаграмму, получающуюся, если подать выходной оптический сигнал на собственный оптический вход.

Для исключения возможной перегрузки фотоприемника (ФП) между оптическим входом и выходом включают оптический аттенюатор. При выборе испытательной ПСП для измерений по глаз-диаграмме необходимо, чтобы число регистров в генераторе ПСП было равно максимально возможному числу единиц, которые могут идти подряд в используемом

линейном коде. Например, для ВОСП, использующей код В4В5 подряд может идти не более 5 единиц или нулей.

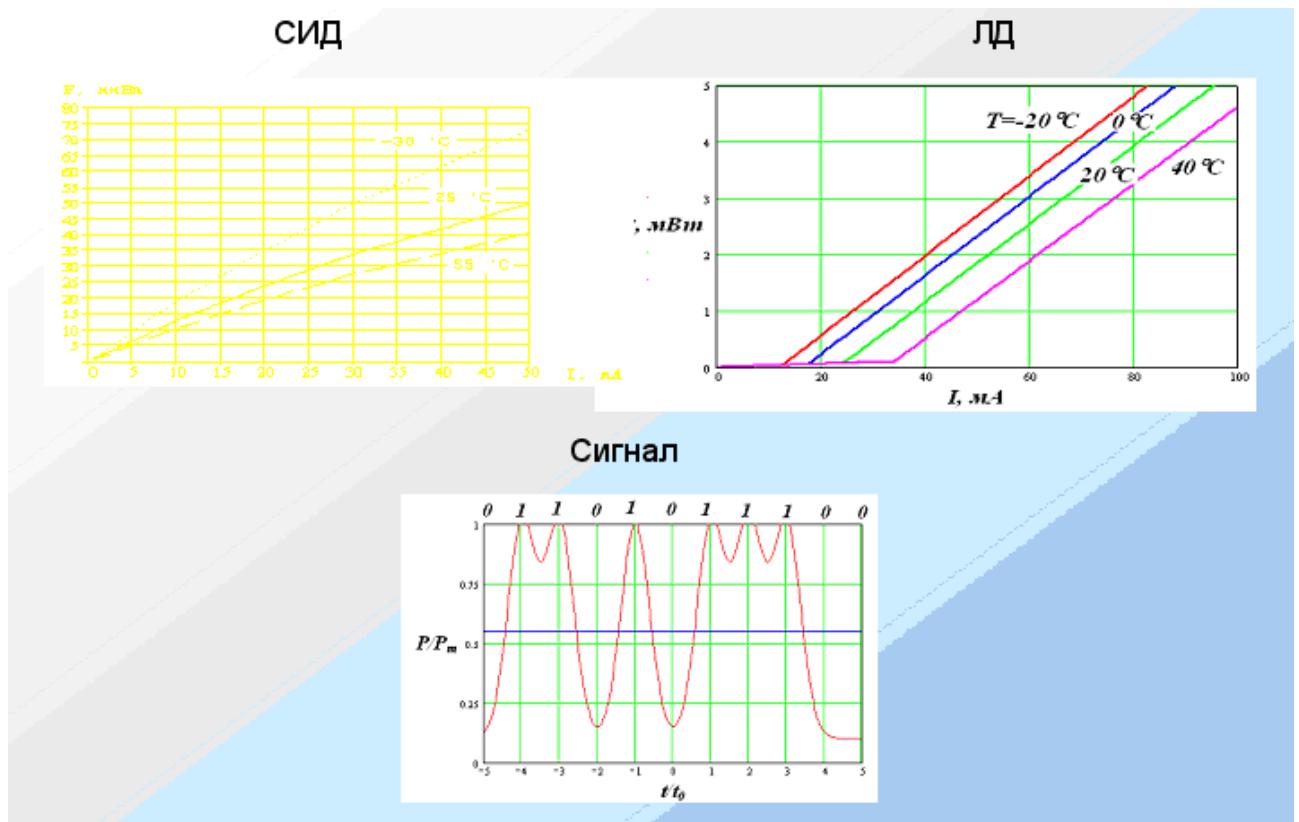


Рис.1.21. Модуляционные характеристики источников излучения для ВОЛС

5. Форма выходных оптических импульсов (время нарастания и спада, длительность, колебательность) определяется по глазу диаграмме, которая должна соответствовать шаблону глаз-диаграммы для данной ВОСП.

1.7.2. Параметры приемного устройства

Слайд 42. К основным оптическим параметрам фотоприемного устройства (ФПУ) можно отнести (рис.1.22):

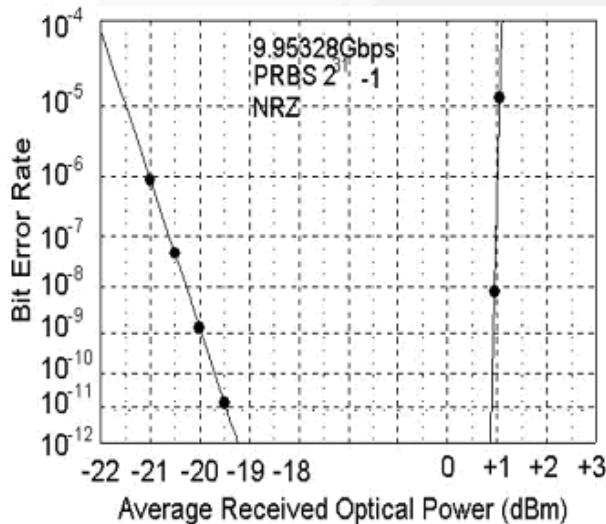
1. Чувствительность ФПУ, которая определяется как минимальное среднее значение мощности оптического излучения в точке R , при которой обеспечивается заданный коэффициент ошибок (обычно 10^{-10}). Чувствительность ФПУ может быть выражена в единицах мощности или в логарифмических единицах дБм. Для измерения чувствительности необходимы: оптический ваттметр, измеритель коэффициента ошибок (ИКО) и регулируемый аттенюатор.

2. Динамический диапазон ФПУ, который определяется как отношение максимальной мощности излучения в точке R , при которой обеспечивается заданный коэффициент ошибок, к чувствительности. Динамический диапазон обычно выражают в логарифмических единицах дБ. При определении динамического диапазона используются те же приборы, что и для определения чувствительности. Оба параметра могут быть определены в одной измерительной процедуре.

3. Коэффициент отражения ФПУ в точке R определяется отношением отраженной от ФПУ мощности к падающей на него мощности. Для его определения может использоваться оптический рефлектометр (ОР) или специальный прибор. Коэффициент отражения может быть выражен отношением или в относительных логарифмических единицах дБ.

4.

Зависимость коэффициента ошибок от средней мощности сигнала



Глаз диаграмма на входе решающего устройства

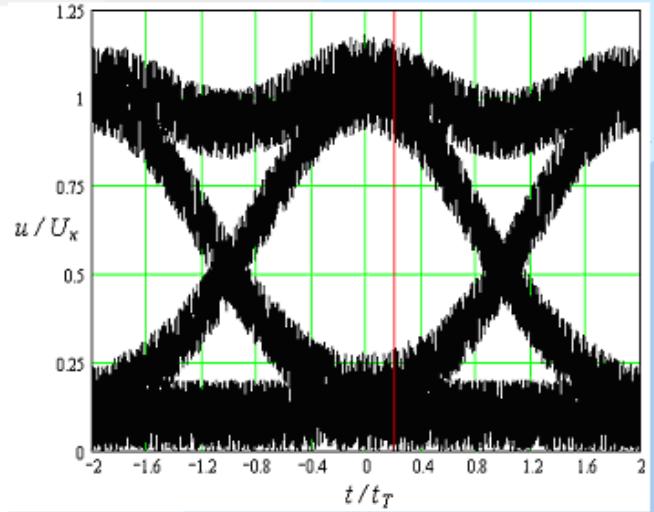


Рис.1.22. Интегральные характеристики приемников излучения для ВОЛС

1.7.3. Параметры линейного оптического тракта

К основным параметрам линейного оптического тракта можно отнести:

1. Вносимое затухание (ослабление оптического сигнала в линейном тракте между точками S и R). Для измерения вносимого затухания используют оптические тестеры, которые могут представлять собой комплект из источника и приемника излучения. Однако чаще для этой цели используют оптические мультиметры, объединяющие в одном корпусе источник и приемник излучения. Основными причинами погрешности измерения являются неодинаковость потерь в рабочем разъеме излучателя ВОСП и разъеме излучателя оптического тестера и отличие длин волн излучателя ВОСП и оптического тестера.
2. Дисперсионные искажения (уширение оптических импульсов) могут выявляться и измеряться при эксплуатации путем сравнения глаз-диаграмм в точках S и R . Сложность этих измерений определяется тем, что при малых затуханиях и расстояниях само уширение очень мало и его трудно измерить, а при больших затуханиях и расстояниях мало отношение сигнала к шуму на дальнем конце, что снижает точность измерений по глаз-диаграмме.
3. Возвратные потери (отражения от неоднородностей в ВТ) нормируются, так как в одномодовых ВТ обратно отраженные импульсы интерферируют в резонаторе полупроводникового лазера с излучаемыми, что изменяет амплитуду и искажает форму излучаемых импульсов. Это приводит к увеличению коэффициента ошибок, что недопустимо. Возвратные потери, также как и коэффициент отражения от ФПУ, измеряются ОР или специальными приборами. Их, как правило, выражают в логарифмических единицах.

Слайд 43. Энергетические уровни, характеризующие работу реальной ВОСП, показаны на рис. 1.23.

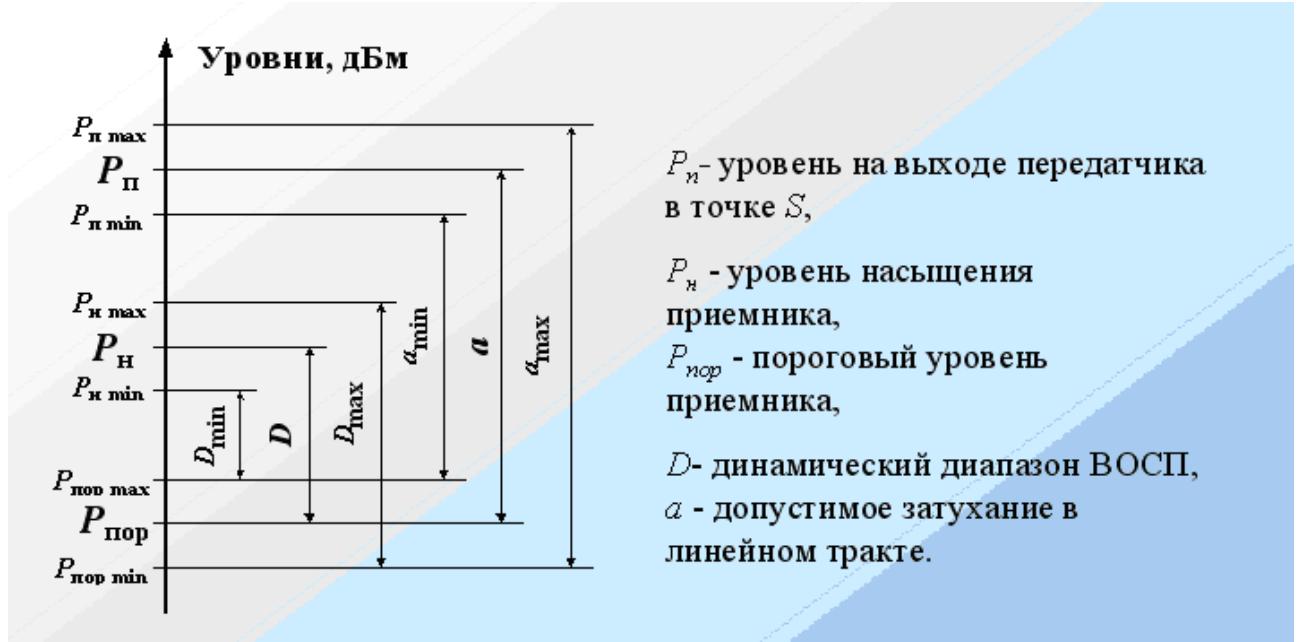


Рис.1.23. Диаграммы энергетических уровней ВОСП

1.7.4. Параметры цифровых ВОСП плезиохронной иерархии

У нас в стране были разработаны два стандарта: ГОСТ 27908-88 «Стыки цифровых ВОСП первичной сети ЕАСС» и ГОСТ 28872-90 «Аппаратура линейных трактов цифровых ВОСП. Типы. Основные параметры. Общие технические требования».

Слайд 44. Параметры цифровых ВОСП плезиохронной иерархии приведены в табл. 1.10. В соответствии с этими ГОСТами были предусмотрены ВОСП со скоростями 2, 8, 34, 140 и 565 Мбит/с, работающие на длинах волн 850, 1300 и 1550 нм, с использованием многомодовых (МОВ) и одномодовых (ООВ) оптических волокон. Оговаривались максимальные затухания оптического регенерационного участка от 22 дБ при использовании СД и до 51 дБ при использовании ЛД ($\lambda = 850$ нм) и среднее значение вводимой в ВС мощности на уровне 0 дБм (для ЛД) до -9 дБм (для СД). Запас энергетического потенциала рекомендовалось выбирать более 3 дБ, допустимые потери в неразъемных соединениях 0.1 дБ для ОВС и 0.3 дБ для МВС, в разъемных соединениях 1 дБ. Динамический диапазон приемного устройства должен был превышать 15 дБ.

Таблица 1.10. Параметры ВОСП плазиохронной иерархии

№ п/п	Наименование параметра	Нормируемые значения параметров					
		ГОСТ 27908-88		ГОСТ 28672-90		Рекомендации G.956	
		Минимальн. знач.	Максимальн. знач.	Минимальн. знач.	Максимальн. знач.	Минимальн. знач.	Максимальн. знач.
1	2	3	4	5	6		
1	Параметры ЦВОСП						
1.1	Номинальные скорости передачи, Мбит/с	2, 8, 34, 140	8, 34, 140	140, 565	2, 8, 34, 140, 565		
1.2	Диапазон рабочих длин волн, нм	850, 1300, 1550	850, 1300	1300, 1550	850, 1300, 1550		
1.3	Линейный коэф.	Не нормируется	по ГОСТ 10291-87	Не нормируется	по ГОСТ 10291-87	Не нормируется	по ГОСТ 10291-87
1.4	Макс. загрузка оптического ретрансляционного участка тракта, дБ	2 Мбит/с ΔР=10МГц 8 Мбит/с ΔР=20МГц 34 Мбит/с ΔР=50МГц	51 (ЛД) 30 (СД) 47 (ЛД) 41 (СД) 41 (ЛД) 35 (СД) 22 (СД)	46 (ЛД) 30 (СД) (ЛД) 35 (СД) 22 (СД)	51 (ЛД) 30 (СД) (ЛД) 47 (ЛД) 41 (ЛД) 22 (СД)	850 51 (ЛД) 47 (ЛД) 41 (ЛД) 22 (СД)	1300 46 (ЛД) 30 (СД) 0 0
2	Параметры передающего устройства (точка S)						
2.1	Тип источника излучения	СД, ЛД	СД, ЛД	СД, ЛД	СД, ЛД	СД, ЛД	СД, ЛД
2.2	Средний коэф. излучения излучателя, лм	Не нормируется	3,0—5,0	0,3—2,0	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется
2.3	Среднее излучение линзного стекла излучателя, измеренного в ОВ, лм	Не нормируется	от -9 до 0	не менее 0	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется
2.4	Влияние коэффициента засветки излучателя (фактора), дБ	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется
3	Параметры приемного устройства (точка R)						
3.1	Чувствительность приемного устройства, дБм	8 Мбит/с 34 Мбит/с	Не нормируется	от -53 до -47 от -48 до -35	Не указано Не указано	Не нормируется	Не нормируется
3.2	Диапазон рабочих длин волн, нм	Не нормируется	15	15	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется
3.3	Затухание приемника оптического излучения, дБ	3	Не нормируется	3	Не нормируется	3	Не нормируется
4	Параметры полюкотно-оптического тракта (между точками S и R)						
4.1	Тип оптического волокна	ММВ, ОМВ	ММВ, ОМВ	ММВ, ОМВ	ММВ, ОМВ	ММВ, ОМВ	ММВ, ОМВ
4.2	Макс. длина снаряда, км/лок	Не нормируется	100—250	Не указано	300 или 140	300 или 140	300 или 140 Мбит/с
4.3	Потеря в изоляции соединения, дБ	0,1 или ОМВ, 0,3 или ММВ	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется
4.4	Потеря в разъемах соединения, дБ	1	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется	Не нормируется

1.7.5. Параметры цифровых ВОСП синхронной иерархии

Слайд 45. Параметры оптических стыков (табл. 1.11) для синхронной цифровой иерархии (SDH) рассмотрены в рекомендации МСЭ G.957 и в [3]. Для стыков ВОСП всех иерархий рекомендовано бинарное кодирование сигнала кодом NRZ (без возврата к 0). Для исключения длинных «1» и «0» сигнал скремблируется в соответствии с рекомендацией G.709. Предъявлены более жесткие требования к форме импульса передатчика (контроль осуществляется по шаблону «глаз-диаграммы» передающего устройства в точке S, а также к спектральным характеристикам источников излучения. Введены требования по возвратным потерям, приведенным к точке S, и на максимальный коэффициент отражения между точками S и R.

Таблица 1.11. Рекомендуемые параметры оптических стыков

Код применения	Внутри- станци- онные	Межстанционные				
		Короткие		Длинные		
Номинальная длина волны излучения, нм	1310	1310	1550	1310	1550	1550
Тип волокна по рекомендации МСЭ	G.652	G.652	G.652	G.652	G.652 G.654	G.653
Расстояние, км	< 2	15	15	40	60	60
Уровень СТМ	СТМ-1	I - 1	S - 1.1	S - 1.2	L - 1.1	L - 1.2
	СТМ-4	I - 4	S - 4.1	S - 4.2	L - 4.1	L - 4.2
	СТМ-16	I - 16	S - 16.1	S - 16.2	L - 16.1	L - 16.2

ОК используются в SDH для внутристанционной (внутриобъектовой) и межстанционной связи. Определены 3 категории применения:

I - внутристанционные, с длинами менее 2 км,

S - короткие межстанционные с длинами примерно до 15 км,

L - длинные межстанционные, около 40 км в окне 1310 нм и около 60 км в окне 1550 нм.

В аппаратуре категорий *I*, *S* минимизируется стоимость, аппаратура категории *L* имеет более высокую стоимость, но обеспечивает максимальные длины регенерационных секций.

Слайд 46. Значения оптических параметров приведены для СТМ-1 в таблице 1.12, для СТМ-16 в таблице 1.13.

В таблицах 1.12 и 1.13 приняты следующие сокращения:

MLM (multi-longitudinal mode), что означает лазер со многими продольными модами,

SLM (single-longitudinal mode), что означает лазер с одной продольной модой.

Указание типа излучателя в таблицах носит рекомендательный характер и не является жестким требованием. Например, MLM-лазер всегда может быть заменен SLM-лазером, но это приводит к удорожанию аппаратуры. Спектральные характеристики передатчика определяются только параметрами лазера. Максимальная среднеквадратичная ширина спектра излучения для передатчиков с MLM, максимальная ширина спектра излучения на уровне -20 дБ (1%) и минимальное подавление соседних мод для передатчиков с SLM могут контролироваться при изготовлении аппаратуры ВОСП СЦИ.

Средняя мощность излучения - это средняя мощность псевдослучайной последовательности оптических импульсов, вводимых в волокно. Она задана, как диапазон значений, с целью обеспечить возможность оптимизации стоимости системы передачи и учесть допуски при работе в стандартных условиях, деградацию оптического разъема

передатчика, погрешности измерения и эффекты старения. Средняя мощность лазера поддерживается постоянной с помощью системы автоматического регулирования.

Для каждого применения, указанного в табл. 1.11, задаются затухание и дисперсия между точками *S* и *R*, приведенные в табл. 1.12 и 1.13.

Системы, ограниченные дисперсией, имеют максимально допустимые значения дисперсии, указанные в табл. 1.12 и 1.13. Эти значения учитывают максимально допустимые оптические пути, спектральные характеристики передатчика и дисперсию волокна в диапазоне рабочих длин волн.

Слайд 47. Системы, ограниченные по затуханию, обычно не критичны к величине дисперсии. В табл. 1.12 и 1.13 требования по дисперсии для этих систем не задаются (указано «нзд»).

Таблица 1.12. Рекомендуемые параметры ВОСП СТМ-1

Цифровой сигнал	СТМ-1 в соответствии с рекомендациями G.707, G.709 и номинальной скоростью передачи 155,520 Мбит/с										
	I-1		S-1.1		S-1.2		L-1.1		L-1.2		L-1.3
Код применения											
Рабочий диапазон длин волн, нм	1260-1360		1260-1360		1430-1569	1430-1580	1280-1335	1480-1580		1534-1566/1508-1580	1480-1580
Передатчик в эталонной точке S											
Тип излучателя	MLM	LED	MLM	MLM	SLM	MLM	SLM	SLM	MLM	SLM	
Максимальная СКВ ширина спектра, нм	40	80	7,7	2,5	-	4	-	-	4/2,5	-	
Макс. ширина спектра на уровне минус 20 дБ, нм	-	-	-	-	1	-	1	1	-	1	
Миним. подавление соседних мод, дБ	-	-	-	-	30	-	30	30	-	30	
Средняя излучаемая мощность, дБм											
максимальная	-8	-8	-8	-8		0	0	0			
минимальная	-15	-15	-15	-15		-5	-5	-5			
Коэффициент гашения, дБ	8,2	8,2	8,2	8,2		10	10	10			
Оптический тракт между S и R											
Затухание, дБ	0-7	0-12	0-12	10-28		10-28	10-28	10-28			
Максимальная дисперсия, пс/нм	нзд	96	296	нзд		нзд	нзд	нзд		185/296	
Макс. коэффициент отражения, между S и R, дБ	нзд	нзд	нзд	нзд		нзд	нзд	нзд		нзд	
Приемник в эталонной точке R											
Минимальная чувствительность, дБм	-23	-28	-28	-34		-34	-34	-34			
Минимальная перегрузка, дБм	-8	-8	-8	-10		-10	-10	-10			
Макс. дополнительные потери ОТ, дБ	1	1	1	1		1	1	1			
Макс. коэффициент отраж. приемника в т. R, дБ	нзд	нзд	нзд	нзд		нзд	нзд	нзд		нзд	

Таблица 1.13. Рекомендуемые параметры ВОСП СТМ-16

Цифровой сигнал	СТМ-16 в соответствии с рекомендациями G.707, G.958 Номинальная скорость передачи 2488.320 Мбит/с					
	<i>L</i> 16	<i>S</i> -16.1	<i>S</i> -16.2	<i>L</i> -16.1	<i>L</i> -16.2	<i>L</i> -16.3
Код применения						
Рабочий диапазон длин волн, нм	1265-1360	1260-1360	1430-1580	1280-1335	1480-1580	1480-1580
Передатчик в эталонной точке <i>S</i>						
Тип применения	<i>MLM</i>	<i>SLM</i>	<i>SLM</i>	<i>SLM</i>	<i>SLM</i>	<i>SLM</i>
Спектральные характеристики						
Макс. среднеквадр. ширина спектра, нм	4	-	-	-	-	-
Макс. ширина спектра -20 дБ, нм	-	1	<1	1	<1	<1
Мин. подавление соседних мод, дБ	-	30	30	30	30	30
Средняя излуч. мощность, дБм						
максимальная	-3	0	0	0	+1	0
минимальная	-10	-5	-5	-5	-4	-5
Коэффициент гашения, дБ	8,2	8,2	8,2	10	8,2	10
Оптический тракт между <i>S</i> и <i>R</i>						
Затухание, дБ	0-7	0-12	0-12	10-20	10-20	10-20
Макс. дисперсия, пс/нм	12	150	-	150	1220	-
Мин. возвратные потери в т. <i>S</i> , дБ	24	24	24	24	24	24
Макс. отражение между <i>S</i> и <i>R</i> , дБ	-27	-27	-27	-27	-27	-27
Приемник в эталонной точке <i>R</i>						
Мин. чувствит. дБ	-18	-18	-18	-26	-26	-26
Мин. перегрузка, дБм	-3	0	0	-10	-9	-10
Макс. дополнительные потери ОТ, дБ	1	1	1	1	2	1
Макс. отражение приемника в т. <i>R</i> , дБ	-27	-27	-27	-27	-27	-27

ЛИТЕРАТУРА

3. Пассивные компоненты для волоконно-оптических сетей доступа. Оптические волокна, кабели, соединители, кроссы, разветвители и т.п.

3.1. Понятие пассивного компонента

К пассивным компонентам ВОЛС относят компоненты, не потребляющие энергию никаких внешних электрических или оптических источников:

- Оптическое волокно (тема 2);
- Разъемные и неразъемные соединители и оптические шнуры (п. 3.3);
- Изоляторы (п. 3.4);
- Аттенюаторы (п. 3.5);
- Компенсаторы дисперсии (п. 3.6);
- Разветвители (п. 3.8);
- Фильтры (п. 3.9);
- Мультиплексоры WDM (п. 3.10);
- Циркуляторы (п. 3.11);

В данной теме также будут рассмотрены:

- Оптические кабели (п. 3.12)
- Кроссовое оборудование (п. 3.13);
- Кабельные вставки (п. 3.14).

3.2. Общие параметры пассивных компонентов, имеющих один вход и один выход

К пассивным компонентам, имеющим один вход и один выход, относятся: разъемные и неразъемные соединители и оптические шнуры, изоляторы, аттенюаторы, компенсаторы дисперсии.



Рис. 3.1. К определению вносимых и возвратных потерь.

Перечисленные компоненты характеризуются двумя основными параметрами: вносимым затуханием и возвратными потерями (рис. 3.1).

Вносимое затухание или вносимые потери (Insertion Loss) определяют уменьшение мощности излучения в компоненте. Они рассчитываются по выражению:

$$a_{IL} = -10 \cdot \lg \frac{P_{out}}{P_{in}}, \quad (3.1)$$

где P_{in} и P_{out} - мощности излучения на входе и выходе компонента, соответственно. Вносимые потери выражают в децибелах (дБ).

Возвратные потери (Return Loss) определяют долю оптической мощности, которая отражается от компонента:

$$a_{RL} = -10 \cdot \lg \frac{P_{ref}}{P_{in}}, \quad (3.2)$$

где P_{in} и P_{ref} - мощности падающего и отраженного излучения, соответственно. Возвратные потери выражают в децибелах (дБ).

Отношение мощностей, стоящее в (3.2) под знаком логарифма, представляет собой коэффициент отражения:

$$R = \frac{P_{ref}}{P_{in}}. \quad (3.3)$$

Поэтому выражение (3.2) можно записать в виде:

$$a_{RL} = -10 \cdot \lg R. \quad (3.4)$$

Возвратные потери нормируются для высокоскоростных одномодовых магистралей, так как одномодовые излучатели очень чувствительны к обратному отражению, которое приводит к трудно предсказуемым искажениям излучаемого сигнала из-за интерференции прямого и обратного сигналов.

Чем больше возвратные потери, тем меньше коэффициент отражения и, следовательно, тем качественнее соответствующий компонент.

3.3. Разъемные и неразъемные соединения и соединители. Оптические шнуры.

В волоконно-оптических линейных трактах используются как разъемные, так и неразъемные соединения. Разъемные соединения предназначены для соединения различных компонентов волоконно-оптического линейного тракта с оптическими волокнами оптических кабелей, а также для соединения ОВ между собой. Преимуществами разъемных соединений являются простота и оперативность подключения, возможность реконфигурации физической топологии сети, которая обеспечивает гибкость, универсальность и возможность развития волоконно-оптической сети. Эти качества являются очень ценными для сложных локальных сетей, которые имеют небольшую протяженность.

Для построения протяженных ВОЛС, которые используются в качестве соединительных линий между узлами сети, более важными являются такие параметры соединения, как вносимые и возвратные потери, надежность, срок службы, стоимость в расчете на одно соединение. Поэтому на протяженных линиях используются только неразъемные сварные соединения.

Промежуточное положение между разъемными и сварными соединениями по характеристикам занимают неразъемные механические соединения.

3.3.1. Параметры соединений

Соединения ОВ характеризуются вносимыми и возвратными потерями (см. п. 3.2). Физические причины вносимых потерь в соединениях можно разделить на внутренние и внешние. Внутренние вносимые потери возникают из-за различия параметров соединяемых ОВ. Эти потери невозможно уменьшить совершенствованием технологии создания соединений, конструкции соединителей, сварочных аппаратов, повышением мастерства кабельщиков и т. п. К причинам внутренних вносимых потерь относятся:

- неодинаковость диаметров сердцевин соединяемых ОВ,
- неодинаковость показателей преломления соединяемых ОВ,
- неодинаковость числовых апертур соединяемых ОВ,
- наличие эксцентрикитетов сердцевина/оболочка ОВ с разных сторон.

К внешним вносимым потерям относят потери, возникающие по причине несовершенства инструментов и оборудования, применяемых для сращивания ОВ, недостаточного мастерства кабельщиков и т. п. Такими причинами являются остаточные угловое, радиальное и осевое (только для разъемных соединений) смещения осей соединяемых ОВ (рис. 3.2), а также шероховатости и загрязнение их торцевых поверхностей. Эти потери имеют тенденцию к снижению

при совершенствовании технологии создания соединений, конструкции соединителей, сварочных аппаратов, повышении мастерства кабельщиков и т. п.

Вносимые потери для сварного соединения в среднем составляют 0.01-0.07 дБ, для механического соединения – 0.05-0.2 дБ, для разъемного 0.1-0.5 дБ.

Возвратные потери характеризуют величину отраженного от соединения сигнала. Отражение возникает от сварного соединения ОВ с отличающимися показателями преломления сердцевин, а также от разъемного или механического соединения ОВ с осевым смещением даже при одинаковых показателях преломления сердцевин. Средние возвратные потери для качественного сварного соединения составляют более 60 дБ, данная величина удовлетворяет всем существующим требованиям к этому параметру.

Средние возвратные потери для разъемного или механического соединения с осевым смещением двух ОВ с плоскими торцами (сколотых перпендикулярно оптическим осям) при нахождении в зазоре воздуха дают значение $a_{RL} = 11$ дБ, что является недопустимо малой величиной для большинства применений. В рекомендации МСЭ для STM-16 средние возвратные потери должны составлять не менее 27 дБ.

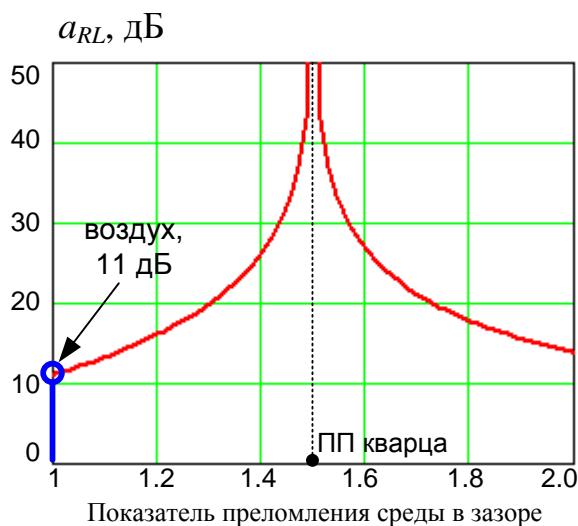


Рис. 3.3. Увеличение возвратных потерь с помощью иммерсии.

практически невозможно (рис. 3.4а). Поэтому во всех современных соединителях используют полировку торцов наконечников (рис. 3.4б), придающую им сферическую форму. Радиус кривизны для наконечников выбирается в диапазоне 15-25 мм. При этом заделанные в них ОВ со-прикасаются своими сердцевинами. Такую полировку обозначают РС – physical contact.

Существуют три типа полировки РС, отличающиеся возвратными потерями:

- простая РС полировка, $a_{RL} > 30$ дБ,
- полировка Super PC, $a_{RL} > 40$ дБ,

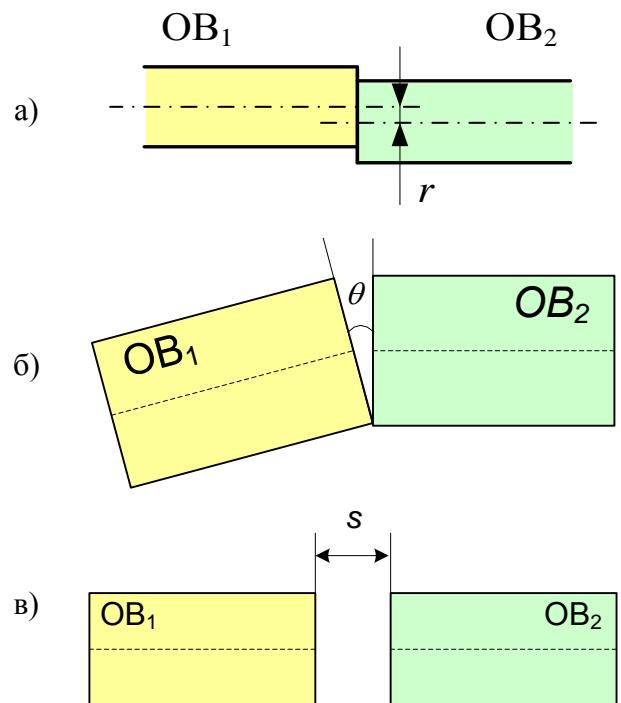


Рис. 3.2. Смещения осей соединяемых ОВ:
а - радиальное, б – угловое, в - осевое.

Увеличить возвратные потери в разъемном и механическом соединении можно с помощью иммерсии, то есть введения в зазор между торцами ОВ иммерсионного вещества. На рис. 3.3 показана зависимость возвратных потерь от показателя преломления среды в зазоре. Для увеличения возвратных потерь до 27 дБ показатель преломления иммерсионного вещества должен отличаться от показателя преломления сердцевин ОВ не более чем на 5%.

Увеличить возвратные потери в разъемном соединении можно также, обеспечив физический контакт торцов соединяемых ОВ, то есть уменьшив величину осевого смещения до нуля (в идеальном случае).

Доказано, что обеспечить физический контакт двух плоских торцов соединяемых ОВ

- полировка Ultra PC, $a_{RL} > 50$ дБ.

Возвратные потери можно дополнительно увеличить при использовании углового физического контакта (angled PC, APC). При наклонном торце (рис. 3.4в) даже при несовершенном физическом контакте отраженный сигнал не распространяется обратно по сердцевине ОВ, а отражается в оболочку. Возвратные потери для соединителя с полировкой APC превышают 60 дБ.

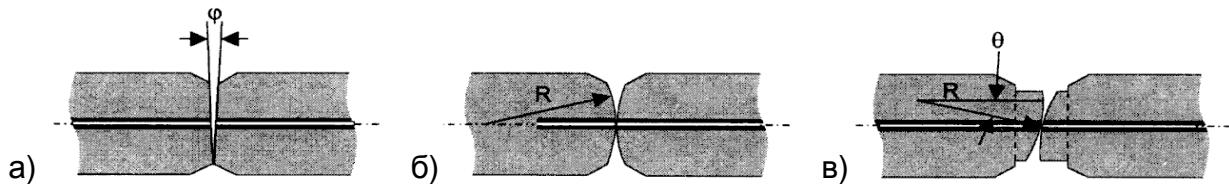


Рис. 3.4. Типы контактов соединителей: а) плоская поверхность, б) сферическая поверхность – физический контакт (PC), в) наклонная сферическая поверхность – угловой физический контакт (APC)

Цвет корпуса соединителя несет частичную информацию о полировке торцов наконечников. Для соединителей с полировкой APC принят зеленый цвет корпуса, корпуса соединителей с другими типами полировки окрашиваются в синий цвет.

3.3.2. Разъемные соединители

Наибольшее распространение получила симметричная конструкция разъемного соединителя ОВ (рис. 3.5). Для соединения двух ОВ в этом случае нужны 2 вилки (коннектора) и переходная розетка (адаптер). Главным элементом вилки является наконечник наружным диаметром 2.5 мм с отверстием для ввода ОВ, которое предварительно освобождается от защитных покрытий. Наиболее жесткие требования предъявляются к параметрам отверстия (калипляра) наконечника, которое должно обеспечить минимальный люфт введенного в него ОВ. В соответствии со стандартом диаметр отверстия составляет $126 +1/-0$ мкм для одномодового ОВ и $127+2/-0$ мкм для многомодового ОВ. Наконечники изготавливают из нержавеющей стали или из керамики на основе циркония или оксида алюминия. Переходная розетка снабжается центрирующим элементом, выполненным в виде упругой трубы с продольным разрезом. Центрирующий элемент плотно охватывает наконечники, обеспечивая их строгую соосность.

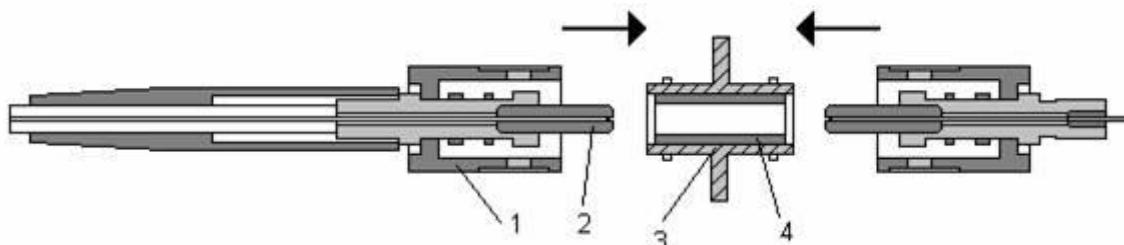


Рис. 3.5. Конструкция симметричного соединителя: 1 – корпус вилки (коннектора), 2 – наконечник, 3 – корпус розетки (адаптера), 4 - центрирующий элемент.

К разъемным соединителям предъявляются следующие требования: малые вносимые потери, малое обратное отражение, устойчивость к внешним механическим, климатическим и другим воздействиям, высокая надежность и простота конструкции, незначительное ухудшение параметров после многократных повторных соединений.

Существующая номенклатура стандартных соединителей достаточно велика и включает как малогабаритные соединители, размер которых не превышает размер разъема RJ-45, так и немалогабаритные соединители, размер которых примерно в 2 раза превышает размер разъема RJ-45. Из немалогабаритных соединителей наибольшее распространение получили соединители ST, SC и FC (рис. 3.6, рис. 3.7, рис. 3.8). Все они имеют диаметр наконечника 2.5 мм, сферическую форму торца наконечника и выпускаются с различными типами физического контакта.



Рис. 3.6. Соединитель ST: а – коннектор, б - адаптер.

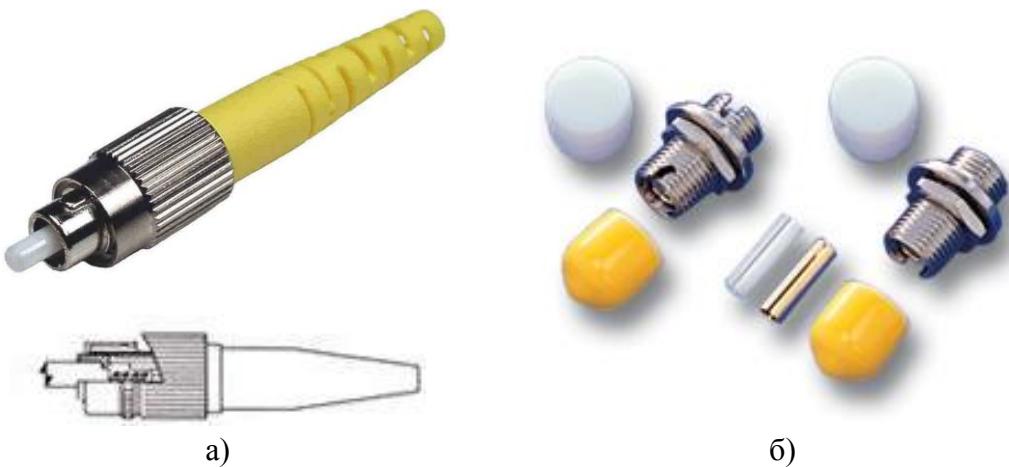


Рис. 3.7. Соединитель FC: а – коннектор, б - адаптер.

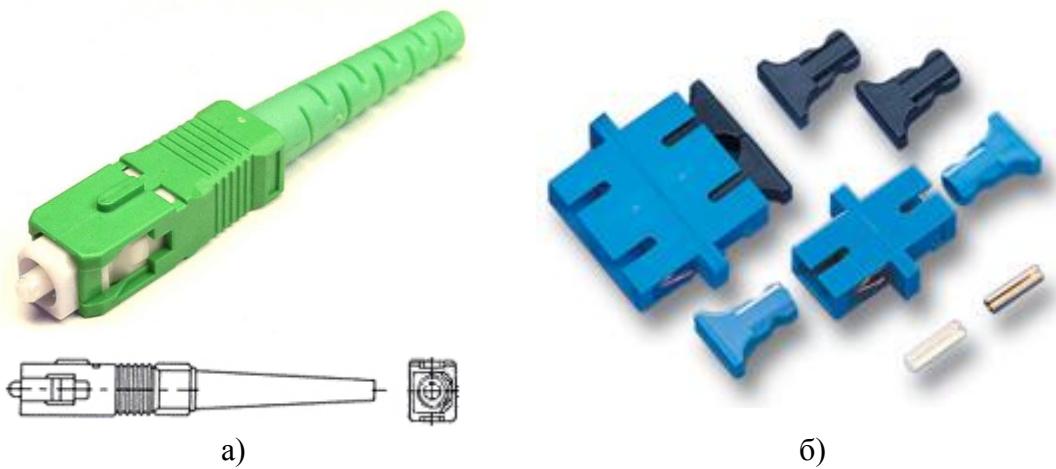


Рис. 3.8. Соединитель SC: а – коннектор, б – дуплексный и симплексный адаптеры.

Соединитель ST (рис. 3.6) был стандартизован для физического уровня Ethernet на МОВ (10 BASE-FL) и до появления разъема SC был наиболее распространенным в оптических системах. Название разъема происходит от английского "Straight Tip", то есть "прямой разъем". Он имеет круглое поперечное сечение, байонетный тип фиксации с ключом и подпружиненный на конечник.

Соединитель FC (Fiber Connector) (рис. 3.7) используется для соединения ОВ в сетях связи и кабельного телевидения. Он имеет круглое поперечное сечение, резьбовой тип фиксации с ключом и плавающий на конечник.

Основными недостатками соединителей ST и FC являются громоздкость и невозможность объединения двух вилок в одну дуплексную, что значительно уменьшает плотность монтажа на коммутационном и активном сетевом оборудовании. Кроме того, вращательное движение оправы при подключении и отключении соединителя со временем приводит к повреждению полировки наконечников, что вызывает увеличение затухания оптического сигнала.

Соединитель SC (от английского "Subscriber Connector" - "абонентский разъем") (рис. 3.8) считается наилучшим в классе немалогабаритных соединителей. Используемая в его конструкции защелка с фиксатором обеспечивает простое и надежное подключение и большую плотность установки соединителей на оптических распределительных панелях. Отсутствие вращательных движений при подключении соединителя обуславливает более осторожное прижатие наконечников, что продлевает срок эксплуатации. Соединитель имеет прямоугольную форму и предусматривает возможность объединения двух разъемов в один дуплексный с помощью специальных фиксаторов на корпусах коннекторов или внешнего фиксатора.

Малогабаритные соединители позволяют увеличить плотность оптических портов. Уменьшение размера соединителя может достигаться несколькими способами или их сочетанием:

1. применение наконечников уменьшенного диаметра или отказ от применения наконечников,
2. миниатюризация элементов конструкции соединителя,
3. применение двух и многоволоконных соединителей.

Соединитель LC (Link Control) (рис. 3.9) является компактным вариантом разъема типа SC. Уменьшение размера соединителя достигнуто за счет применения наконечника диаметром 1,25 мм. Пластмассовый корпус коннектора разъема типа LC имеет прямоугольное сечение и оснащен внешней защелкой рычажного типа, аналогичной разъему RJ-45. LC вносит самое низкое затухание оптического сигнала среди малогабаритных разъемов (0,1 дБ), что дает возможность его использования в сетях Gigabit Ethernet и высокоскоростных магистральных сетях SDH. Производится в симплексном и дуплексном вариантах. Соединители LC широко используются на сетях доступа.

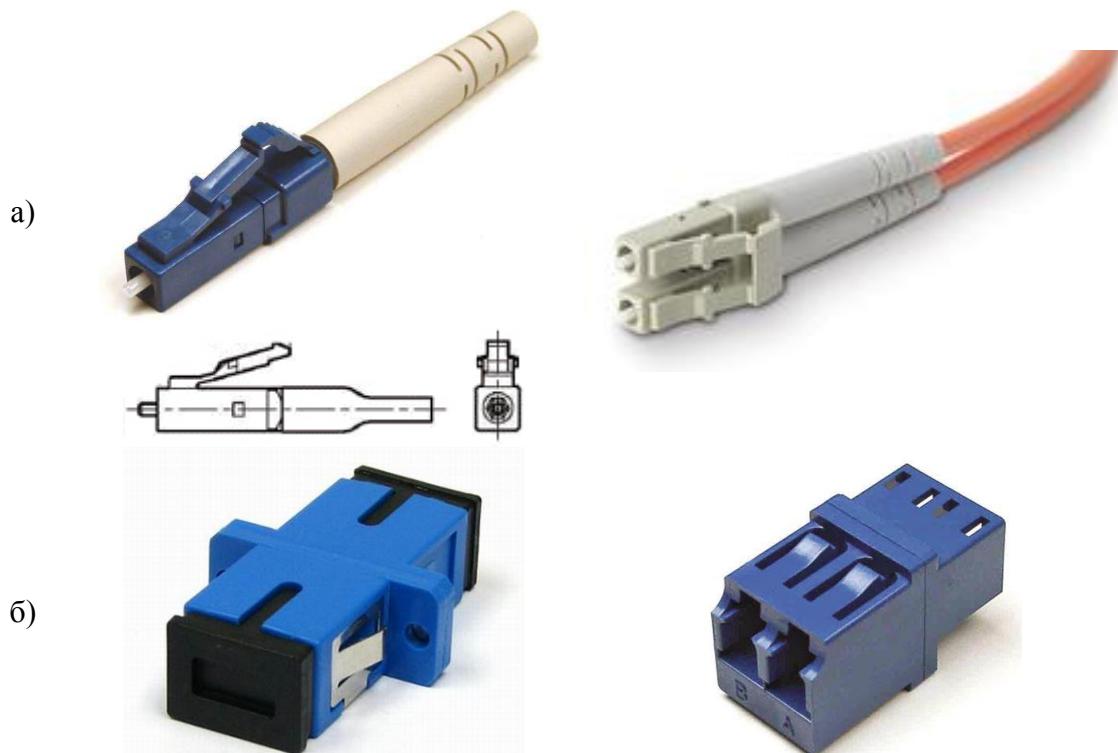


Рис. 3.9. Соединитель LC: а – симплексный и дуплексный коннекторы, б – симплексный и дуплексный адаптеры.

На рис. 3.10 показаны некоторые конструкции других малогабаритных разъемов, которые реже применяются на отечественных сетях.

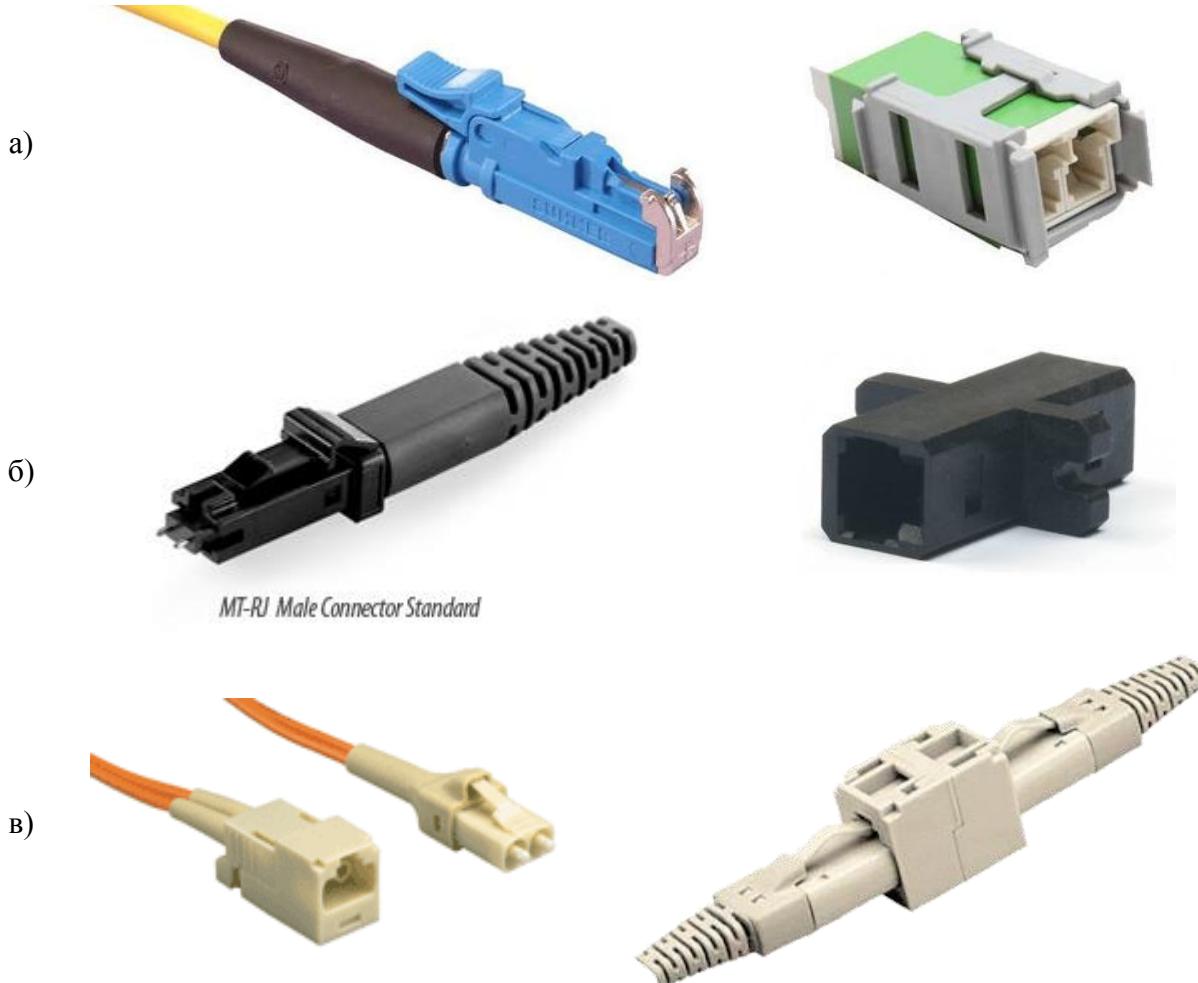


Рис. 3.10. Соединители: а – E2000, б – MT-RJ, в - FJ.

Соединитель E-2000 (Europe-2000, CECC-LSH) (рис. 3.10а) получил широкое распространение в Европе. Отличительной особенностью коннектора является использование мельхиорового наконечника, который позволяет добиться максимально высокой точности центрирования волокна, и пылезащитной крышки, автоматически закрывающей наконечник при отсоединении. Фиксация коннектора внутри адаптера осуществляется рычажной защелкой, которую можно вынуть, исключив случайное отсоединение. Возможно объединение двух коннекторов в один дуплексный. Основной недостаток – высокая стоимость.

Соединитель MT-RJ (Mass Termination) (рис. 3.10б) является дуплексным. Конструктивной особенностью разъема является использование единого наконечника для обоих волокон, что позволяет уменьшить габариты и снизить стоимость разъема (поскольку изготовление наконечника является прецизионным и дорогостоящим процессом). Наконечник изготовлен из полимерного материала и имеет плоскую форму торца. ОВ немного выступает из наконечника, за счет чего достигается физический контакт ОВ при соединении. В конструкцию соединителя включены направляющие штифты для точной фиксации коннектора внутри адаптера. Коннекторы MT-RJ выпускаются в двух вариантах – Male (со штифтами) и Female (с отверстиями для штифтов).

Соединитель FJ (Fiber Jack/Opti-Jack) (рис. 3.10в) выпускается только в дуплексном варианте. Он имеет керамический наконечник диаметром 2,5 мм и габариты разъема RJ-45. Уменьшение габаритов достигается за счет уплотнения компоновки и уменьшения расстояния между осями наконечников до 6,4 мм. Фиксация вилки в адаптере осуществляется рычажной защелкой, аналогичной разъема RJ-45.

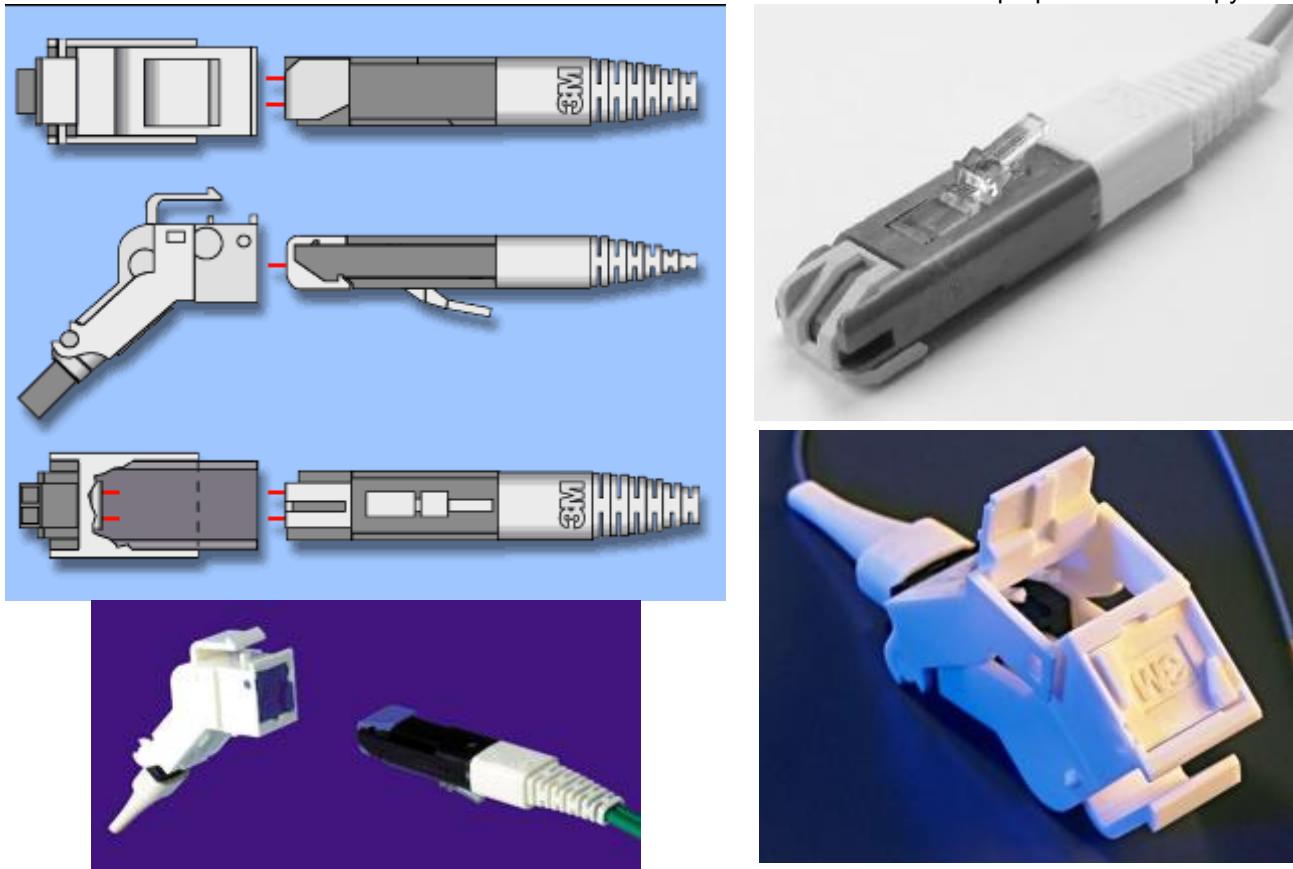


Рис. 3.11. Соединитель VF-45.

Конструкции оптических разъемов без дорогостоящих центрирующих наконечников призваны уменьшить стоимость разъема (стоимость наконечника составляет около 40% стоимости разъема) и упростить процедуру оконцовки ОВ. Ведущим представителем данной группы малогабаритных разъемов является **соединитель Volition VF-45** (рис.6.13.), разработанный для сетей Token Ring. В разъеме VF-45 для центрирования ОВ используется V-образный желоб, образованный изогнутыми круглыми элементами, в котором при стыковке ОВ благодаря своей упругости прижимается к основанию желоба. Существенный недостаток данного соединителя – недостаточная точность юстировки волокон, что приводит к ухудшению возвратных потерь.

Характеристики рассмотренных разъемных соединителей приведены в табл. 3.1.

3.3.3. Механические соединители

Механические соединители оптических волокон (рис. 3.12) имеют относительно простую конструкцию. Основными узлами соединителя являются направляющие для двух оптических волокон (V-образные канавки) и устройство фиксации волокон. Внутреннее пространство соединителя заполняется тиксотропным¹ гелем для защиты открытых участков оптических волокон от воздействия влаги. Одновременно гель обладает иммерсионными свойствами – его показатель преломления близок к показателю преломления сердцевины волокна.

Для получения соединения два волокна вводят в соединитель через отверстия с направляющими, юстируют, а затем фиксируют внутри соединителя обычно путем его обжима. Конструкция фиксирующего механизма различна у разных производителей.

¹ Тиксотропность – способность вещества уменьшать вязкость (разжигаться) от механического воздействия и увеличивать вязкость (сгущаться) в состоянии покоя.

Табл. 3.1. Параметры разъемных соединителей

Тип коннектора	Материал наконечника	Диаметр наконечника, мм	Тип фиксации	Наличие дуплексного варианта конструкции	Среднее значение потерь (дБ) на длине волны 1300 нм		Основное назначение
					Многомодовый	Одномодовый	
Стандартного размера							
ST (Straight Tip)	Керамика	2,5	Байонетный	нет	0,25	0,3	Сети доступа
FC (Fiber Connector)	Керамика	2,5	Резьбовой	нет	0,2	0,25	Сети кабельного ТВ
SC (Subscriber Connector)	Керамика	2,5	Зашелка с фиксатором	путем объединения двух вилок	0,2	0,3	Сети доступа
Малогабаритные							
LC (Link Control)	Керамика	1,25	Зашелка рычажного типа	да	0,1	0,1	Сети доступа, магистральные сети
MT-RJ (Mass Termination)	Пластик	—	Зашелка	только дуплексный	0,2	0,3	Сети доступа
FJ (Fiber Jack)	Керамика	2,5	Зашелка рычажного типа	только дуплексный	0,2	0,3	Магистральные сети
E-2000 (Europe 2000)	Мельхиор	1,25	Зашелка рычажного типа	да	0,2	0,25	Сети доступа
VF-45	—	—	Зашелка	н/д	0,4	0,5	Сети доступа

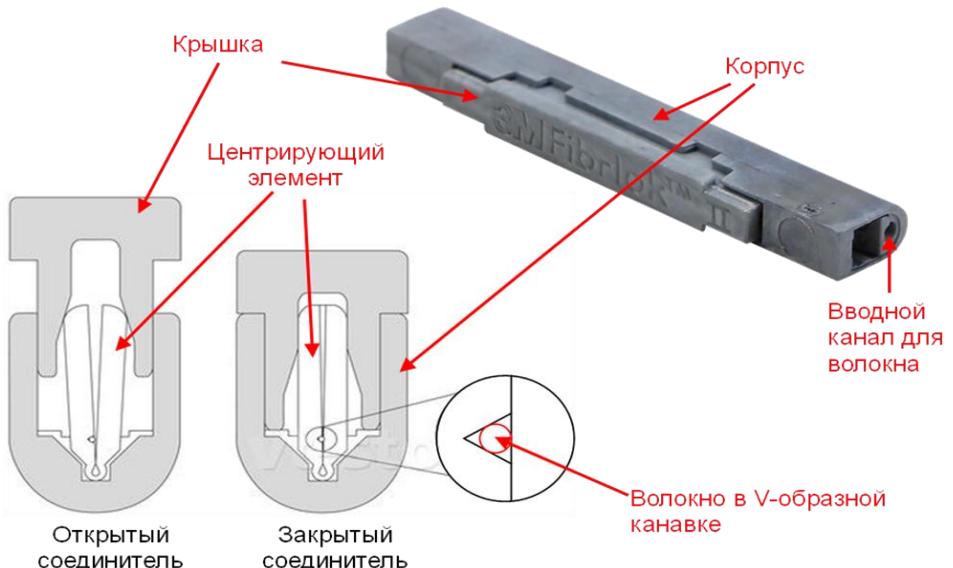


Рис. 3.12. Механический соединитель Fibrlok производства 3М.

Вносимое такими соединителями затухание существенно меньше, чем у разъемных соединителей, они обеспечивают стабильность характеристик и высокую надежность. Их использование наиболее удобно при проведении аварийного ремонта волоконно-оптических линий для технологической операции организации временной вставки.

3.3.4. Сварные соединения

Как уже отмечалось, на протяженных линиях используются только сварные соединения. Такое соединение обеспечивает вносимые потери от 0,01 до 0,05 дБ, а возвратные потери более 60-70 дБ. Естественно, для получения таких результатов необходимо иметь также высокое качество и идентичность свариваемых ОВ.

Сварка волокон производится с помощью специального устройства – сварочного аппарата. Процесс сварки состоит из следующих этапов:

1. **Подготовка концов ОВ** - удаление оболочки, очистка поверхности на расстоянии 10-15 мм и подготовка торцов свариваемых ОВ с помощью специального инструмента с алмазной режущей кромкой, который осуществляет скол ОВ перпендикулярно его оси.



Рис. 3.13. Подготовка ОВ к сварке: снятие защитных покрытий и скальвание волокна.

2. **Надевание защитной термоусаживаемой гильзы на одно из свариваемых ОВ.** Термоусаживаемая гильза армирована стальным стержнем (рис. 3.14) и предназначена для защиты соединения от механических воздействий и воздействий окружающей среды.



Рис. 3.14. Термоусаживаемая гильза. Чертеж и внешний вид.

3. **Установка концов ОВ в юстировочное устройство сварочного аппарата и юстировка ОВ.** Юстировочное устройство представляет собой две расположенные напротив друг друга V-образными калиброванными канавками (рис. 3.15). Юстировка в современных сварочных аппаратах производится автоматически путем перемещения V-образных канавок вдоль осей x, y и z. Точность автоматической юстировки зависит от качества изготовления канавок и идентичности свариваемых ОВ.
4. **Предварительное оплавление торцов ОВ** с целью очистки и ликвидации микронеровностей торцов.

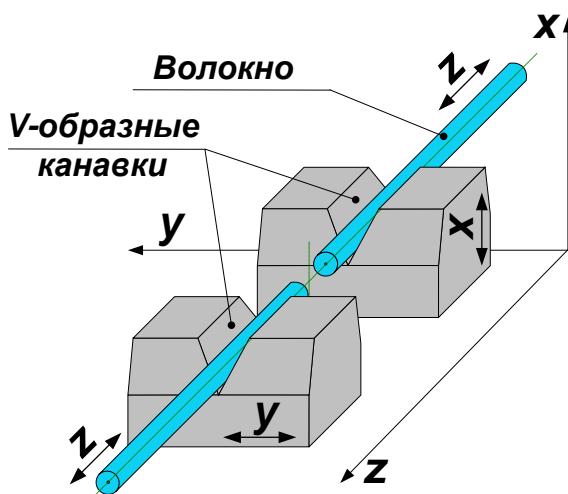


Рис. 3.15. Юстировка волокон в сварочном аппарате

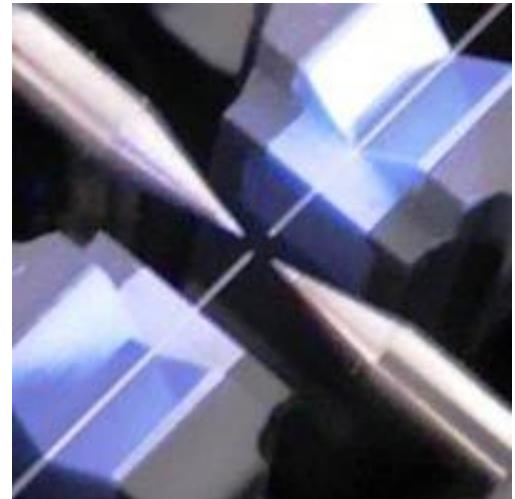


Рис. 3.16. Электроды сварочного аппарата.

2. **Сварка ОВ.** Сварка происходит в поле электрической дуги, создаваемой между двумя электродами сварочного аппарата (рис. 3.16). Дуговой разряд обеспечивает нагрев концов свариваемых ОВ до температуры плавления кварца (1600-2000°C). Затем торцы волокон совмещаются микродоводкой держателя одного из волокон. Завершающим этапом

сварки является дополнительный прогрев местастыка для снятия механического напряжения ОВ.

3. **Проверка механической прочности соединения и предварительная оценка вносимых потерь.** Механическая прочность проверяется путем тестирования соединения на разрыв с усилием 2 или 4.5 Н, которое осуществляет сварочный аппарат. Современные аппараты также позволяют вычислить или измерить вносимые потери в соединении
4. **Смещение защитной термоусаживаемой гильзы на оголенное место соединения и термоусадка в специальной печи сварочного аппарата.** В печи гильза нагревается за минуту до 90-150⁰, при этом градиент температуры направлен от ее центра к краям. Поэтому в процессе усадки гильза выдавливает весь воздух, герметизируя тем самым место сварного стыка.
5. **Окончательная оценка места сварки с помощью рефлектометра.** Полученная на этапе 6 предварительная оценка потерь содержит погрешность, которая в некоторых случаях может быть соизмерима с результатом измерения. Поэтому вносимые потери необходимо проконтролировать оптическим рефлектометром.

3.3.5. Оптические шнуры

Оптические шнуры разделяются на монтажные (пиг-тейлы) и соединительные (патчкорды). Оптический монтажный шнур представляет собой симплексный (одноволоконный) оптический миникабель, оконцованный с одной стороны оптическим разъемным соединителем. Они предназначены для присоединения к волокнам магистрального кабеля с помощью сварки или механического соединителя.

Оптический соединительный шнур представляет собой оптический симплексный или дуплексный (двухволоконный) миникабель, оконцованный с обеих сторон оптическими разъемными соединителями. Основная функция оптического шнура - обеспечение соединения между различными активными сетевыми устройствами, между сетевым устройством и оптическим распределительным узлом, внутри оптического соединительного узла или кросса.

Монтажные и соединительные шнуры различаются длиной, типом ОВ, и типом оптического соединителя. Они могут изготавливаться из волокна в буферном покрытии диаметром 0.9 мм или из одноволоконного или двухволоконного малогабаритного оптического кабеля.

3.4. Оптические изоляторы.

Оптический изолятор (ОИ) служит для передачи оптического излучения только в одном направлении, в котором он имеет небольшое вносимое затухание порядка 0.5-1.2 дБ. Для света распространяющегося в противоположном направлении оптический изолятор имеет затухание порядка 16-45 дБ. Они обычно используются для подавления отраженных от неоднородностей волоконного тракта сигналов, которые могут нарушить работу одномодового лазера, а также для подавления остаточного излучения накачки в оптических усилителях.

ОИ делятся на два класса – поляризационно-зависимые и поляризационно-независимые. Основными элементами конструкции ОИ являются поляризатор, двулучепреломляющий поляризатор, ячейка Фарадея, полуволновая пластинка.

Поляризатор имеет две ортогональные оси: пропускания и задерживания. Линейный поляризатор – это устройство, преобразующее падающее на него излучение в линейно поляризованное вдоль оси пропускания. Если на идеальный поляризатор падает излучение, имеющее линейную поляризацию вдоль оси пропускания, оно пройдет через поляризатор без потерь. Если на идеальный поляризатор падает излучение, имеющее линейную поляризацию вдоль оси задерживания, оно будет задержано (не пройдет через поляризатор). Если на идеальный поляризатор падает излучение, имеющее линейную поляризацию вдоль оси, не совпадающей с осями пропускания или задерживания, оно пройдет через поляризатор с потерями, зависящими от ориентации оси поляризации.

Двулучепреломляющий поляризатор разделяет нормально падающий на него луч на два луча с ортогональной поляризацией – обычновенный (о-луч) и необыкновенный (е-луч), при

этом о-луч не меняет направление распространения, а е-луч отклоняется от первоначального направления на некоторый угол α . Такими свойствами обладает, например, кристалл рутила.

Ячейка Фарадея – устройство, осуществляющее поворот плоскости поляризации на некоторый угол, не зависимо от направления распространения излучения. Работа ячейки основана на магнитооптическом эффекте Фарадея: при распространении линейно поляризованного света вдоль силовых линий магнитного поля в веществе, обладающем магнитооптическими свойствами, наблюдается поворот плоскости поляризации на угол $\theta = \beta \cdot H \cdot l$, где β – постоянная Верде, H - напряженность магнитного поля, l – путь, который луч прошел в веществе.

Половиновая пластинка – устройство, осуществляющее поворот плоскости поляризации нормально падающего на нее излучения на $+45^\circ$ или -45° в зависимости от направления его распространения. Имеет толщину, равную половине длины волны излучения.

Конструкция поляризационно-зависимого ОИ представлена на рис. 3.17. ОИ работает следующим образом. Первый поляризатор установлен на входе ОИ перпендикулярно падающему на него световому пучку. На выходе из поляризатора свет имеет линейную поляризацию с направлением вектора напряженности электрического поля E , определяемым осью пропускания поляризатора.

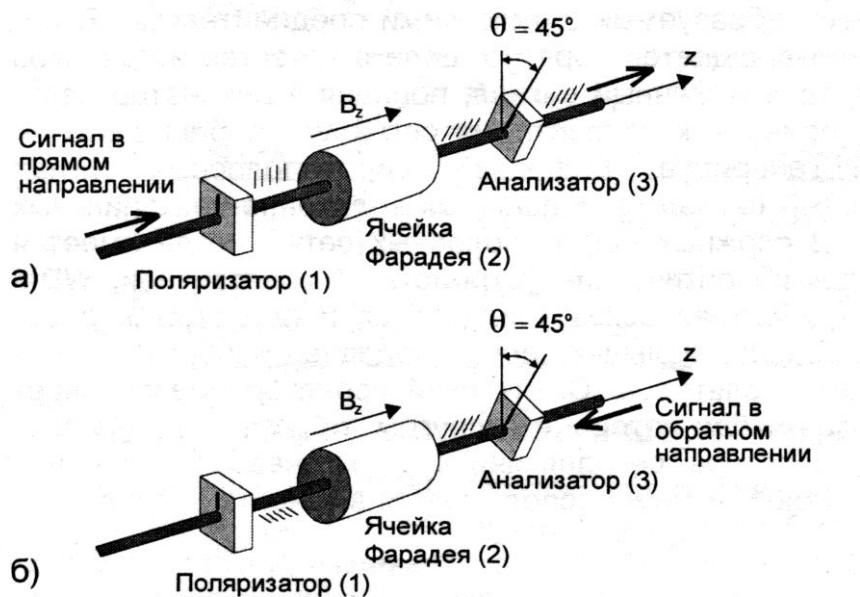


Рис. 3.17. Схема поляризационно-зависимого оптического изолятора.

Далее линейно поляризованный свет проходит далее через ротатор (ячейку Фарадея), который поворачивает вектор E на 45° независимо от направления распространения света. Поэтому затем свет беспрепятственно проходит через второй поляризатор – анализатор.

Отраженный свет имеет ту же поляризацию, что и прямое излучение и также беспрепятственно проходит через второй поляризатор (анализатор). В ячейке Фарадея его вектор E поворачивается еще на 45° , то есть суммарный поворот плоскости поляризации отраженного света по сравнению с прямым составит 90° , и отраженный свет оказывается поляризованным в плоскости задерживания первого поляризатора. Поэтому первый поляризатор не пропустит отраженный свет.

Конструкция поляризационно-независимого ОИ представлена на рис. 3.18. Падающий луч (синий) проходит через коллиматор и первый двулучепреломляющий поляризатор, который разделяет его на два луча с ортогонально ориентированными линейными поляризациями, показанными на рисунке: обычновенный – с поляризацией вдоль горизонтальной оси и необыкновенный – с поляризацией вдоль вертикальной оси.

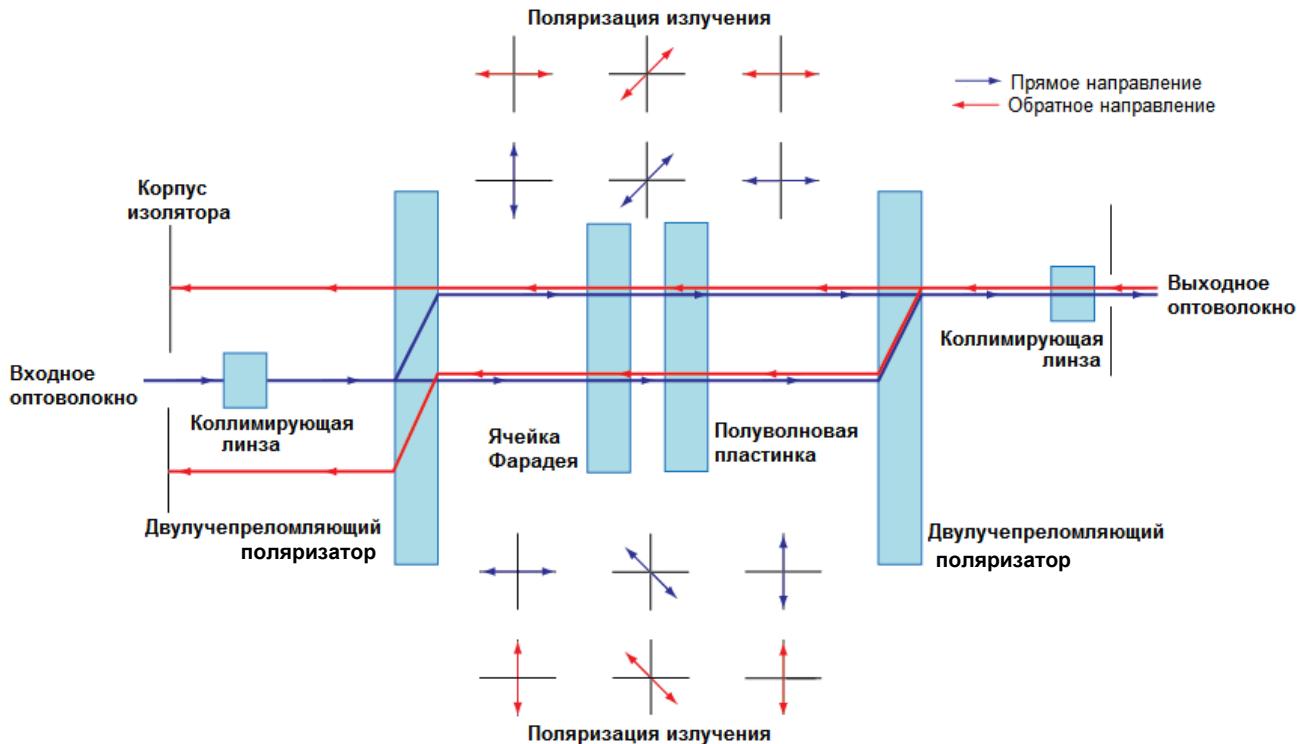


Рис. 3.18. Схема поляризационно-независимого оптического изолятора.

В ячейке Фарадея плоскости поляризации обоих лучей поворачиваются на $+45^0$. Полуволновая пластина поворачивает плоскости поляризации обоих лучей еще на $+45^0$.

В результате верхний луч на рисунке (необыкновенный для первого двулучепреломляющего поляризатора) приобретает горизонтальную поляризацию и для второго двулучепреломляющего поляризатора становится обычным лучом, проходящим через него без изменения направления распространения. Нижний луч на рисунке (обыкновенный для первого двулучепреломляющего поляризатора) приобретает вертикальную поляризацию и для второго двулучепреломляющего поляризатора становится необыкновенным лучом, отклоняющимся от изначального направления распространения. Таким образом, после прохождения второго двулучепреломляющего поляризатора оба луча соединяются и попадают в выходное ОВ.

Отраженный луч (красный) из выходного ОВ через коллиматор падает на второй двулучепреломляющий поляризатор, который разделяет его на два луча с ортогонально ориентированными линейными поляризациями, показанными на рисунке: обычный – с поляризацией вдоль горизонтальной оси и необыкновенный – с поляризацией вдоль вертикальной оси.

Полуволновая пластина поворачивает плоскости поляризации обоих лучей на -45^0 . В ячейке Фарадея плоскости поляризации обоих лучей поворачиваются на $+45^0$. Суммарный поворот плоскостей поляризации лучей оказывается равным 0^0 . В результате обычный и необыкновенный лучи остаются такими и для второго двулучепреломляющего поляризатора. Верхний на рисунке (обычный) луч проходит через него без изменения направления распространения и не попадает во входное ОВ. Нижний на рисунке (необыкновенный) луч проходит через него с отклонением и также не попадает во входное ОВ.

ОИ характеризуется вносимым затуханием (прямого излучения), затуханием отраженного излучения, возвратными потерями, центральной длиной волны, на которой обеспечивается максимальная разность затуханий в обратном и прямом направлениях, и диапазоном длин волн в котором эта разность лежит в допустимых пределах. Для защиты лазеров от обратных отражений используются узкополосные (10-20 нм), а для оптических усилителей широкополосные (до 60 нм) ОИ. Возвратные потери ОИ обычно превышают 55 дБ.

3.5. Оптические аттенюаторы.

Аттенюаторы используются для уменьшения мощности оптического сигнала. Такая необходимость возникает при передаче как цифровых, так и аналоговых сигналов. При передаче цифровых сигналов избыточный уровень сигнала на приеме приводит к перегрузке приемника, а следовательно к увеличению межсимвольных искажений и вероятности ошибок. При передаче аналоговых сигналов перегрузка приемника приводит к нелинейным искажениям и при передаче телевизионных изображений к ухудшению качества изображения. Широкое применение аттенюаторы находят при измерении параметров различных компонентов ВОЛС.

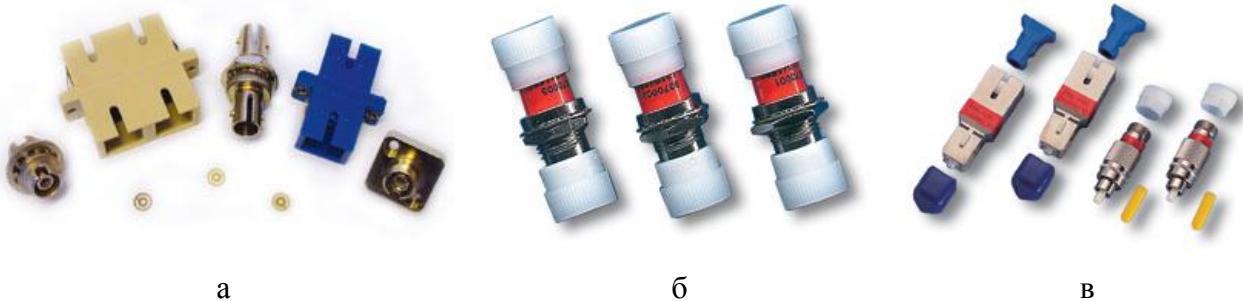


Рис. 3.19. Фиксированные аттенюаторы адаптер-адаптер (а, б) и коннектор-адаптер (в).

Различают аттенюаторы с фиксированным и переменным затуханием. Фиксированные аттенюаторы (рис. 3.19) имеют установленное изготовителем значение затухания, величина которого может составлять 0, 5, 10, 15, 20 дБ или другие значения. Затухание может вноситься посредством радиальных смещений или изменения воздушного зазора двух ОВ, а также с помощью поглощающего фильтра, встроенного в зазор между ОВ. Существует разнообразные конструкции фиксированных аттенюаторов: аттенюаторы шнуры, аттенюаторы розетки и аттенюаторы переходники, устанавливаемые между розеткой и шнуром. Аттенюаторы изготавливаются для установки в разъемы типов ST, SC, FC и других.

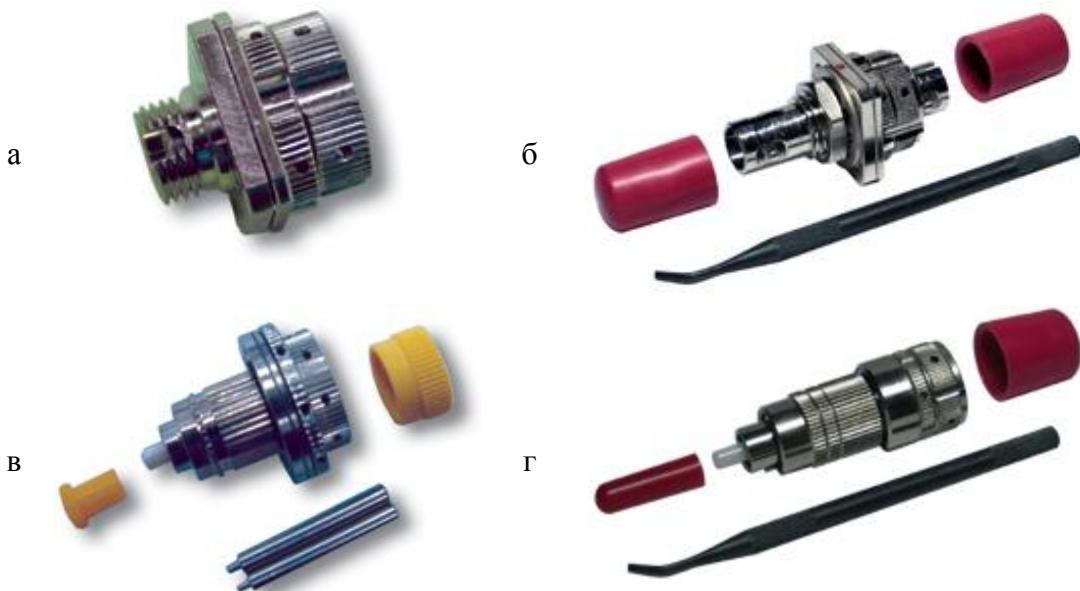


Рис. 3.20. Перестраиваемые аттенюаторы адаптер-адаптер (а, б) и коннектор-адаптер (в, г).

Аттенюаторы с переменным затуханием (рис. 3.20) позволяют изменять величину затухания в пределах 0-20 (50) дБ в одномодовых и многомодовых волоконных трактах. Существуют конструкции переменных аттенюаторов с плавным и ступенчатым изменением затухания. Величина затухания может устанавливаться вручную с помощью регуляторов на передней панели аттенюатора или контролироваться с помощью измерения мощности излучения. Для про-

ведения измерений выпускаются аттенюаторы с переменным затуханием, имеющие экран с индикацией установленного затухания (рис. 3.21).



Рис. 3.21. Перестраиваемый аттенюатор с цифровым отсчетом установленного затухания.

Вносимым затуханием переменного аттенюатора принято называть величину начального затухания порядка 0.5-1 дБ. Для увеличения возвратных потерь аттенюаторов применяют наконечники с угловым физическим контактом (APC). Возвратные потери аттенюаторов обычно превышают 50 дБ.

3.6. Компенсаторы дисперсии.

Известно, что длина регенерационного участка волоконно-оптической линии связи может ограничиваться одним из двух параметров – затуханием или дисперсией. Если ограничивающим фактором является хроматическая дисперсия, существует возможность увеличить длину регенерационного участка путем компенсации хроматической дисперсии (ХД).

В теме 2 отмечалось, что ХД может быть как положительной, так и отрицательной. Из рис. 3.22 видно, что ХД независимо от знака проявляется уширением оптического импульса при распространении его по ОВ. Уширение возникает из-за того, что в ОВ разные спектральные составляющие импульса распространяются с различными скоростями. Проходя по ОВ, оптический импульс приобретает чирпинг – дополнительную частотную модуляцию. При положительной ХД, когда скорость длинноволновых составляющих спектра выше скорости коротковолновых, чирпинг положительный, а при отрицательной ХД, когда скорость коротковолновых составляющих спектра выше скорости длинноволновых, чирпинг отрицательный. Таким образом, существует возможность прямой компенсации ХД путем чередования отрезков ОВ с положительной и отрицательной ХД (рис. 3.23).

Задача компенсации ХД актуальна в первую очередь для ВОЛС, построенных на основе стандартных одномодовых волокон, которые вблизи длины волны 1550 нм обладают значительной положительной дисперсией. С этой целью было разработано специальное ОВ для компенсации ХД – **Dispersion Compensation Fiber (DCF)**. Профиль показателя преломления у этого волокна имеет узкий центральный пик, окруженный кольцом с меньшим показателем преломления (рис. 3.24). За счет такого профиля это волокно имеет отрицательную ХД, величина которой по модулю в 5 раз превышает дисперсию стандартного волокна, а наклон соответствует наклону дисперсионной характеристики стандартного волокна (рис. 3.25). Волокно DCF позволяет компенсировать ХД в окнах прозрачности S, C и L.

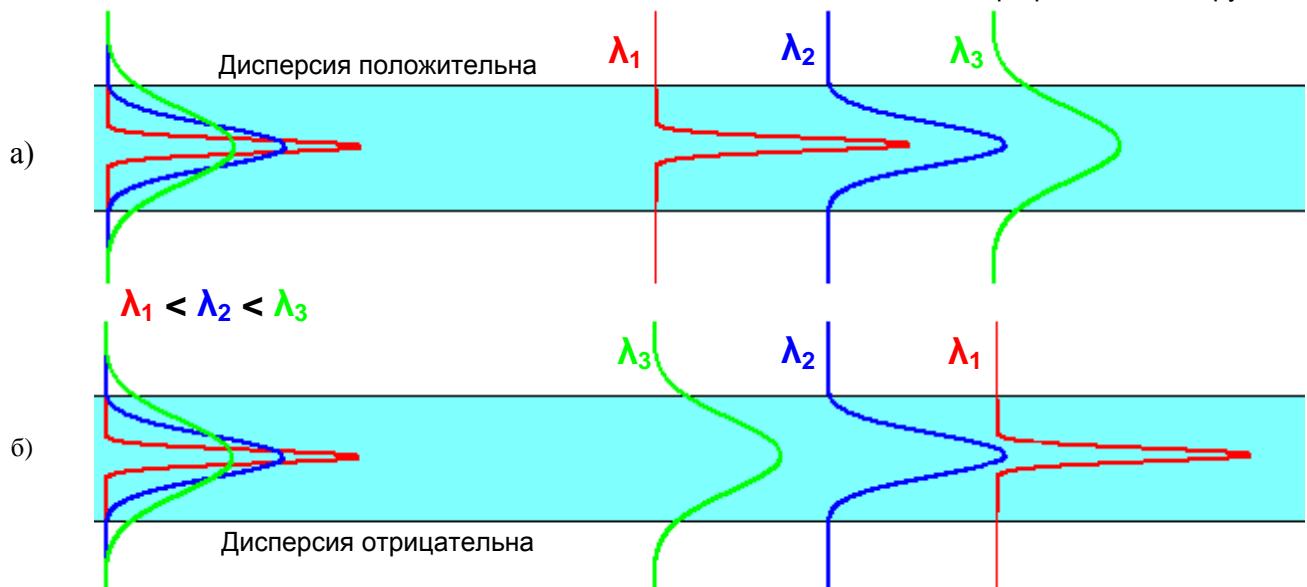


Рис. 3.22. Проявление хроматической дисперсии разного знака: а – положительной, б - отрицательной.

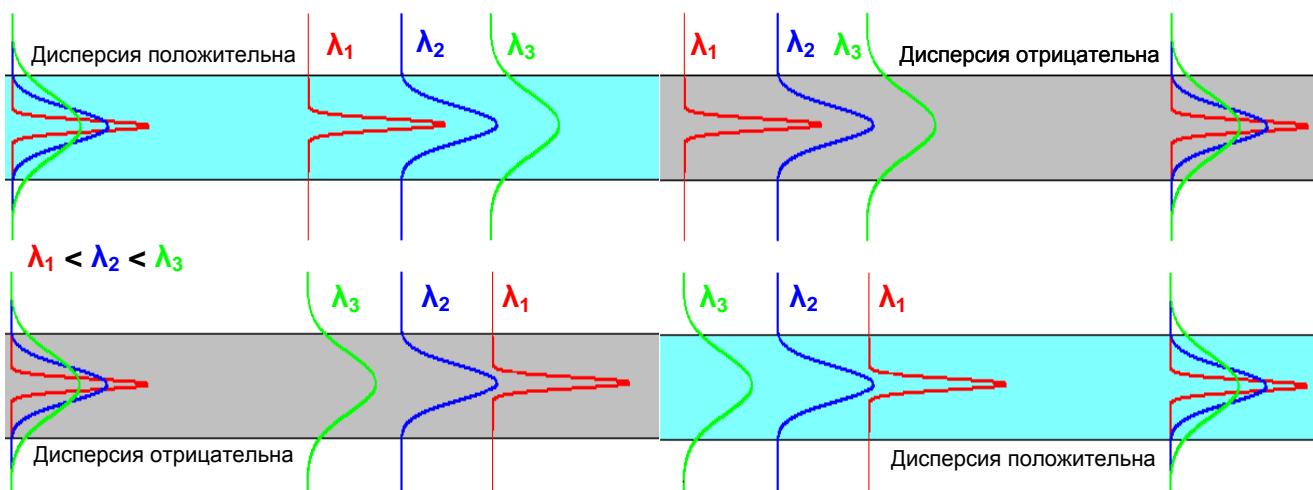


Рис. 3.23. Принцип компенсации хроматической дисперсии.

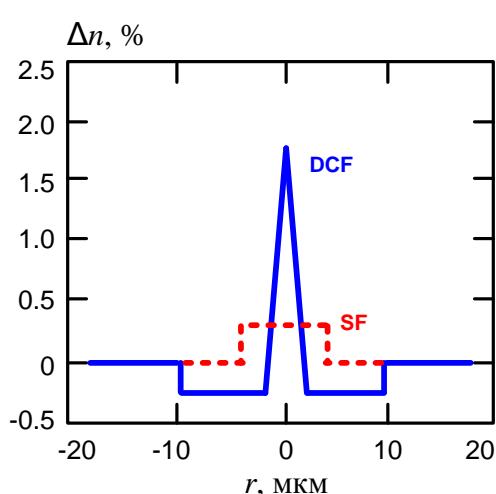


Рис. 3.24. Профиль показателя преломления волокна DCF.

Волокно DCF укладывается в виде бухты в специальные модули — **компенсаторы дисперсии** (Dispersion Compensation Module – DCM). Характеристики некоторых модулей приведены в табл. 3.2.

В качестве компенсаторов дисперсии могут быть использованы и другие пассивные компоненты, также имеющие отрицательную хроматическую дисперсию, например волоконные брэгговские решетки с переменным периодом.

Компенсаторы дисперсии (рис. 3.26) могут устанавливаться в стойку с аппаратурой SDH или WDM или непосредственно в соединительную муфту на трассе магистрали.

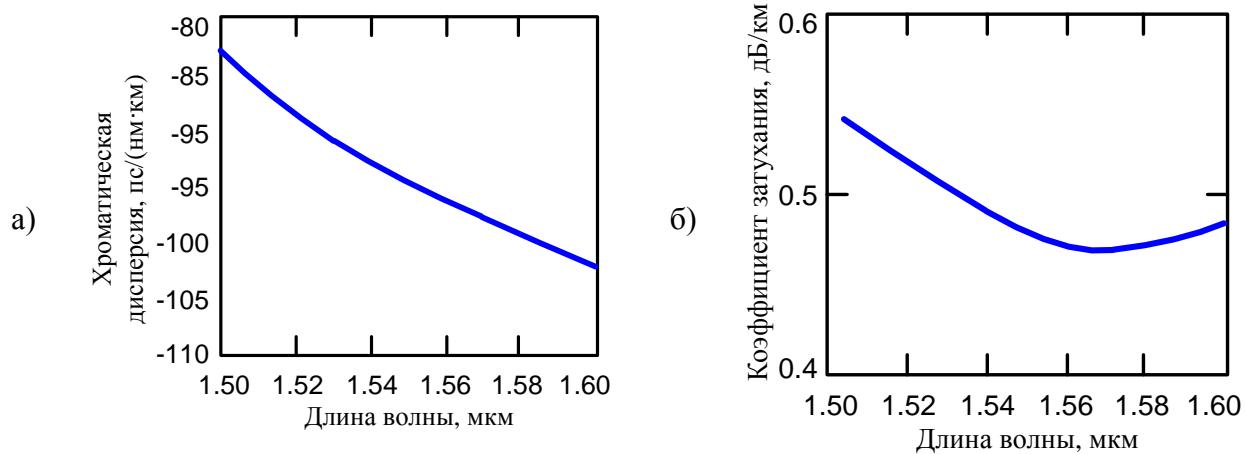


Рис. 3.25. Параметры волокна DCF: а – хроматическая дисперсия, б – коэффициент затухания.

Табл. 3.2. Параметры компенсаторов дисперсии на основе DCF

Фирма-производитель	Corning				
Тип модуля	DCM-20	DCM-40	DCM-60	DCM-80	DCM-95
Компенсируемая длина линии, км	20	40	60	80	95
Дисперсия волокна модуля, пс/нм	-329±5	-658±10	-988±10	-1317±15	-1564±15
Наклон дисперсии, пс/нм ²	н/д	н/д	н/д	н/д	н/д
Вносимое затухание, дБ	<3,2	<5,0	<6,8	<8,6	<10,0
Эффективность модуля, пс/нм/дБ	102,8	131,6	145,3	153,2	156,4
Среднее значение поляризационно-модовой дисперсии, пс	<0,8	<1,1	<1,4	<1,5	<1,6
Фирма-производитель	Lucent Technologies				
Тип модуля	DK-40	DK-60	DK-80		
Компенсируемая длина линии, км	40	60	80		
Дисперсия волокна модуля, пс/нм	-680±21	-1020±31	-1360±41		
Наклон дисперсии, пс/нм ²	<-1,2	<-1,9	<-2,5		
Вносимое затухание, дБ	<5,2	<7,0	<8,9		
Эффективность модуля, пс/нм/дБ	130,82	145,72	152,82		
Среднее значение поляризационно-модовой дисперсии, пс	<0,6	<0,75	<0,9		



Рис. 3.26. Внешний вид DCM на основе специального ОВ (справа) и волоконной брэгговской

3.7. Общие параметры пассивных компонентов, имеющих несколько входов и выходов

Пассивные компоненты с несколькими входами и выходами называют также многопортовыми. К ним относятся оптические разветвители, фильтры, мультиплексоры WDM, циркуляторы.

Излучение, падающее на один из входов такого компонента, каким-то образом распределяется между всеми или некоторыми его выходами. Таким образом, в компоненте могут существовать разрешенные и запрещенные пути для проходящего излучения.

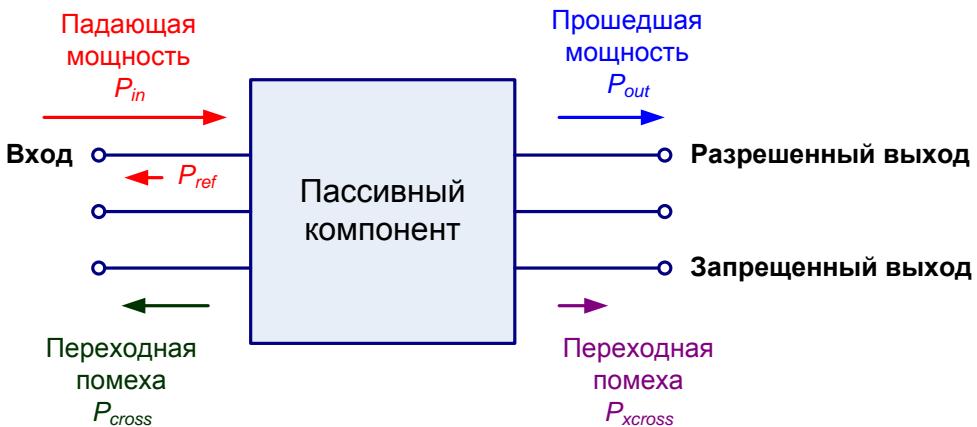


Рис. 3.27. К определению параметров многопортовых компонентов.

Потери излучения, прошедшего через компонент по разрешенному пути, называют вносимыми потерями. Вносимые потери определяются для каждого разрешенного пути в отдельности.

Потери излучения, прошедшего через компонент по запрещенному пути, характеризуют переходным затуханием на дальний конец:

$$a_{xcross} = -10 \cdot \lg \frac{P_{xcross}}{P_{in}}. \quad (3.5)$$

Излучение, падающее на один из входов компонента, вызывает переходные помехи на других его входах. Эти помехи характеризуют переходным затуханием на ближний конец:

$$a_{cross} = -10 \cdot \lg \frac{P_{cross}}{P_{in}}. \quad (3.6)$$

Возвратные потери определяются для каждого входа и выхода пассивного компонента.

Многопортовый пассивный компонент принято характеризовать матрицей потерь, объединяющей все перечисленные параметры: вносимые и возвратные потери и переходные затухания.

3.8. Оптические разветвители.

Во многих случаях возникают задачи разделения и объединения потоков излучения, проходящих по ОВ. Устройства, выполняющие эти операции, называют оптическими разветвителями. Они находят применение для передачи нескольких сигналов по одному ОВ, организации дуплексной связи по одному ОВ, широко используются для непрерывного контроля (мониторинга) ответственных ВОЛС, входят в состав многих оптических измерительных приборов и поверочных установок.

В ВОЛС используются сплавные волоконные и планарные разветвители. Этапы производства сплавного разветвителя представлены на рис. 3.28. Принцип его работы поясняет рис. 3.29.

Этапы производства планарного разветвителя представлены на рис. 3.30. На рис. 3.31 и рис. 3.32 представлены конструкция и внешний вид планарных разветвителей.

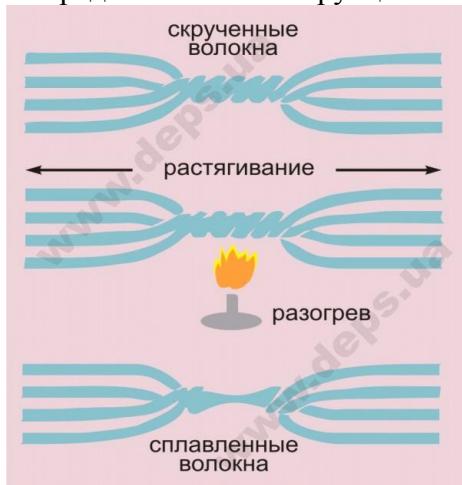


Рис. 3.28. Технология производства сплавных разветвителей.



Рис. 3.29. Принцип работы сплавного разветвителя.



Рис. 3.30. Технология производства планарных разветвителей.

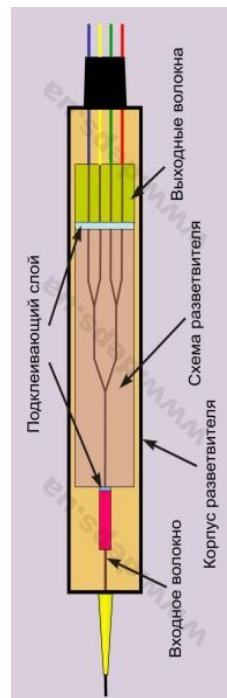


Рис. 3.31. Конструкция планарного разветвителя.

Оптические разветвители можно разделить на древовидные, звездообразные и ответвители (рис. 3.32). Древовидный разветвитель $1 \times m$ расщепляет один оптический сигнал на m направлений (полюсов) или выполняет обратную функцию объединения нескольких оптических сигналов в один общий сигнал. Такие разветвители распределяют оптический сигнал в равной степени между всеми выходными полюсами (портами).

Звездообразные разветвители $n \times m$ обычно имеют одинаковое количество входных n и выходных m портов. Оптический сигнал, пришедший на один из входов, равномерно распределяется между выходными портами. Наибольшее распространение получили звездообразные разветвители 2×2 и 4×4 . Обычно входные порты звездообразного разветвителя обозначают латинскими буквами (a, b, c, d), а выходные цифрами (1, 2, 3, 4).

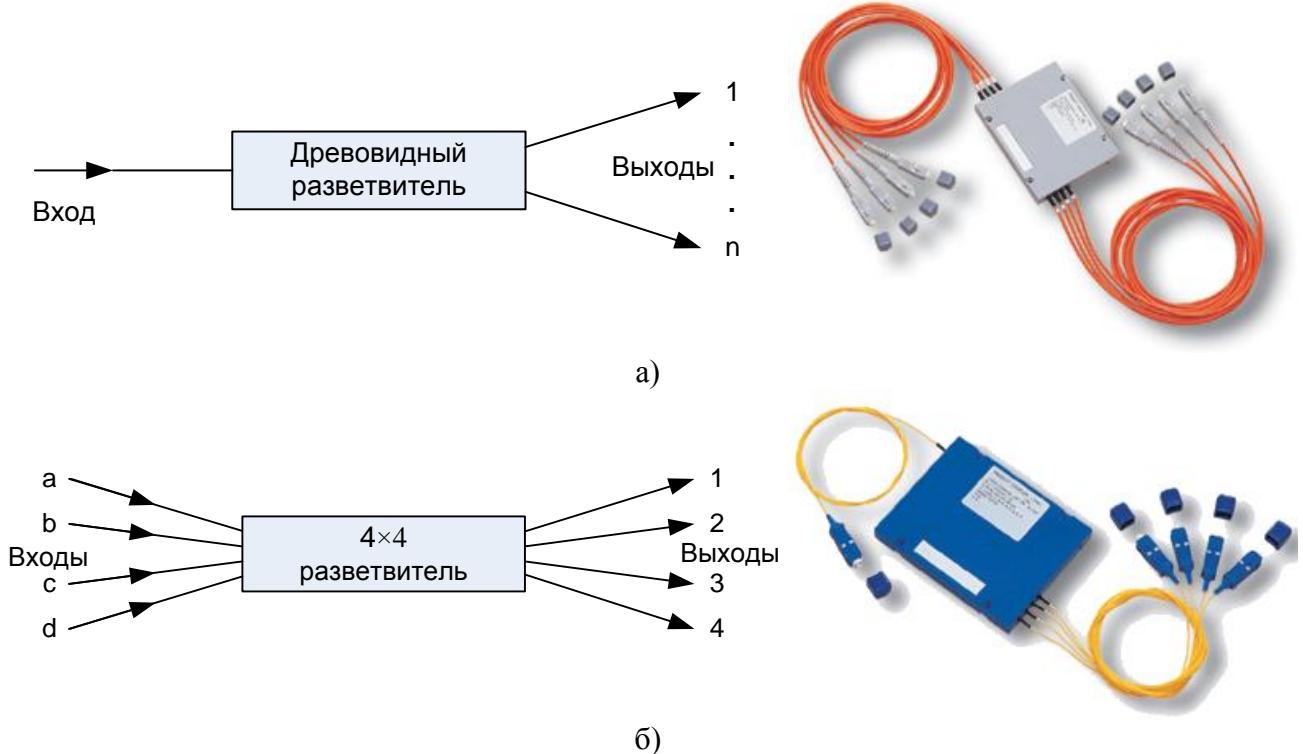


Рис. 3.32. Типы разветвителей: а) древовидный, б) звездообразный.

Ответвителями называют древовидные разветвители, у которых входная оптическая мощность распределяется между выходными портами неравномерно. Обычно большая часть мощности выходит через порт магистрального канала, а меньшая часть (менее 50%) ответвляется в другие каналы. Выходные каналы нумеруются в порядке убывания мощности.

Наиболее полной характеристикой разветвителя является матрица потерь. В табл. 3.3 приведена типовая матрица потерь для звездного разветвителя 4×4 .

Табл. 3.3. Матрица потерь оптического разветвителя a_{ij}

Вход (i)	Выход (j)							
	a	b	c	d	1	2	3	4
a	45.5	48.5	47.2	49.7	6.8	6.9	6.7	6.7
b	47.6	46.1	47.4	49.7	6.9	6.8	6.8	6.6
c	49.8	47.6	45.9	46.9	6.6	6.8	6.8	6.7
d	50.5	48.2	48.9	46.2	6.6	6.7	6.8	6.7
1	6.7	6.8	6.9	6.7	47.1	47.3	48.9	46.6
2	6.7	6.8	6.8	6.7	47.8	46.5	49.7	48.3
3	6.7	6.9	6.8	6.7	48.3	46.5	47.7	48.5
4	6.7	6.6	6.9	6.8	47.3	46.7	49.1	47.9

Коэффициенты матрицы потерь можно рассчитать по экспериментально измеренным мощностям P_i на входе i и P_j на выходе j по выражению

$$a_{ij} = 10 \cdot \lg \frac{P_i}{P_j}, \quad (3.7)$$

Если индексы i и j расположены с противоположных сторон разветвителя, то коэффициент матрицы соответствует вносимым потерям (желтые ячейки) при передаче сигнала от порта i к j .

Если индексы i и j расположены с одной стороны разветвителя, то коэффициент матрицы определяет переходное затухание разветвителя (голубые ячейки) на ближнем конце между входами i и j .

Если индексы i и j совпадают, то коэффициент матрицы соответствует возвратным потерям (красные ячейки) порта i .

В симметричном разветвителе минимально возможные вносимые потери, обусловленные разделением входной мощности сигнала на несколько выходных портов, составляют

$$a_{\min} = 10 \cdot \lg(m). \quad (3.8)$$

3.9. Оптические пассивные фильтры.

Оптические фильтры (волновые селекторы) предназначены пропускания или отклонения излучения в определенном диапазоне длин волн. В зависимости от пропускаемых длин волн различают фильтры низких частот (длинноволновые), верхних частот (коротковолновые), заграждающие и полосовые фильтры. Они применяются в WDM системах, волоконно-оптических усилителях и системах мониторинга и контроля ОВ.

Широкое применение находят оптические интерференционные фильтры, основанные на интерференции света в многослойных тонких пленках (покрытиях) с различными показателями преломления. Тонкопленочный фильтр состоит из нескольких слоев прозрачного диэлектрического материала с различными показателями преломления, нанесенных последовательно друг за другом на оптическую подложку. На каждой границе раздела между слоями из-за различия их показателей преломления часть падающего светового пучка отражается обратно. Этот отраженный свет усиливает или подавляет падающий (отраженная волна интерферирует с падающей) в зависимости от длины волны. Надлежащим образом подобрав показатель преломления и толщину каждого слоя, можно получить фильтр, который будет пропускать любой заданный диапазон длин волн и отражать все остальные.

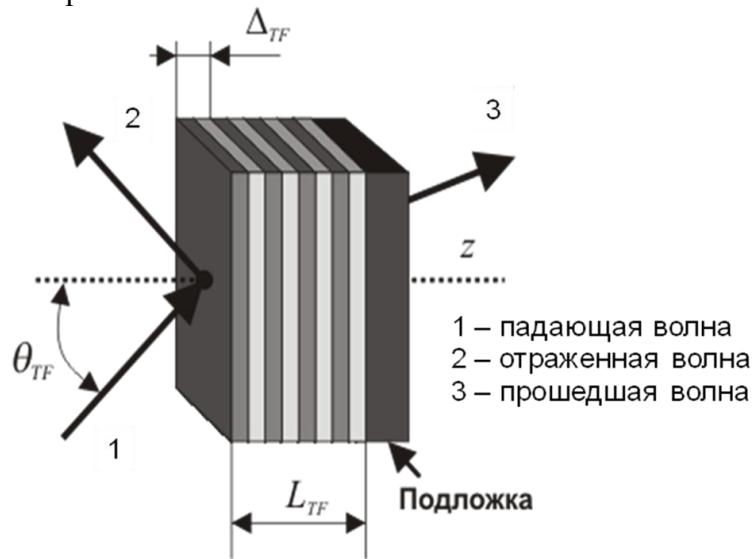


Рис. 3.33. Конструкция интерференционного фильтра.

К основным параметрам оптических фильтров относятся:

- тип ОВ,
- полоса пропускания,
- полоса задерживания,
- переходная полоса
- вносимое затухание в полосе пропускания,
- затухание в полосе задерживания,
- возвратные потери.

Для современных интерференционных фильтров типовые значения вносимых потерь составляют 0.5-0.8 дБ, затухания в полосе задерживания 25-50 дБ, а возвратные потери 50 дБ. У узкополосных оптических фильтров полоса пропускания имеет 1-8 нм, а у широкополосных достигает 60 нм.

3.10. Оптические мультиплексоры WDM.

Одна из основных операций в системах WDM – мультиплексирование-демультиплексирование оптических несущих. Операция оптического мультиплексирования математически описывается функцией суммирования: $\Sigma \lambda_i$, где λ_i – модулированные оптические несущие. Операция оптического демультиплексирования сводится к разделению всех несущих в точке терминирования агрегатного потока WDM. Эта задача является обратной по отношению к задаче мультиплексирования и может быть решена, в принципе, теми же устройствами, если они обладают свойством обратимости. Таким свойством обладают большинство пассивных мультиплексоров-демультиплексоров, что делает универсальным их использование и позволяет анализировать только процесс демультиплексирования.

Мультиплексоры WDM делятся на терминальные и мультиплексоры ввода/вывода (OADM – Optical Add/Drop Multiplexer) (рис. 3.34), которые отличаются от терминальных тем, что некоторые каналы проходят через них транзитом. Мультиплексоры OADM строятся обычно на основе интерференционных фильтров или волоконных брэгговских решеток.

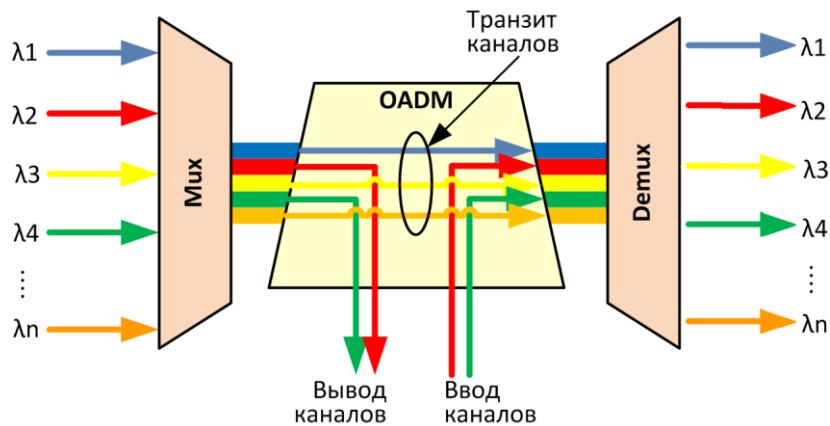


Рис. 3.34. Виды мультиплексоров WDM.

3.10.1. Мультиплексоры WDM на основе интерференционных фильтров

В мультиплексорах (демультиплексорах) на основе интерференционных фильтров используются обычно фильтры, каждый из которых выделяет из составного сигнала (или добавляет в него) один канал. Фильтры располагают под наклоном к оптической оси, чтобы отраженный свет не попадал обратно в систему. Для обработки многоволновых сигналов используют многоступенчатые системы фильтров, в которых свет, отраженный от одного фильтра, попадает на вход следующего (рис. 3.35). Поскольку каждый фильтр вносит затухание, вносимые потери мультиплексора (демультиплексора) растут пропорционально числу каналов. Поэтому тонкопленочные фильтры используются для систем WDM с числом каналов до 32. В системах с более плотным расположением каналов применяются другие технологии.

Методики выбора параметров слоев каждого фильтра достаточно сложны, но хорошо известны и давно используются в оптической промышленности. Чем жестче требования к фильтру, тем большее количество слоев нужно нанести на подложку. В мультиплексорах (демультиплексорах) CWDM применяются недорогие интерференционные фильтры с числом слоев, не превышающим 50. В системах DWDM также могут использоваться мультиплексоры (демультиплексоры) на основе интерференционных фильтров. Для разделения 20 каналов с частотным интервалом 200 ГГц необходим фильтр с числом слоев не менее 125.

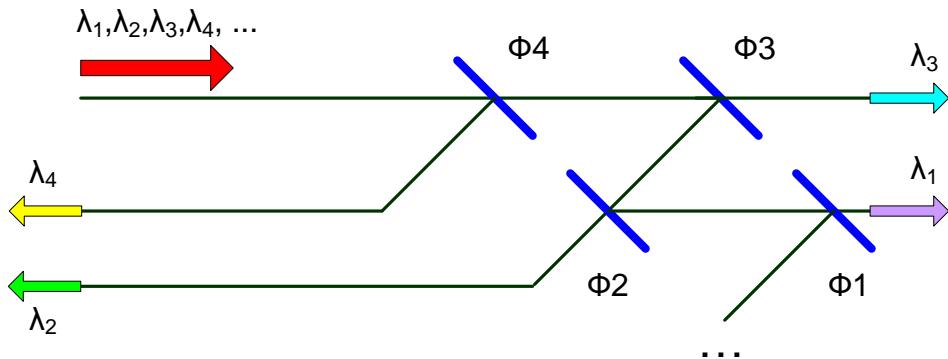


Рис. 3.35. Обработка многоволнового сигнала системой интерференционных фильтров.

3.10.2. Мультиплексоры WDM на основе волоконных брэгговских решеток

Брэгговская решетка может быть создана непосредственно в самом волокне. Оказывается, что кварцевое стекло, легированное некоторыми веществами (в частности германием), может изменять свой показатель преломления под воздействием ультрафиолетового света.

Если облучить легированную оксидом германия сердцевину волокна ультрафиолетовым излучением с определенной пространственной периодической структурой, то волокно превратится в дифракционную решетку. Периодическую структуру можно создать, получив интерференционную картину наложением двух пучков ультрафиолетового излучения (рис. 3.36).



Рис. 3.36. Технология изготовления волоконной брэгговской решетки.

Волокно с записанной решеткой будет практически полностью отражать свет определенного, наперед заданного диапазона длин волн, и пропускать свет всех остальных длин волн (рис. 3.37).

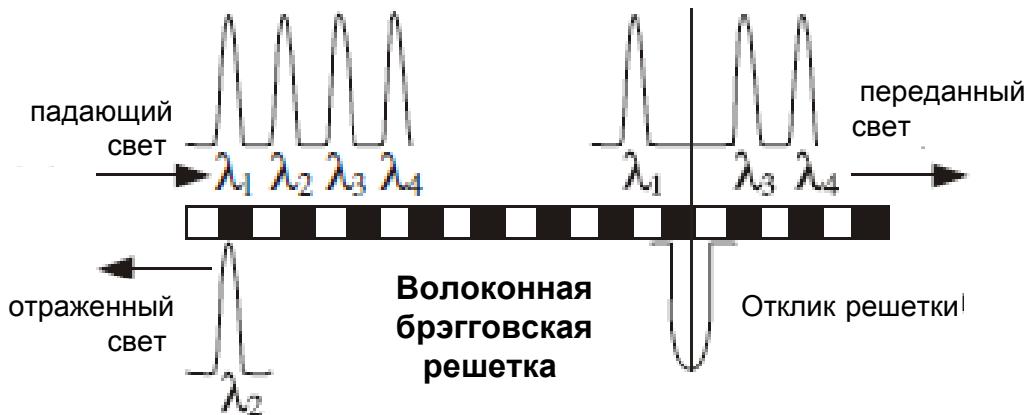


Рис. 3.37. Демультиплексор на основе волоконной брэгговской решетки.

Центральная длина волны фильтра на основе регулярной волоконной брэгговской решетки определяется ее периодом, полоса пропускания обратно пропорциональна ее длине. Оба этих параметра зависят от температуры, поэтому такие фильтры должны быть помещены в термостат или другое устройство, контролирующее температуру.

Волоконная брэгговская решетка может использоваться как оптический фильтр в оконечных устройствах мультиплексирования и демультиплексирования (рис. 3.38а), а в комбинации с циркуляторами - в мультиплексорах ввода/вывода каналов (рис. 3.38б).

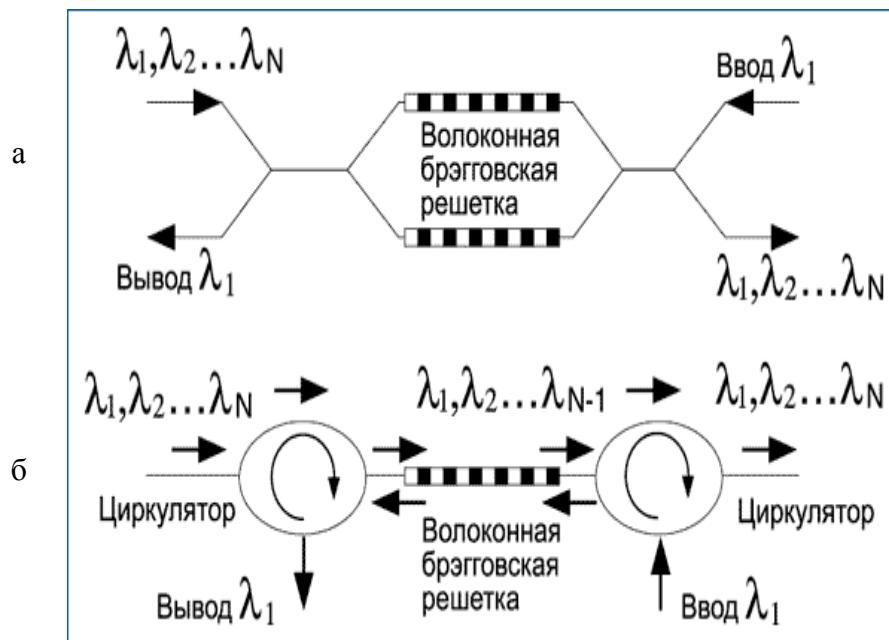


Рис. 3.38. Использование волоконных брэгговских решеток в терминальных мультиплексорах (а) и в мультиплексорах ввода/вывода каналов (б).

3.10.3. Мультиплексоры WDM на основе явления угловой дисперсии

Технология демультиплексирования, основанная на явлении угловой дисперсии, использует следующий физический принцип. Входной коллимированный пучок оптического сигнала падает на диспергирующий элемент и пространственно разделяется им на несколько пучков, соответствующих длинам волн отдельных несущих. Эти пучки фокусируются и собираются отдельными приемными элементами. В качестве диспергирующего элемента может быть использована призма или объемная дифракционная решетка.

Основным достоинством таких устройств является то, что вносимые ими потери практически не зависят от числа каналов.

На рис. 3.39 показан демультиплексор, использующий в качестве диспергирующего элемента отражательную призму. Такая схема носит название схемы Литтрову. Ее достоинством является уменьшение габаритов получаемого устройства и использование одного комплекта фокусирующих элементов (в данном случае в качестве фокусирующего элемента применена линза).

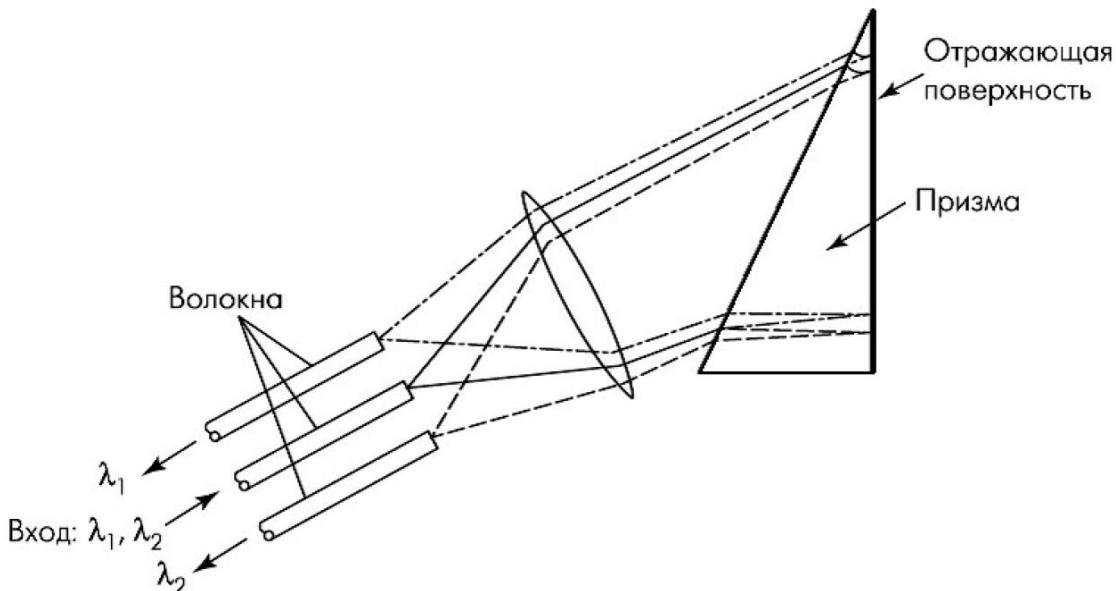


Рис. 3.39. Демультиплексор на отражательной призме.

Наиболее распространенные объемные дифракционные решетки отражают световой пучок под разными углами в плоскости падения, причем угол, в которых отраженный свет достигает максимальной интенсивности, зависит от длины волны. Если в падающем свете присутствует излучение разных длин волн, можно выбрать угол падения таким образом, что волны определенной длины при отражении от отдельных линий решетки будут отличаться по фазе друг от друга ровно на одну длину волны. В этом случае все отраженные волны будут усиливать друг друга. Такой угол будет углом максимального пропускания для заданной длины волны падающего света.

Конструкция демультиплексора, использующего дифракционную решетку, показана на рис. 3.40. Она включает плоскую отражательную дифракционную решетку, вогнутое сферическое или параболическое зеркало и массив волокон, которые размещаются в пазах решетки с фиксированным шагом. Мультиплексированный поток из входного волокна отражается от зеркала и падает на дифракционную решетку, отражающую под разными углами свет разной длины волны. Эти дифрагировавшие лучи, снова отражаясь от зеркала, фокусируются в точках, где расположены приемные порты массива волокон, выделяющих соответствующие несущие. На рис. 3.40 показано выделение одной несущей, конус лучей которой фокусируется в точке В, где размещен торец одного из выходных волокон.

Современные мультиплексоры – демультиплексоры, имеющие показанную на рис. 3.40 конструкцию, позволяют объединять и разделять до 262 каналов с шагом $<0,5$ нм.

3.10.4. Мультиплексоры WDM на основе планарных интегральных устройств

Использование технологий интегральной оптики позволяет создавать миниатюрные устройства, объединяющие функциональные элементы оптических схем. Для WDM систем с большим числом каналов наиболее перспективным интегрально-оптическим мультиплексором (демультиплексором) является устройство на основе фазосогласованных волноводных решеток (рис. 3.41) – AWG (Arrayed Waveguide Grating).

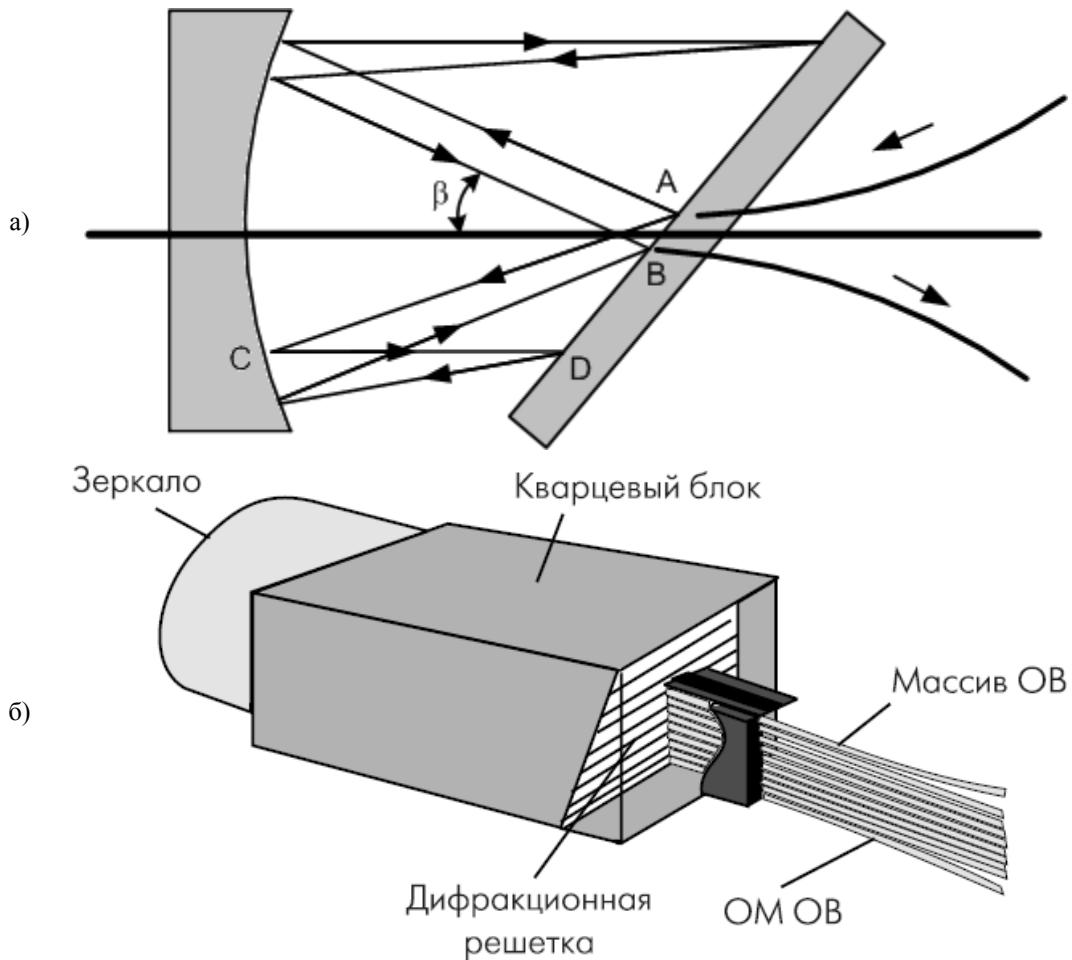


Рис. 3.40. Демультиплексор на объемной дифракционной решетке: а) оптическая схема, б) конструкция.

Мультиплексор (демультиплексор) AWG Он представляет собой два планарных оптических многопортовых разветвители: входной $n \times m$ и выходной $m \times n$. Разветвители соединяются массивом из m волноводов, длины которых отличаются на фиксированную величину ΔL , то есть $L_{i+1} = L_i + \Delta L$. Это дает фиксированный фазовый сдвиг между сигналами разных каналов, приводящий к тому, что каждая длина волны света попадает в свой волновод, то есть каждому каналу будет соответствовать своя длина волны.

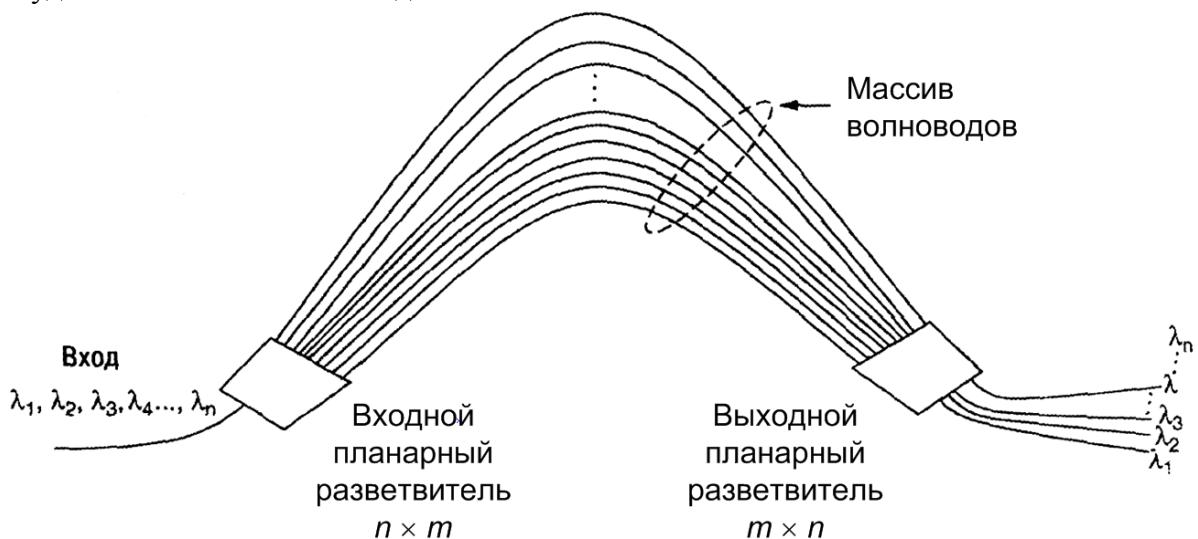


Рис. 3.41. Мультиплексор – демультиплексор AWG.

Входной и выходной разветвители и массив волноводов в рассмотренной конструкции можно реализовать на одной кремниевой подложке, что важно для функциональной связки с другими оптоэлектронными элементами схемы (фотодетектором и др.). Волноводы реализуются в виде планарных оптоволоконных световодов (диоксид кремния, легированный Ge или Ta), сформированных на этой же подложке. На рис. 3.42 представлен внешний вид демультиплексора AWG в интегрально-оптическом исполнении.

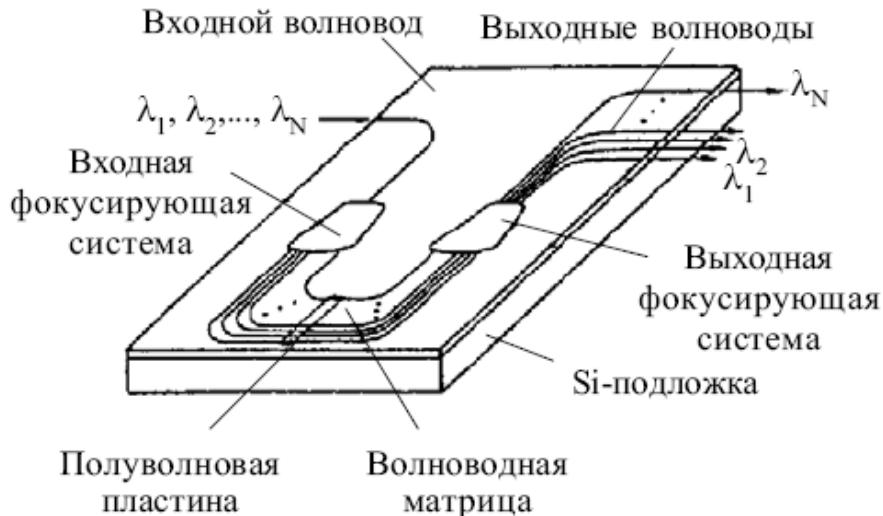


Рис. 3.42. Планарный демультиплексор AWG.

3.10.5. Параметры мультиплексоров и демультиплексоров WDM

Пассивные оптические мультиплексоры и демультиплексоры WDM принято характеризовать следующими параметрами:

- центральные длины волн объединяемых (разделяемых) каналов,
- полосы пропускания объединяемых (разделяемых) каналов,
- интервал между каналами,
- неравномерность спектральных характеристик объединяемых (разделяемых) каналов,
- переходное затухание между каналами на дальнем конце,
- изоляция каналов (минимальное переходное затухание на дальний конец),
- вносимые потери,
- переходное затухание между каналами на ближнем конце,
- направленность каналов (минимальное переходное затухание на ближний конец),
- возвратные потери.

Хотя технологии, используемые при изготовлении демультиплексоров и мультиплексоров, одни и те же, изготовление демультиплексоров обычно является более сложной задачей. Дело в том, что демультиплексор в большей степени характеризуется изоляцией каналов – минимальным переходным затуханием между каналами на дальнем конце, а мультиплексор в большей степени характеризуется направленностью – минимальным переходным затуханием между каналами на ближнем конце. Наибольшие технологические трудности вызывает изготовление устройств с большим переходным затуханием между каналами на дальнем конце. По мере уменьшения интервала между каналами и увеличения числа каналов изготовление демультиплексоров становится технологически все более сложной задачей.

К спектральным характеристикам относят центральные длины волн, полосы пропускания и неравномерность объединяемых (разделяемых) каналов, а также интервал между каналами. На рис. 3.43 представлена спектральная характеристика идеального 8-канального мультиплексора (демультиплексора). У идеального устройства характеристика каждого спектрального

канала симметрична и характеристики всех каналов одинаковы. В реальных устройствах (рис. 3.44) характеристики разных каналов отличаются друг от друга.

Сигнал, дБ

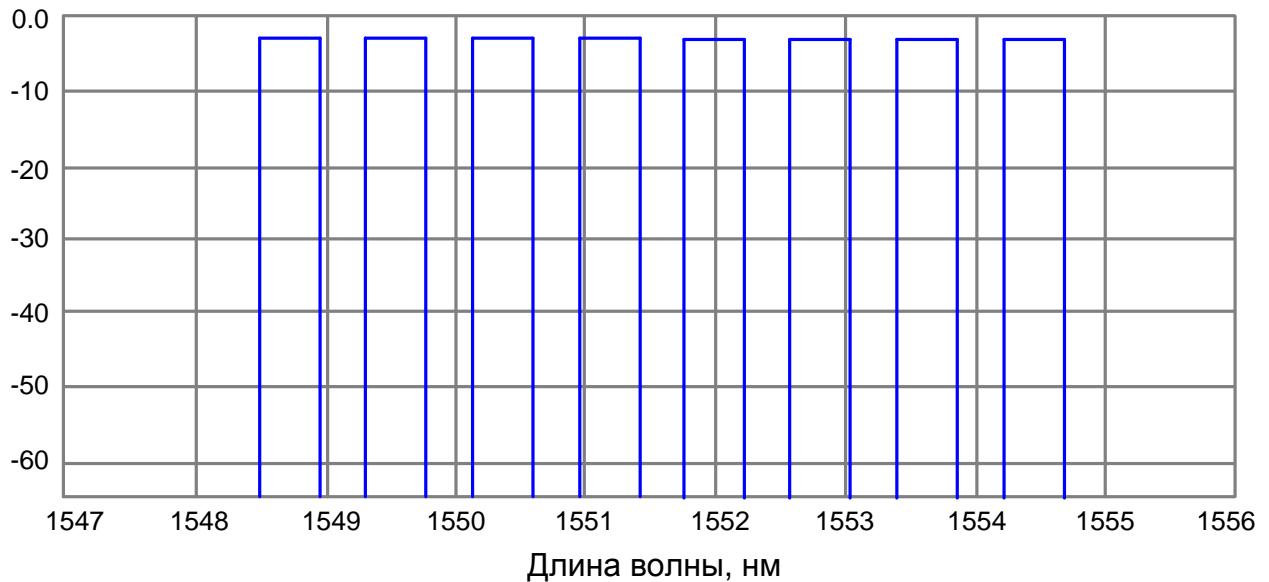


Рис. 3.43. Спектральные характеристики идеального 8-канального мультиплексора (демультиплексора) WDM.

Сигнал, дБ

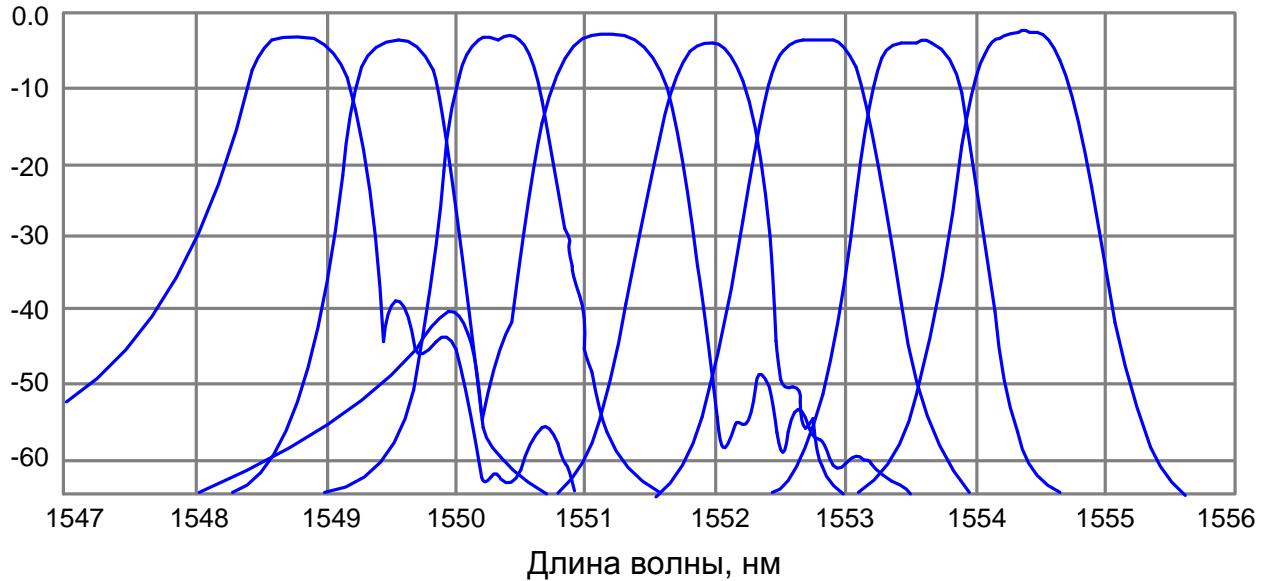


Рис. 3.44. Спектральные характеристики реального 8-канального мультиплексора (демультиплексора) WDM.

Каждый спектральный канал характеризуется такими параметрами как центральная длина волны и ширина спектра (рис. 3.45).

Центральная длина волны канала определяется как среднее арифметическое значение верхней и нижней длины волны отсечки:

$$\lambda_i = \frac{\lambda_{loweri} + \lambda_{upperi}}{2}, \quad (3.9)$$

где λ_{loweri} и λ_{upperi} – верхняя и нижняя длины волн отсечки – длины волн, на которых вносимые потери достигают заданного уровня (обычно 3 дБ).

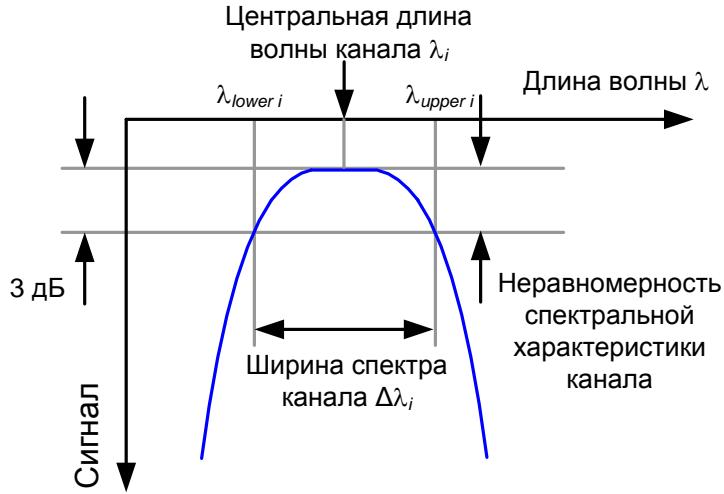


Рис. 3.45. Измерение спектральных характеристик канала.

Для идеального симметричного спектра оптического канала центральная длина волны совпадает с длиной волны спектрального максимума. Для реального канала центральная длина волны может не совпадать с длиной волны спектрального максимума.

Номинальную длину волны передатчика стараются делать как можно ближе к центральной длине волны. Обычно это – одна из длин волн, соответствующих частотному плану Международного союза электросвязи (ITU).

Интервал между верхней и нижней длинами волны отсечки называют полосой пропускания канала:

$$\Delta\lambda_i = \lambda_{upper i} - \lambda_{lower i}, \quad (3.10)$$

Полоса пропускания канала может измеряться как на уровне -3 dB, так и на других уровнях. Определение полосы пропускания при двух и более пороговых уровнях позволяет показать ее форму на краях. Значения ширины полосы пропускания при больших затуханиях (-20 dB или -30 dB) полезны для прогнозирования уровня возможных перекрестных помех в соседних каналах систем WDM.

Спектральная характеристика канала системы WDM в номинальной полосе пропускания никогда не является идеально равномерной (рис. 3.46). Неравномерность спектральной характеристики определяется разностью между минимальным и максимальным уровнями потерь в измеренной или номинальной полосе пропускания.

Неравномерность спектральной характеристики канала предоставляет разработчику системы WDM о возможном разбросе уровня передаваемой мощности при изменении длины волны передатчика в пределах номинальной полосы пропускания.

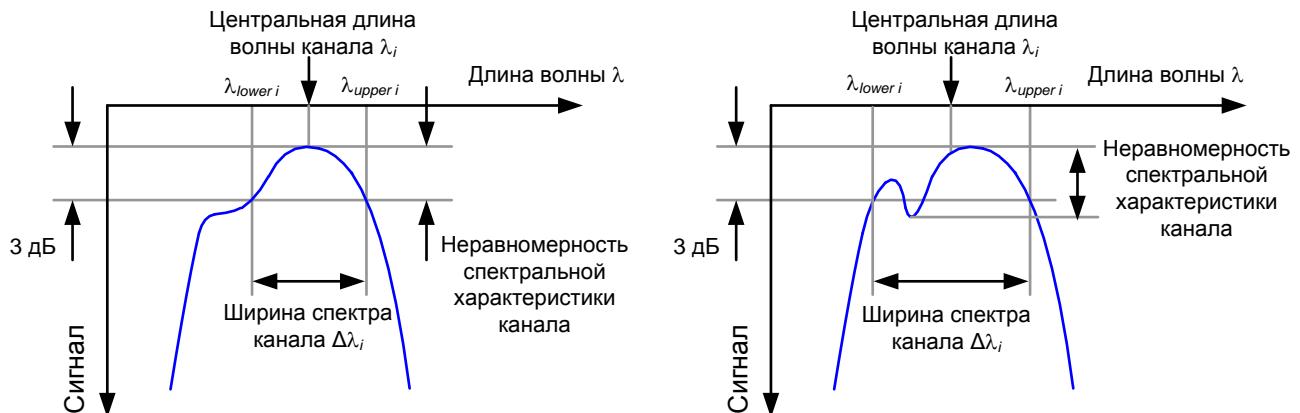


Рис. 3.46. Определение неравномерности спектральной характеристики канала.

3.11. Оптические циркуляторы.

Оптический циркулятор (рис. 3.47) представляет собой 3-х портовое устройство с изолированными односторонними портами, обладающее возможностью разделения встречных лучей света и распределения их по соответствующим портам: сигнал с порта 1 циркулятора передается на порт 2 и с порта 2 на порт 3.



Рис. 3.47. Оптический циркулятор.

В основе работы оптического циркулятора лежит следующая особенность распространения света в оптической среде: световые волны, поляризованные в различных плоскостях, распространяясь в одной и той же среде, не взаимодействуют. Данное утверждение верно и для световых волн с одинаковой длиной волны.

Оптическая схема «классического» циркулятора представлена на рис. 3.48. Элементы его конструкции мы уже рассмотрели в п. 3.4.

На рис. 3.48а показано, как через циркулятор проходит луч света, вошедший через порт 1. На поляризатор 1 луч падает нормально. При прохождении через этот элемент входной пучок разделяется на два луча с ортогональной поляризацией – обычный (о-луч) и необычный (е-луч), при этом о-луч не меняет направление распространения, а е-луч отклоняется от первоначального направления на угол α . Направление поляризации лучей показано на рисунке в кружках.

На выходе ячейки Фарадея плоскости поляризации обоих лучей поворачиваются на $+45^\circ$. Полуволновая пластина поворачивает плоскости поляризации обоих лучей еще на $+45^\circ$. В результате о-луч и е-луч оказываются поляризованными в плоскостях, перпендикулярных плоскостям их поляризации на выходе поляризатора 1. Поэтому е-луч проходит через поляризатор 2 без изменения направления, а о-луч отклоняется от первоначального направления на угол α . В результате на выходе поляризатора 2 оба луча сложатся и будут выведены в порт 2.

На рис. 3.48б показано, как через циркулятор проходит луч света, вошедший через порт 2. На поляризатор 2 луч падает нормально. При прохождении через поляризатор 2 он разделяется на о-луч и е-луч. О-луч не меняет направление распространения, а е-луч отклоняется от первоначального направления на угол α . Полуволновая пластина поворачивает плоскости

поляризации обоих лучей на -45° . В ячейке Фарадея плоскости поляризации обоих лучей поворачиваются на $+45^\circ$ и оказываются поляризованными также, как на выходе поляризатора 2.

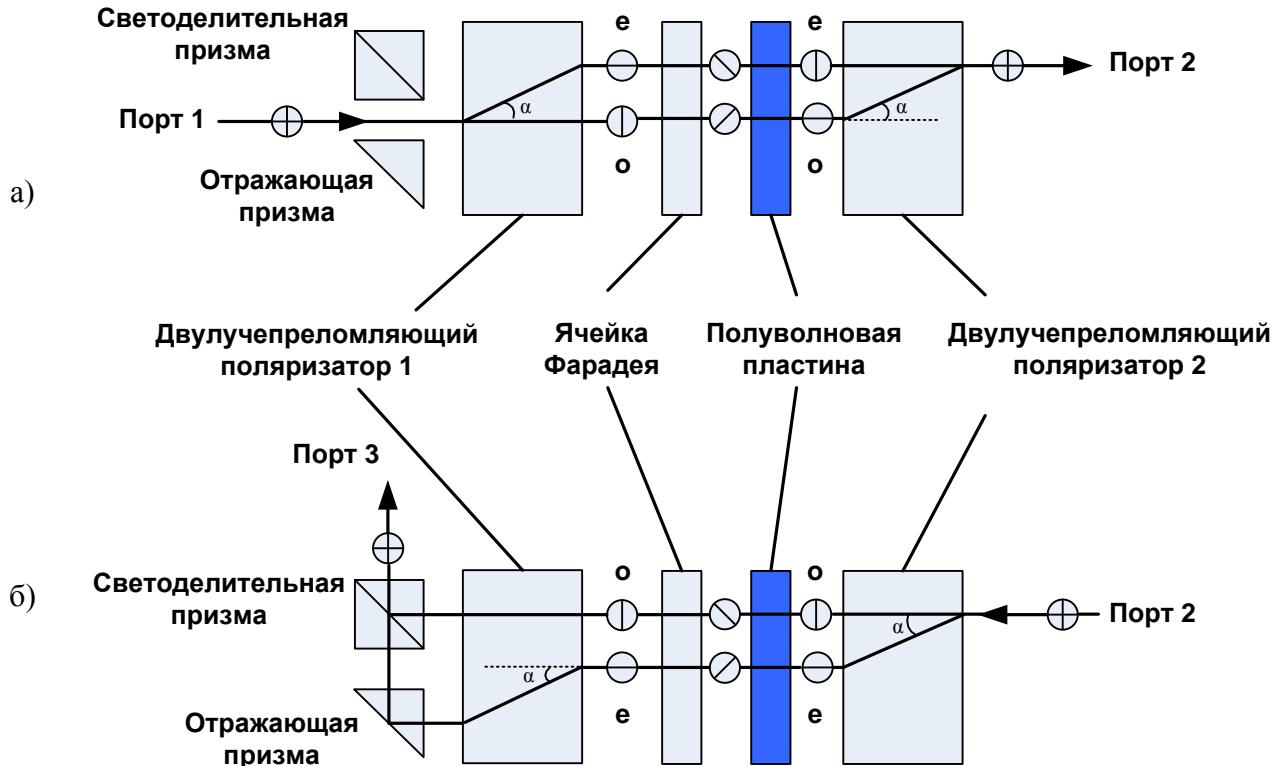


Рис. 3.48. Оптическая схема циркулятора.

Проходя через поляризатор 1, о-луч в соответствии со своей поляризацией не меняет направление распространения, а е-луч отклоняется от первоначального направления на угол α . За поляризатором 1 о-луч через светоделительную призму выходит в порт 3, е-луч меняет направление распространения в отражающей призме и через светоделительную призму также выходит в порт 3.

Оптические циркуляторы могут иметь одно или два окна пропускания, рассчитанные на передачу сигналов на длинах волн 1310 и 1550 нм. Вносимые циркулятором потери составляют 0.8-1.6 дБ, а возвратные потери – 40-45 дБ.

Оптические циркуляторы наиболее часто используются для организации дуплексной связи по одному ОВ (рис. 3.49). На рис. 3.49а показана схема организации одного дуплексного канала на длине волны λ_1 с помощью двух циркуляторов. На рис. 3.49б показана схема организации двух дуплексных каналов на длинах волн λ_1 и λ_2 с помощью четырех циркуляторов. В этой схеме используются оптические циркуляторы с двумя окнами пропускания. Длины волн объединяются в одном ОВ с помощью широкополосного устройства WDM.

3.12. Волоконно-оптический кабель

3.12.1. Назначение и классификация волоконно-оптических кабелей

Волоконно-оптический кабель (ВОК) представляет собой совокупность ОВ, заключенных в общую влагозащитную оболочку, поверх которой в зависимости от условий эксплуатации могут быть наложены различные защитные покровы. Основной задачей ВОК является обеспечение требуемого качества передачи при соответствующих условиях эксплуатации.

Конструкции ОК в основном определяются назначением и областью их применения. По своему назначению ОК подразделяются на:

- междугородные,

- зоновые,
- городские и сельские,
- объектовые и монтажные.

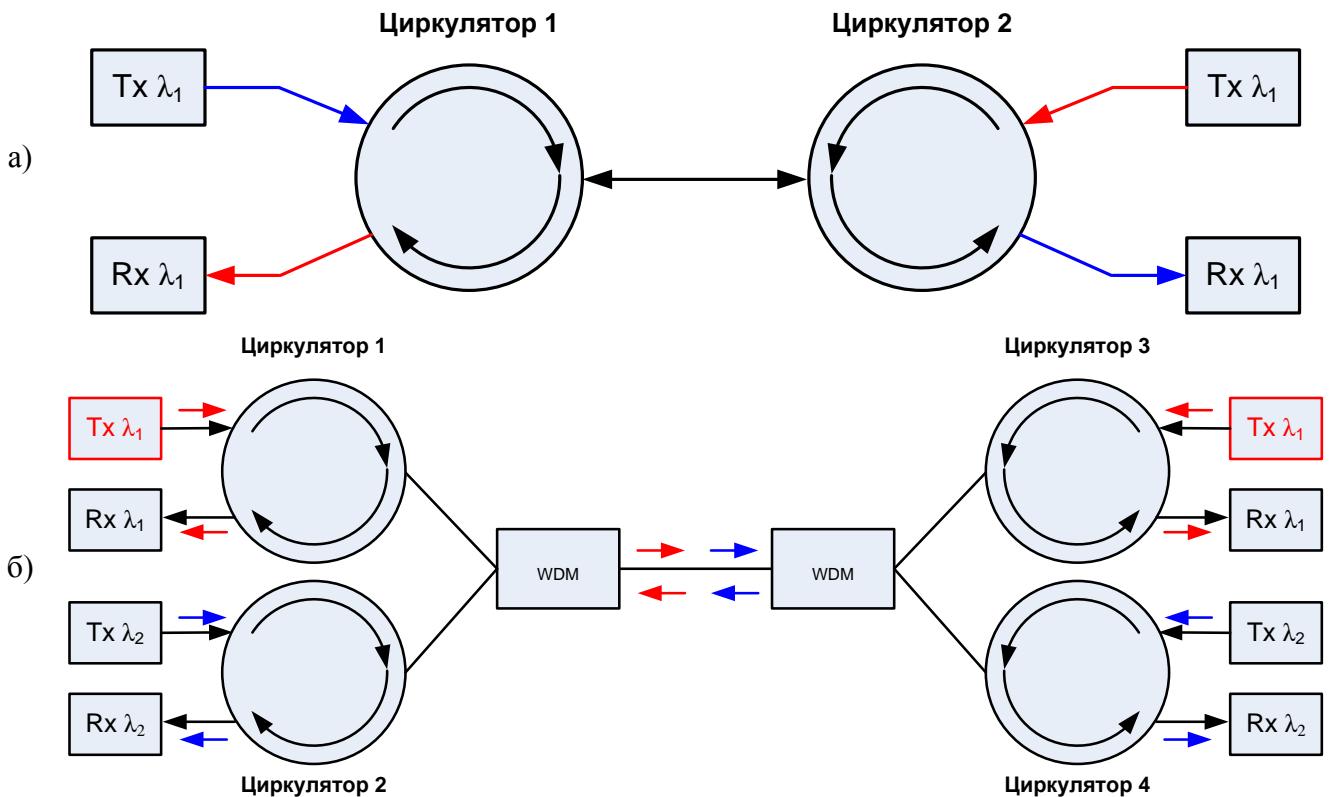


Рис. 3.49. Использование циркуляторов для организации дуплексной связи по одному ОВ на одной длине волны:
а – организация одного канала, б – организация двух каналов.

Междугородные и зоновые ОК предназначаются для передачи информации на большие расстояния и организации большого числа каналов. Городские ОК используются в качестве соединительных линий между городскими АТС. Они рассчитаны на работу без промежуточных линейных регенераторов, то есть на сравнительно короткие расстояния (5-10 км) и относительно небольшое число каналов. Объектовые ОК служат для передачи различной информации на малые расстояния внутри объекта и содержат, как правило, большое число ОВ. Монтажные ОК предназначаются для внутри- и межблочного монтажа аппаратуры.

По условиям прокладки и эксплуатации ОК подразделяются на:

- кабели внутренней прокладки,
- кабели наружной прокладки,
- специальные кабели.

Кабели внутренней прокладки используются внутри телефонных станций, офисов, зданий и помещений. По условиям прокладки они подразделяются на кабели вертикальной и горизонтальной прокладки и шнуры коммутации. Эти кабели имеют облегченную конструкцию и, как правило, небольшую строительную длину.

Кабели наружной прокладки применяются на любых (сельских, городских, зоновых и магистральных) линиях связи и по условиям прокладки их можно разделить на подвесные, подземные и подводные. В конструкции этих кабелей присутствуют силовые элементы, защищающие от внешних воздействий. Строительная длина составляет обычно более двух километров.

К специальным кабелям относят кабели, предназначенные для особых условий эксплуатации, в том числе:

- Полевые кабели, предназначенные для развертывания полевых линий связи, рассчитанные на работу в экстремальных эксплуатационных условиях во всех климатических зонах России;
- Огнестойкие кабели, например, кабели пожарной сигнализации, сохраняющие работоспособность в условиях открытого пламени;
- Кабели для работы при повышенных температурах (до 85-90⁰);
- Кабели для работы во взрывоопасных и агрессивных средах.

3.12.2. Конструктивные элементы волоконно-оптических кабелей

В конструкции ВОК можно выделить **сердечник** и **защитные покровы**. Основным конструктивным элементом сердечника ВОК является *оптический модуль* – одно или несколько ОВ во вторичном покрытии (рис. 3.50).

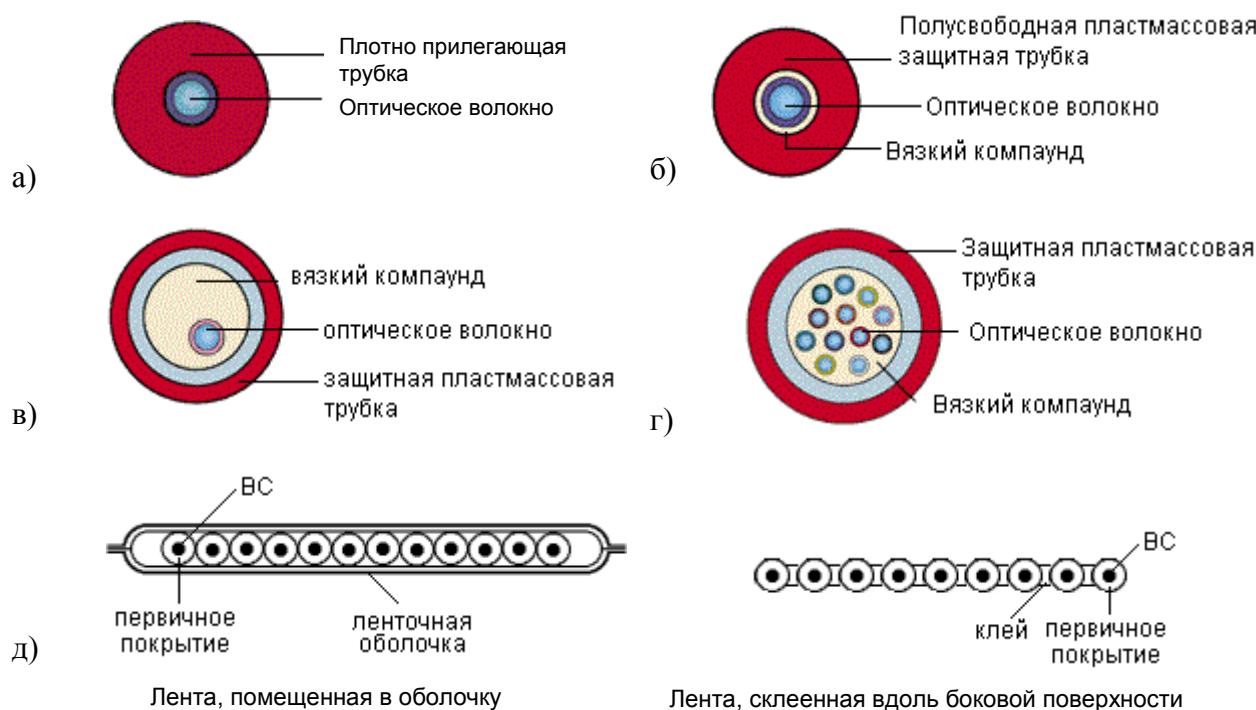


Рис. 3.50. Типы вторичного покрытия оптических волокон:
а) сплошное; б) полусвободное трубчатое; в) свободное трубчатое;
г) многоволоконное свободное трубчатое; д) ленточное.

Пространство внутри оптического модуля заполняется вязким компаундом, предотвращающим попадание воды и уменьшающим трение.

Существуют 3 основных вида конструкции сердечника ВОК: повивный (рис. 3.51а), профилированный (рис. 3.51б), трубчатый (рис. 3.51в).

В повивной конструкции сердечник выполнен в виде одного или нескольких повивов оптических модулей вокруг центрального силового элемента. Для защиты от проникновения воды в сердечник ВОК пространство между оптическими модулями для ВОК наружной прокладки заполняется гидрофобным гелем, либо вместе с оптическими модулями вокруг центрального силового элемента скручиваются гидрофобные ленты или нити.

Конструкция с профилированным сердечником состоит из полипропиленового стержня с продольными пазами. Стержень отливается вокруг металлического или диэлектрического центрального силового элемента. Пазы располагаются вокруг стержня спирально или с периодической сменой направления. Оптические модули или волокна свободно располагаются в углублениях. Пустоты сердечника заполняются гидрофобным гелем.

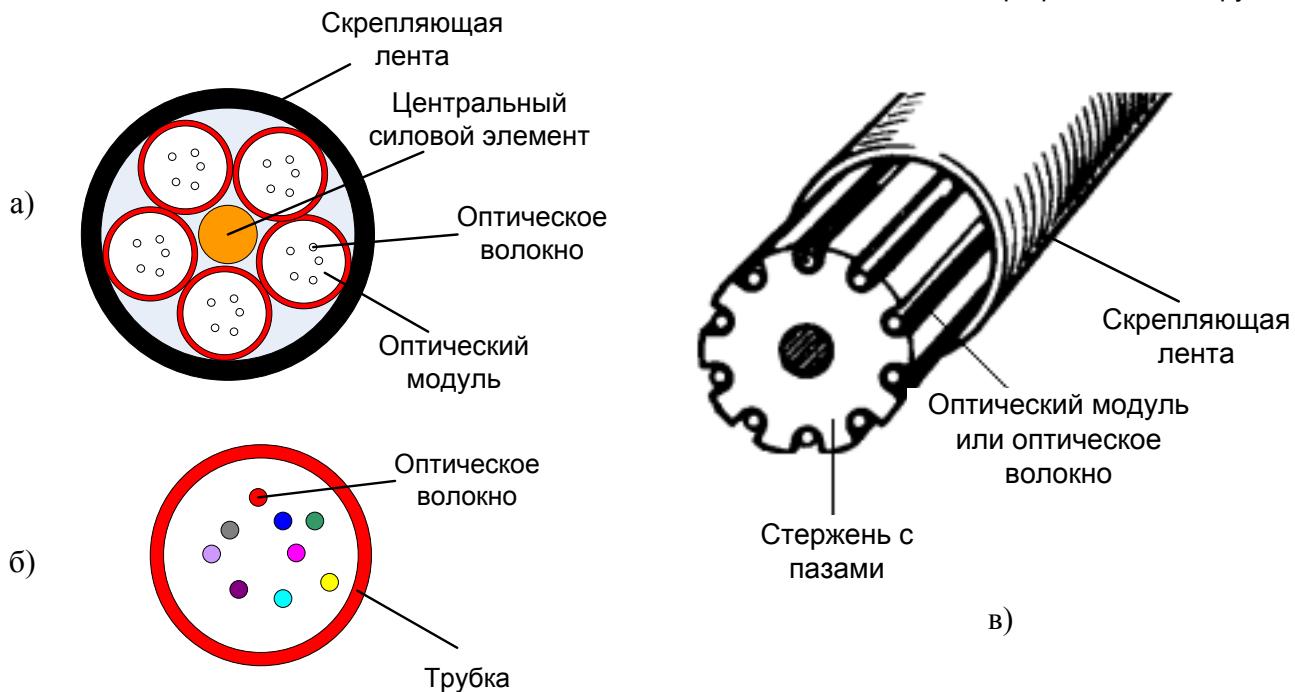


Рис. 3.51. Основные конструкции сердечников ОК:
а) повивный; б) профилированный; в) трубчатый.

Сформированный повивный или профилированный сердечник скрепляется синтетической полипропиленовой или терефталатной (лавсановой) лентой, накладываемой путем спиральной обмотки в один или два слоя.

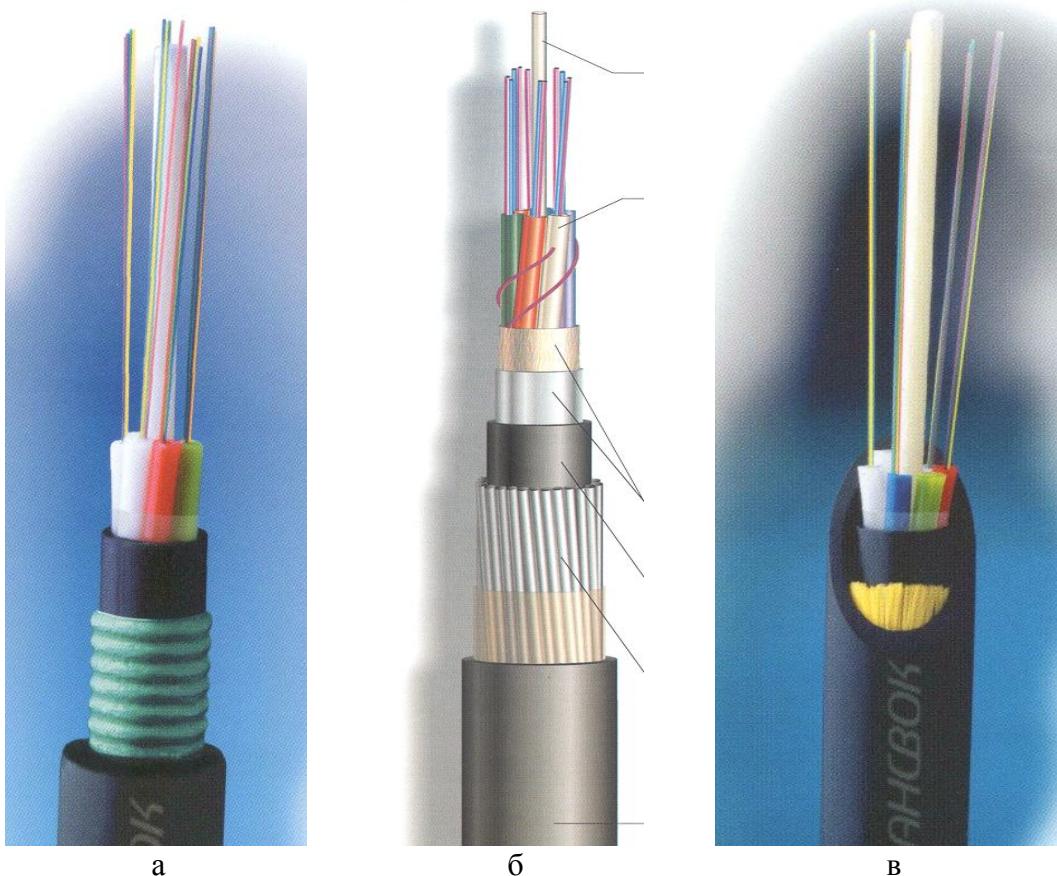


Рис. 3.52. Конструкции броневых покровов: а – ленточная, б – круглопроволочная, в – из арамидных нитей

Кабель с одиночной трубкой состоит из одной пластмассовой трубы, содержащей одно или несколько ОВ. Внутри трубы ОВ располагаются свободно.

Защитные покровы ВОК в зависимости от условий эксплуатации могут включать влагозащитную оболочку (в качестве материала обычно используется полиэтилен высокой плотности или не распространяющие горение полимерные материалы), периферийные армирующие элементы и броневой покров.

Броневой покров входит в конструкцию ВОК, подвергающихся значительным механическим нагрузкам во время эксплуатации. Наиболее часто используется стальная ленточная (рис. 3.52а) и круглопроволочная (рис. 3.52б) броня. Для производства полностью диэлектрических кабелей используют повивы стеклопластиковых стержней или арамидных нитей (рис. 3.52в).

В кабелях, предназначенных для прокладки в кабельной канализации, трубах, коллекторах, на мостах и эстакадах используется стальная ленточная броня. Стальная гофрированная лента, покрытая с наружной стороны сополимером, накладывается продольно с перекрытием на внутреннюю оболочку ОК.



Рис. 3.53. ВОК с периферийными армирующими элементами.

В кабелях для прокладки в грунтах, не подверженных мерзлотным деформациям, на переходах через неглубокие несудоходные реки и болота применяется одноповивная броня из круглых стальных оцинкованных проволок.

Для прокладки в сложных грунтах всех групп, в том числе и подверженных мерзлотным деформациям, а также на переходах через судоходные реки применяется двухповивная круглопроволочная броня. Два повива стальных проволок в этом случае могут быть разделены промежуточной полиэтиленовой оболочкой.

В конструкции кабеля могут присутствовать также периферийные армирующие элементы, дополнительно защищающие кабель от внешних механических воздействий. Примерами таких элементов могут быть металлические или диэлектрические прутки, запрессованные в оболочку ВОК (рис. 3.53), а также несущий трос подвесного ВОК, заключенный в единую оболочку с кабельным сердечником (такой кабель получил название «восьмерочного») (рис. 3.54).



Рис. 3.54. Подвесной ВОК («восьмерка»).

Конструкция ВОК выбирается для конкретных условий эксплуатации. В табл. 3.4 приведены основные факторы, которые воздействуют на ВОК, и конструктивные особенности, обеспечивающие защиту от них.

Условия прокладки	Основные воздействующие факторы	Конструктивные методы защиты
В грунте	Грызуны	Броневой покров
	Растягивающее усилие	Продольные армирующие элементы
	Случайные удары	Броневой покров
	Проникновение влаги	Влагозащитная оболочка, гидрофобный заполнитель
	Раздавливающее усилие	Конструкция сердечника, броневой покров
В кабельной канализации	Проникновение влаги	Влагозащитная оболочка, гидрофобный заполнитель
	Растягивающее усилие	Продольные армирующие элементы
	Скручивание	Наружная оболочка
	Грызуны	Броневой покров, прокладка в защитных трубках
Подвеска на опорах	Растягивающее усилие	Продольные армирующие элементы
	Перепады температур	Оболочки
	Проникновение влаги	Влагозащитная оболочка, гидрофобный заполнитель
	Случайные удары	Броневой покров, оболочки, арамидные нити
	Ультрафиол. облучение	Наружная оболочка
Кабельные вводы в дом	Возгорание	Оболочка из LSZH ² или PVC ³
	Атаки грызунов	Броня
	Проникновение влаги	Влагозащитный барьер
	Растягивающее усилие	Продольные силовые элементы
Внутри помещений	Возгорание	Оболочка из LSZH или PVC
	Изгиб с малым радиусом	Оболочки
	Растягивающее усилие	Арамидные нити
	Случайные удары	Оболочки, арамидные нити
	Раздавливающее усилие	Оболочки, арамидные нити

3.13. Кроссовое оборудование.

Оптический кросс – это специальная коммутационная коробка, предназначенная для защиты мест сварки оптического кабеля, обеспечивающая простое и удобное структурирование сети. В кроссе ОВ волоконно-оптического кабеля выводятся на оптические розетки с использованием пигтейлов. Дальнейшее соединение с активным оборудованием обеспечивается с помощью патч-кордов.

Основные требования к оптическому кроссовому оборудованию определены Минсвязи России в РД 45.064-99 "Оборудование кабельное оконечное. Общие технические требования". В соответствии с этим документом оптические кроссы должны обеспечивать:

- концевую заделку ОК, не вызывающую снижения его характеристик передачи и надежности, а также крепление силовых элементов его сердечника;
- укладку запасов длин оптического волокна с радиусом изгиба не менее 30 мм;

² LSZH (Low-Smoke, Zero-Halogen) – материал, отличающийся малым выделением дыма и не образующим токсичных галогенных газов в процессе горения.

³ PVC (PolyVinyl Chloride) – поливинилхлорид.

- фиксацию защитных гильз соединений оптического волокна;
- идентификацию оптических волокон и их перезаделку (повторное выполнение соединения волокон линейного кабеля со шнуром типа pigtail);
- возможность выполнения монтажа и перемонтажа оборудования при доступе к нему только с фронтальной стороны;
- размещение адаптеров оптических соединителей на панелях или стенках оборудования с возможностью доступа к ним с обеих сторон;
- идентификацию (маркировку) оптических соединителей;
- возможность установки оптических соединителей основных типов (FC, ST, SC и др.) и армированных оптических станционных кабелей;
- механическую защиту и идентификацию оптических соединителей и подключаемых к ним оптических станционных кабелей;
- выполнение внутренних коммутаций (шлейфов) ОК, подключаемых к кроссовому оборудованию;
- возможность установки кроссового оборудования шкафного и стоечного исполнений и ряд "стенка к стенке".

Оптические кроссы настенного типа (рис. 3.55) обладают небольшой емкостью портов и могут устанавливаться как на узлах связи, так и в других точках распределения - в подъездах многоквартирных домов, на чердаках и пр. Кроссы настенного типа имеют конструкцию с за-пирающейся крышкой. Такие кроссы обеспечивают удобное распределение оптического кабеля и дополнительную защиту от несанкционированного доступа.

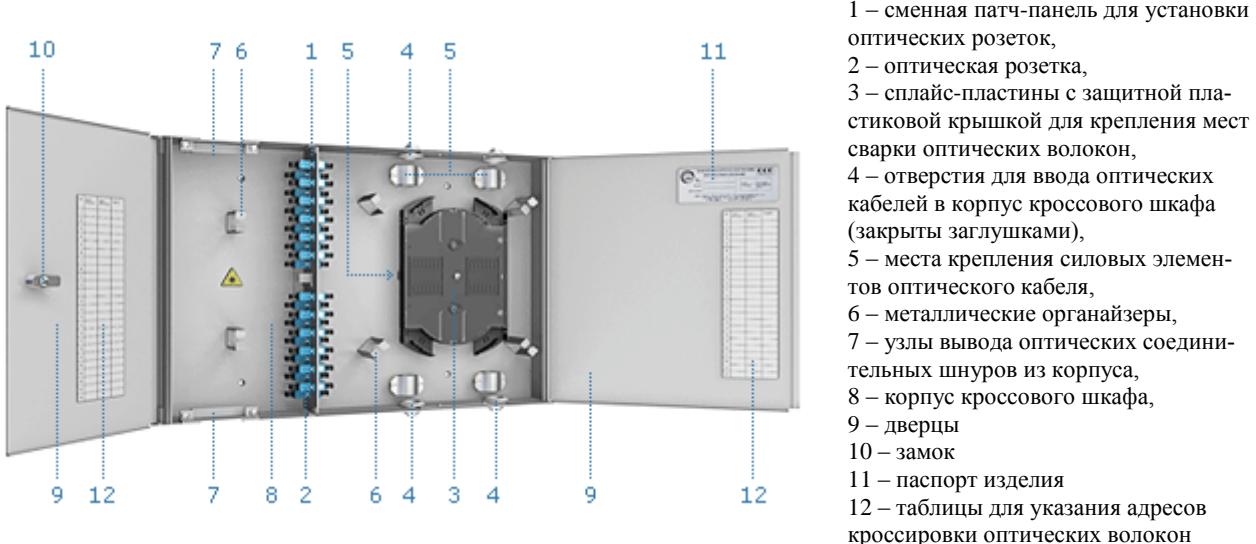


Рис. 3.55. Кросс оптический настенного типа.

Оптические кроссы стоечного типа (рис. 3.56) используются, как правило, при распределении кабелей с большим числом волокон и применяются на узлах связи. Такие кроссы представляют из себя металлический блок высотой от 1 до 4U. Кроссы комплектуются крепежом для установки в стандартную стойку 19" или 21". Обычно в одном оптическом кроссе размещается не более 144 оптических розеток, а корпус имеет не более 8 кабельных вводов.

Оптический кросс стоечного типа может иметь выдвигающуюся панель. Выдвижная конструкция позволяет избежать необходимости изъятия кросса для внесения изменений в конфигурацию. При работе с такими кроссы требуется учитывать запас кабеля, необходимый для движения кросса.

Существуют также миниатюрные оптические кроссы, применяемые в локальных точках коммутации, на которых требуется распределение малого количества портов. Широкий выбор оптических кроссов связан с разнообразием конструкций и размеров.



Рис. 3.56. Кросс оптический стоечного типа.

3.14. Кабельные вставки.

Оптическая кабельная вставка (ОКВ) - предназначена для восстановления работы ВОЛС при повреждении ВОК. Оптические кабельные вставки разделяются на постоянные (ПОКВ) и временные (ВОКВ).

ПОКВ предназначены для организации постоянной схемы восстановления ВОЛС. Для ПОКВ, как правило, используется ВОК той же марки и емкости, что и поврежденный. В соответствии с РД 45.211-2001 длина ПОКВ должна составлять не менее 50 м.

ВОКВ используются для организации временной схемы восстановления ВОЛС. В зависимости от вида повреждения оптического кабеля восстановление его по временной схеме осуществляется с помощью одно- или многоэлементных временных вставок (классифицируемых по числу отрезков ВОК, составляющих вставку).

В соответствии с РД 45.211-2001 при устройстве временных вставок ВОК следует прокладывать по земле, по опорам существующих воздушных линий связи, радиофикации, деревьям и кустам. При затоплении местности кабель может быть проложен в обход водной преграды.

Одноэлементная ВОКВ организуется в случае локального механического повреждения ВОК, когда место повреждения можно определить визуальным путем, но монтаж постоянной вставки не может быть выполнен в нормативные сроки.

Одноэлементная ВОКВ представляет собой отрезок ОК из эксплуатационного запаса для данной линии, концы которого подготовлены для сращивания с поврежденным линейным ВОК. Это существенно упрощает переход от временной схемы организации связи к постоянной и сокращает время такого перехода.

Для ВОКВ может быть использован специальный малогабаритный ВОК наружной прокладки длиной около 50 м (что достаточно при устранении локальных повреждений линейного ОК). Специальный кабель для ВОКВ обычно имеет сердечник трубчатой конструкции. Малый диаметр и масса специального кабеля, легко позволяют оперативно восстанавливать поврежденные участки ВОЛС. Специальный ВОК должен обладать повышенной стойкостью к внешним воздействующим факторам.

Одноэлементная ВОКВ со специальным ВОК представлена на рис. 3.57. Такая ВОКВ комплектуется двумя муфтами с оптическими кассетами для укладки сростков ОВ. Она предназначена для наружной прокладки и эксплуатации при температуре окружающего воздуха от минус 40 до 70°C и при относительной влажности воздуха до 100% при 25°C.

В случае протяженного участка повреждений линейного ВОК может быть также использована одноэлементная ВОКВ протяженностью вплоть до строительной длины линейного ОК.

Соединение ОВ поврежденного ОК и кабеля ВОКВ осуществляется с помощью механических соединителей или сварки.

Многоэлементная ВОКВ организуется, когда:

- повреждение носит локальный и скрытый характер, т.е. его нельзя определить визуально, и время на определение места повреждения и устранение аварии превышает норму на восстановление ОК по постоянной схеме;
- повреждение ОК имеет значительную протяженность (от 200 м до 7 км) или имеется несколько повреждений одной или нескольких соседних строительных длин;
- доступ к месту аварии затруднен.

Рис. 3.57. Одноэлементная ВОКВ со специальным ВОК.

Конструктивные особенности многоэлементных ВОКВ должны обеспечивать развертывание вставки ручным способом, без необходимости применения специальных механизмов.

На рис. 3.58 аварийно транспортируемый кабельный комплект (АТТК) на основе многоэлементной ВОКВ. АТТК состоит из последовательно соединенных функционально независимых кабельных секций, каждая из которых представляет собой металлический барабан с размещенным на нем специальным ВОК. Подключение АТТК производится путем сращивания ОК поврежденного ВОК к ОВ АТТК с использованием механических соединителей, входящих в состав устройства подключения.

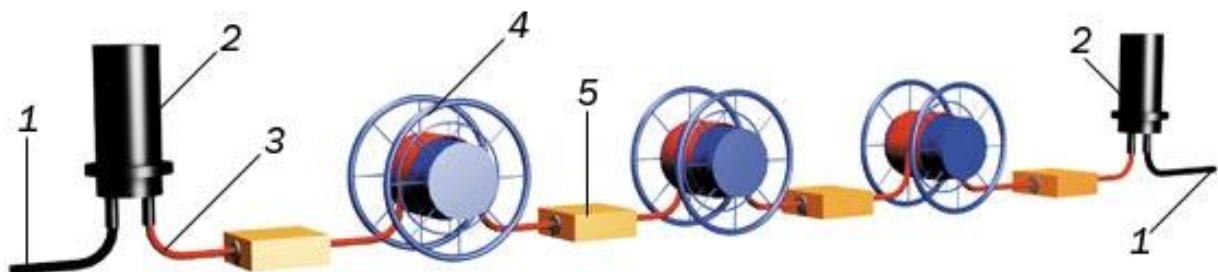


Рис. 3.58. Аварийно транспортируемый кабельный комплект: 1 – аварийный ВОК, 2 – оптические муфты, 3 - устройство подключения, 4 – кабельная секция, 5 – узел защиты мест соединений.

2.2. Основные принципы когерентного приема.

2.2.1. Особенности когерентного приема оптических сигналов

Основным доводом в пользу перехода от ВОСС с ЭП к системам с КП является возможность использования различных видов модуляции: амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной и поляризационной, а также их комбинаций, например квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Отметим, что все известные ФП дают отклик на поток фотонов и мало чувствительны к оптической фазе, частоте несущей и состоянию поляризации [2, 3].

Для определения параметров вектора напряженности электрического поля в световой волне передаваемого сигнала можно ее смешать с когерентным опорным оптическим полем со стабильной фазой от дополнительного источника излучения (гетеродина) и детектирования суперпозиции двух оптических полей фотоприемником. В результате интерференции сигнального и опорного полей на фоточувствительной площадке регистрируемый фототок содержит информацию об амплитуде, частоте и фазе сигнального поля. В данной работе в основном рассматривается КП сигналов с амплитудной, фазовой и поляризационной модуляциями.

Такой метод детектирования называется оптическим гетеродинированием, оптическим смешением, фотосмешением, световыми биениями или когерентным оптическим гетеродинированием. Когерентный оптический приемник является оптическим аналогом супергетеродинного радиоприемника. Волны сигнала и гетеродина в гетеродинном приемнике имеют разные частоты (v_s и v_g). Когда $v_s=v_g$ приемник называется гомодинным. Все когерентные системы оптической связи используют высококогерентные, квазимонохроматические источники излучения, одномодовые ОВ и гетеродинные или гомодинные приемники. Использование гетеродинного и гомодинного приема позволяет значительно повысить чувствительность ФПУ.

По сравнению с энергетическими приемниками прямого детектирования гетеродинные и гомодинные приемники имеют следующие преимущества:

- Возможность электронной компенсации хроматической и поляризационно-модовой дисперсии.
- Увеличение отношения сигнала к шуму примерно на 3 дБ по сравнению с идеальным нешумящим приемником прямого детектирования. Реальный выигрыш от использования КП значительно больше и может составлять 10-15 дБ, если не используются оптические предусилители.
- Малая чувствительность КП к нежелательному фоновому излучению.
- При достаточной мощности гетеродина гетеродинный и особенно гомодинный методы приема позволяют достичь квантового предела детектирования.

Недостатками КП являются технические сложности обеспечения: согласования на поверхности ФП волновых фронтов, фаз и поляризаций излучений сигнала и гетеродина, высокой стабильности несущей частоты сигнала и частоты гетеродина.

В настоящее время для источников излучения сигнала и гетеродина используют высокостабильные полупроводниковые лазеры с решетками Брэгга и электронной подстройкой частоты. Для внешней модуляции оптического сигнала, смешивания сигнала и гетеродина, фильтрации, внесения фазовых сдвигов и временных задержек успешно используются устройства интегральной оптики.

Методы когерентного приема оптических сигналов известны и исследовались уже более 40 лет. Однако до коммерческого использования дело не доходило. Все попытки обеспечить требуемую долговременную стабильность частоты, фазы и состояния поляризации излучения источника сигнала и гетеродина не увенчались успехом [2-4]. Первые практические системы когерентного приема появились только в первом десятилетии 21 века. В этих системах отказались от долговременной стабильности оптических источников сигнала и гетеродина, учитывая, что передаваемая информация содержится в изменениях параметров излучения происходящих за время тактового интервала (или небольшого количества интервалов)

длительностью десятки – сотни пс. Все изменения сигнала, происходящие медленно, а таковыми являются процессы в ОВ и источниках излучения при изменяющихся воздействиях окружающей среды, таких как температура, давление, влажность окружающей среды, механические сжатия, растяжения, изгибы, вибрации и т.п., могут быть отфильтрованы и исключены при обработке сигналов в реальном масштабе времени.

В данном разделе рассмотрены принципы работы и упрощенные структурные схемы когерентных ВОСС с КП, использующих различные виды модуляции. Выполнен их анализ, определены качество связи, обнаружительная способность и отношение сигнала к шуму. Проведено сравнение ВОСС с ЭП и КП.

2.2.2. Обобщенный цифровой когерентный оптический сигнал

Рассмотрим обобщенный цифровой оптический сигнал, который получен из квазимонохроматического линейно поляризованного света с несущей частотой $\omega_s = 2\pi\nu_s$. Будем рассматривать ФМ и КАМ. Причем ФМ может быть описана в рамках КАМ. Полагаем, что символьная скорость передачи равна B определяет тактовый интервал $\Delta T = 1/B$.

Запишем выражение для напряженности электрического поля E в электромагнитной волне источника для некоторой точки на расстоянии z в выбранном такте цифрового оптического сигнала с КАМ, который может иметь N уровней амплитуды от $n=1$ до N и L уровней фазы от $l=1$ до L

$$E_{snl}(t, z) = E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}], \quad (2.8)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ - постоянная распространения,

$\varphi_{s0} = -k z$ – набег фазы при прохождении сигналом расстояния z ,

φ_{sl} - фаза сигнала с номером l .

2.2.3. Гетеродинный приемник цифрового когерентного сигнала

Для гетеродинного приема в принципе достаточно одного ФП. Однако удобнее использовать два ФП, объединенных в один балансный приемник (рис. 2.1) [4].

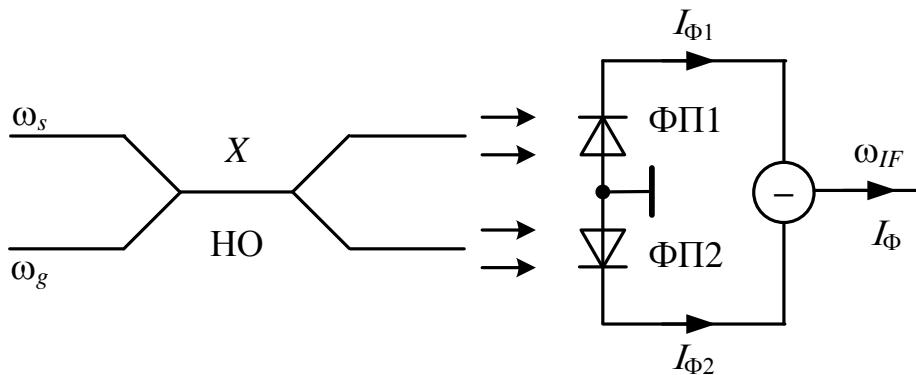


Рис. 2.1. Схема входного устройства гетеродинного ФПУ, включающая балансный ФП и НО

На один вход смесителя, представляющего собой X -образный направленный ответвитель (НО), поступает ослабленное в линейном оптическом тракте (ЛОТ) излучение цифрового оптического сигнала (2.8).

На второй вход смесителя поступает сравнительно мощное излучение гетеродина, частота которого ω_g смещена относительно несущей частоты сигнала ω_s на величину, которая превышает верхнюю частоту модулирующего сигнала Ω , но ниже верхней частоты чувствительности ФП

$$E_g(t) = E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}], \quad (2.9)$$

где E_{gm} – амплитуда напряженности поля гетеродина (обычно $E_{gm} \gg E_{msn}$ для любого n), ϕ_{g1} – фаза гетеродина при $t = 0$.

X -образный НО разделяет поровну излучение сигнала и гетеродина между двумя выходами на ФП. Причем напряженности поля сигнала передаются на выходы без изменения фазы, а напряженности поля гетеродина передаются на один выход без изменения фазы, а на второй в противофазе [2, 4].

Запишем выражения для напряженностей интерферирующих полей на площадках двух ФП

$$\begin{aligned} E_{1snl}(t, z) &= \left(1/\sqrt{2}\right) \cdot \left\{ E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] + E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}] \right\}, \\ E_{2snl}(t, z) &= \left(1/\sqrt{2}\right) \cdot \left\{ E_{msn} \cdot \cos[\omega_s \cdot t - k \cdot z + \varphi_{sl}] - E_{mg} \cdot \cos[\omega_g \cdot t + \varphi_{g1}] \right\}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Математически токи ФП определяются выражениями аналогичными (1.55)

$$I_{\phi 1nl} = S \cdot \frac{E_{1snl}^2 \cdot A_{ef}}{Z_v} \text{ и } I_{\phi 2nl} = S \cdot \frac{E_{2snl}^2 \cdot A_{ef}}{Z_v}. \quad (2.11)$$

Выразим мощности сигнала и гетеродина через амплитуды напряженностей

$$P_{sn} = \frac{E_{msn}^2 \cdot A_{ef}}{2Z_v} \text{ и } P_g = \frac{E_{mg}^2 \cdot A_{ef}}{2Z_v}. \quad (2.12)$$

Из (2.10) с учетом (2.11) и (2.12) можно получить выражения для токов ФП, полагая, что ФП не воспринимают оптические частоты, но воспринимают разностную радиочастоту $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_g|$

$$\begin{aligned} I_{\phi 1nl} &= 0.5 \cdot S \cdot \left[P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos[\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}] \right], \\ I_{\phi 2nl} &= 0.5 \cdot S \cdot \left[P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos[\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}] \right]. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Для разностного тока балансного ФП можно записать:

$$I_{\phi nl} = I_{\phi 1nl} - I_{\phi 2nl} = 2 \cdot S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}), \quad (2.14)$$

При этом полезный выходной сигнал удваивается, а нежелательная постоянная составляющая в выходном сигнале подавляется.

В выражениях (2.13)–(2.14) не учитывается набег фазы за счет распространения сигнала, который имеет постоянную составляющую $k \cdot z$ и случайные флюктуации за счет внешних воздействий на ОВ. Это сделано для упрощения перечисленных и дальнейших выражений. Без потери общности этот набег фазы можно учесть начальной фазой гетеродина ϕ_{g1} .

Принятый сигнал (2.14) сохраняет информацию об амплитуде и фазе сигнала. Далее он преобразуется в напряжение, которое усиливается в полосовом усилителе промежуточной частоты (УПЧ) с шириной полосы не менее 2Ω :

$$u_{snl} = U_{msn} \cdot \cos(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{sl} - \varphi_{g1}), \quad (2.15)$$

где $U_{msn} = 2 \cdot S \cdot R_L \cdot K_u \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g}$ – амплитуда напряжения, R_L – сопротивление в цепи обратной связи трансимпедансного УФТ (сопротивление нагрузки ФП), K_u – коэффициент усиления УПЧ.

На рис. 2.2а показаны спектры оптического сигнала с верхней частотой модуляции Ω , излучения гетеродина с частотой ω_g и преобразованного сигнала с центральной частотой ω_{IF} . Ширина спектра преобразованного сигнала такая же, как у исходного сигнала и равна 2Ω .

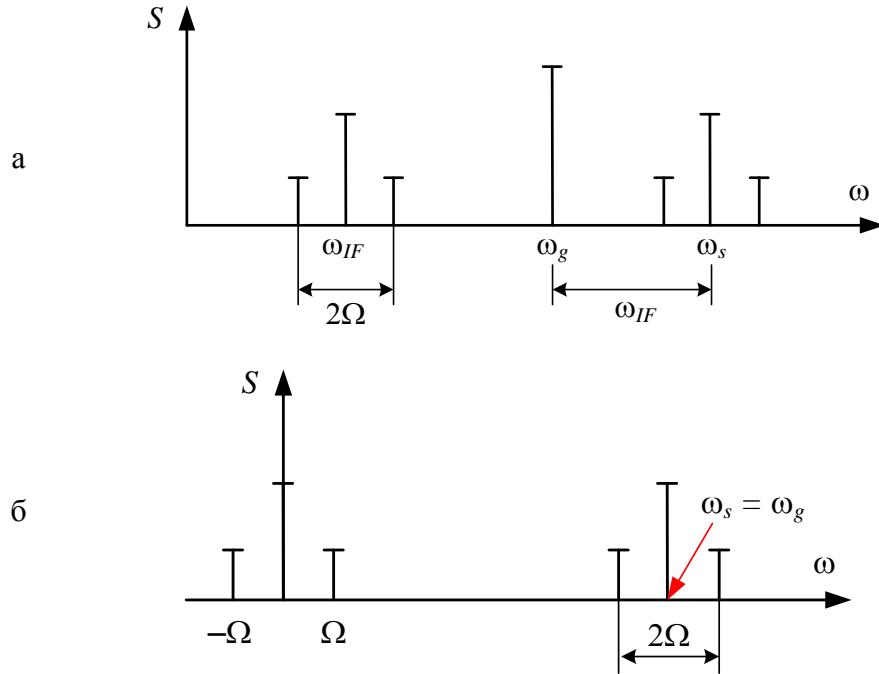


Рис. 2.2. Спектры оптического сигнала, излучения гетеродина и преобразованного сигнала для гетеродинного (а) и гомодинного (б) приема.

Сигнал промежуточной частоты может детектироваться с помощью амплитудного, фазового или частотного детекторов. Для демодуляции КАМ сигналов также может использоваться квадратурный синхронный демодулятор (рис. 2.3). После УПЧ сигнал поступает одновременно на два умножителя УМ1 и УМ2. На вторые входы умножителей поступают напряжения от опорного электрического гетеродина ГУН (генератора, управляемого напряжением) с частотой ω_{IF}, которые сдвинуты по фазе на $\pi/2$:

$$u_{g1} = U_{mg} \cdot \cos(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g1}) \text{ и } u_{g2} = U_{mg} \cdot \sin(\omega_{IF} \cdot t + \varphi_{g2}). \quad (2.16)$$

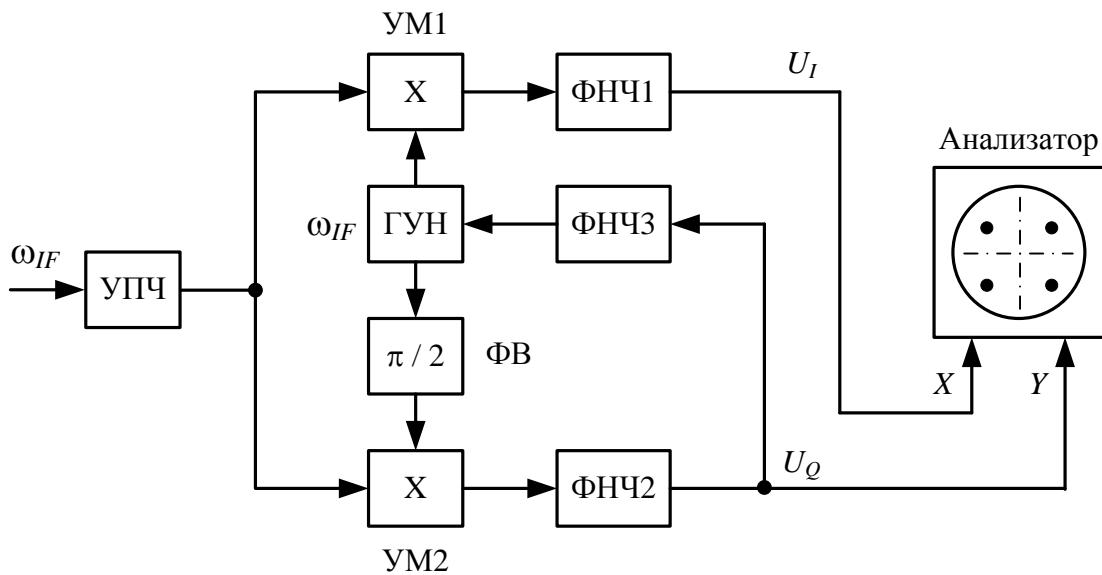


Рис. 2.3. Схема демодулятора гетеродинного приемника в электрическом тракте

Запишем выражения для напряжений на выходах фильтров низких частот (ФНЧ1 и ФНЧ2) с верхней частотой Ω , которые фильтруют сигналы после УМ1 и УМ2. Первое выражение соответствует синфазной составляющей

$$U_{hl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.17a)$$

а второе квадратурной составляющей сигнала

$$U_{Qnl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_{g1} - \varphi_{g2}), \quad (2.176)$$

где k – коэффициент преобразования умножителя.

Постоянны времени ФНЧ1 и ФНЧ2 должны быть минимальны, но достаточны для усреднения сигналов в пределах одного такта с длительностью ΔT . Вместо этих ФНЧ можно использовать накопители сигнала также в пределах одного такта.

Для анализа и наглядного представления сигнала с квадратурной модуляцией используют фазовую плоскость. Подавая напряжение U_{Inl} на вход X (ось I) осциллографа, а напряжение U_{Qnl} на вход Y (ось Q), получим на экране фазовые диаграммы (сигнальные созвездия). На рис. В.2 показаны фазовые диаграммы для различных форматов КАМ.

Из-за наличия фазовых сдвигов в первом (оптическом) φ_{g1} и втором (электрическом) φ_{g2} гетеродинах сигнальные созвездия повернуты на угол $\varphi_{g1} + \varphi_{g2}$. Используя то обстоятельство, что среднее значение фазы сигнала равно $\bar{\varphi}_{sl} = 0$ за достаточно большой интервал времени (значительно превышающий тактовый интервал ΔT) можно подстроить частоту и фазу ГУН для выполнения условия $\langle \varphi_{g1} + \varphi_{g2} \rangle = 0$ с помощью фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Для этого надо на вход ГУН через ФНЧ3 подать напряжение U_{Qnl} . При этом среднее значение \bar{U}_{Qnl} по многим тактовым интервалам будет поддерживаться равным 0, а выражения (2.17a) и (2.17b) примут вид

$$U_{Inl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl}), \quad U_{Qnl} = k \cdot U_{msn} \cdot U_{mg} \cdot \sin(\varphi_{sl}) \quad (2.18)$$

Постоянная времени ФНЧ3 должна быть намного больше постоянных времени ФНЧ1 и ФНЧ2 и значительно меньше периодов изменения внешних влияющих факторов. Вместо ФНЧ3 также может использоваться накопитель сигнала в пределах выбранного (достаточно большого) количества тактов.

2.2.3. Гомодинный приемник цифрового когерентного оптического сигнала

Разновидностью гетеродинного приема оптических сигналов (2.8) является гомодинный прием, при котором частота гетеродина (2.9) выбирается равной несущей частоте сигнала $\omega_g = \omega_s$.

На рис. 2.2б показан спектр сигнала с двумя боковыми полосами, спектр гетеродина и спектр преобразованного сигнала. При формальном применении принципов преобразования частоты у нас должны возникать отрицательные частоты, которые физически не реализуется. Информация о сигнале при простейшем гомодинном приеме с одним гетеродином частично теряется.

Аналогичные проблемы уже возникали при синхронном детектировании электрического сигнала промежуточной частоты в гетеродинном приемнике (см. предыдущий параграф 2.2.2). Для полного восстановления модулирующего сигнала там был использован электрический гетеродин с промежуточной частотой с двумя выходами со сдвигом по фазе на $\pi/2$ и два синхронных детектора (рис. 2.3).

Для полного восстановления модулирующего сигнала с КАМ используется схема, показанная на рис. 2.4. Излучения сигнала, выходящего из ЛОТ, и гетеродина смешиваются на ФП с помощью 90° оптического гибрида [2, 4], к выходам которого подключаются четыре ФП. Первый и второй ФП образуют первый, а третий и четвертый – второй балансные ФП.

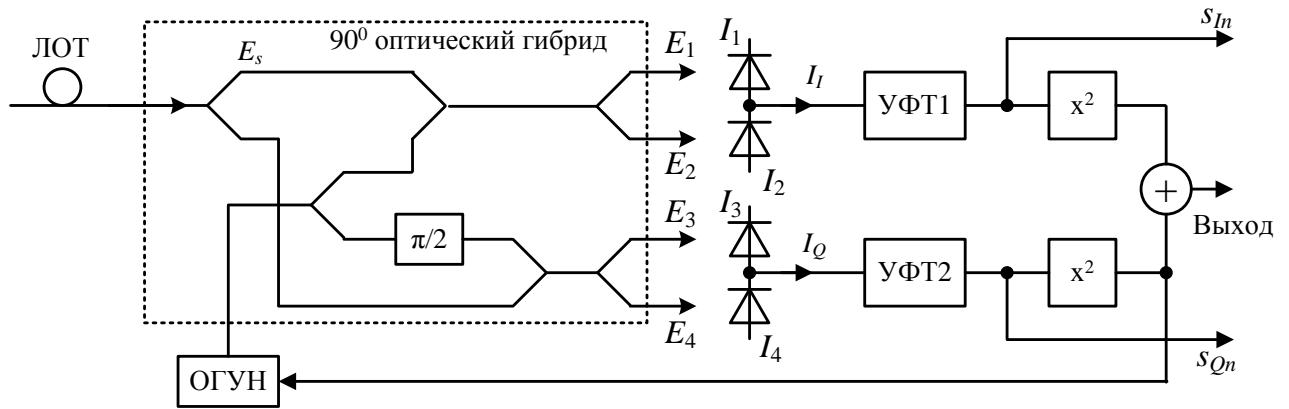


Рис.2.4. Структурная схема цифрового гомодинного приемника сигналов с КАМ

Представим напряженности полей сигнала и гетеродина в виде комплексных амплитуд

$$\dot{E}_{snl} = E_{msn} \cdot \exp(j \cdot \varphi_{sl}), \dot{E}_g = E_{mg} \cdot \exp(j \cdot \varphi_g). \quad (2.19)$$

В выражении (2.19) полагается, что оптический сигнал не имеет начальной фазы. Случайные изменения фазы сигнала без потери общности можно учесть в случайных флюктуациях фазы гетеродина.

Запишем выражения для напряженностей полей на выходах ФП, учитывая свойства НО в идеальном 90° гибридe

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + \dot{E}_g), \quad \dot{E}_2 = 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - \dot{E}_g) \\ \dot{E}_3 &= 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} + j \cdot \dot{E}_g), \quad \dot{E}_4 = 0.5 \cdot (\dot{E}_{snl} - j \cdot \dot{E}_g). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Запишем выражение для тока первого ФП, учитывая подавление (фильтрацию) им оптических частот

$$\begin{aligned} I_{\phi 1nl} &= 0.25 \cdot S \cdot A_\phi / Z_v \cdot \operatorname{Re} \left[(E_{msn} \cdot \exp(j \omega_0 t + \varphi_{sl}) + E_{mg} \cdot \exp(j \omega_0 t + \varphi_g)) / \sqrt{2} \right]^2 = \\ &= 0.25 \cdot S \cdot A_\phi / Z_v \cdot [0.5 \cdot E_{msn}^2 + 0.5 \cdot E_{mg}^2 + E_{msn} \cdot E_{mg} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g)] = \\ &= 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g)]. \end{aligned} \quad (2.21a)$$

Аналогично для токов второго, третьего и четвертого ФП получаем:

$$I_{\phi 2nl} = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g)], \quad (2.21b)$$

$$I_{\phi 3nl} = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g + 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g)], \quad (2.21v)$$

$$I_{\phi 4nl} = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g - 2 \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g)]. \quad (2.21g)$$

Токи на выходах первого (синфазная составляющая) и второго (квадратурная составляющая) балансных приемников:

$$I_{lnl} = I_{\phi 1nl} - I_{\phi 2nl} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \quad (2.22a)$$

$$I_{Qnl} = I_{\phi 3nl} - I_{\phi 4nl} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g). \quad (2.22b)$$

Для постоянных составляющих токов ФП можно записать:

$$I_{01n} = I_{02n} = I_{03n} = I_{04n} = 0.25 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g]. \quad (2.23)$$

Из (2.22a) и (2.22b) можно получить выражение для комплексной амплитуды демодулированного электрического сигнала (фототока), которое эквивалентно комплексной амплитуде оптического сигнала:

$$I_{Cnl} = I_{lnl} + j \cdot I_{Qnl} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \cdot \exp[j \cdot (\varphi_{sl} - \varphi_g)]. \quad (2.24)$$

Выходные токи (2.22) преобразуются в напряжения в УФТ1 и УФТ2. Если подать их на входы X и Y осциллографа то можно наблюдать сигнальные созвездия, которые даже при точном совпадении несущей частоты сигнала ω_s и частоты гетеродина ω_g из-за случайных

флуктуаций фазы сигнала будут вращаться на фазовой плоскости. Для обеспечения возможности точной подстройки частоты и фазы гетеродина он выполняется в виде оптического генератора, управляемого напряжением (ОГУН), включенным в схему ФАПЧ, работу которой опишем позже.

2.2.4. Гомодинный приемник цифрового когерентного оптического сигнала с многоуровневой АМ

Рассмотрим потенциальные возможности гомодинного приемника при детектировании сигналов с многоуровневой АМ. В этом случае сигналы в разных битах должны отличаться только мощностью излучения P_{sn} . Однако сигналы гомодинного приемника (2.22) зависят также от случайных изменений фазы в ЛОТ.

Эта проблема может быть решена преобразованием токов балансных ФП (2.22а) и (2.22б) в напряжения с помощью УФТ, возведением этих напряжений в квадрат с последующим суммированием в сумматоре, как показано в схеме рис. 2.5. Запишем для выходного напряжения сумматора для бита с n -ым уровнем

$$U_{2n} = R_L^2 \cdot k_m \cdot (I_{In}^2 + I_{Qn}^2) = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g, \quad (2.25)$$

где R_L – коэффициент передачи трансимпедансного УФТ,

k_m – коэффициент передачи умножителя по напряжению.

Видно, что выходной сигнал сумматора линейно зависит от мощности входного при АМ и не зависит от разности фаз сигнала и гетеродина.

Для стабилизации средней частоты ОГУН, используется ФАПЧ, которая поддерживает среднее значение частоты гетеродина равной несущей частоте сигнала с учетом изменений средней фазы сигнала. Для этого необходимо поддерживать нулевое среднее значение напряжения на квадратурном выходе за сравнительно большое количество тактов сигнала

$$\bar{U}_{Qnl} = R_L^2 \cdot k_m \cdot I_{Qnl}^2 = R_L^2 \cdot k_m \cdot S^2 \cdot P_{sn} \cdot P_g \cdot \sin^2(\varphi_{sl} - \varphi_g) = 0 \quad (2.26a)$$

При подаче этого сигнала на вход управления ОГУН через ФНЧ (рис. 2.5) выполняется условие для среднего значения разности фаз сигнала и гетеродина

$$\langle \varphi_{sl} - \varphi_g \rangle = 0. \quad (2.26b)$$

Постоянная времени ФНЧ определяет интервал усреднения.

При работающей ФАПЧ выражения (2.22) для многоуровневой АМ примут вид

$$I_{In} = S \cdot \sqrt{P_{sn} \cdot P_g} \quad \text{и} \quad I_{Qn} = 0, \quad (2.27)$$

Сигнал АМ I_{In} можно снимать с синфазного выхода (первого балансного приемника).

Постоянная составляющая тока балансного приемника (2.16) будет равна

$$I_{0n} = 0.5 \cdot S \cdot [P_{sn} + P_g] \quad (2.28)$$

Для дисперсии тока дробового шума балансного ФП можно записать

$$\sigma_0^2 = 2 \cdot e \cdot I_{0n} \cdot \Delta F = e \cdot S \cdot (P_{sn} + P_g) \cdot \Delta F, \quad (2.29)$$

Для сравнения гомодинного приема с энергетическим рассмотрим отношение сигнала к шуму при передаче логической «1» при бинарной АМ и выразим его через количество фотонов

$$SN_{gm} = \frac{I_1^2}{\sigma_0^2} = \frac{S^2 \cdot P_s \cdot P_g}{e \cdot S \cdot (P_s + P_g) \cdot \Delta F} \approx \frac{S \cdot P_s \cdot 2\Delta T}{e \cdot (1 + P_s / P_g)} = \frac{2\eta \cdot \bar{n}_\phi}{1 + \bar{n}_\phi / \bar{n}_g}, \quad (2.30a)$$

где \bar{n}_s , \bar{n}_g – количество фотонов сигнала и гетеродина, приходящих на ФП за время ΔT при передаче логической «1».

Учитывая, что обычно $P_g \gg P_s$ можно полагать, что отношение сигнала к шуму мало зависит от мощности гетеродина и стремится к величине [1]

$$SN_{gm_max} = 2\eta \cdot \bar{n}_s = 2\bar{m}_\phi. \quad (2.30b)$$

Сравнение последнего выражения с выражением (1.10) для отношения сигнала к шуму при энергетическом приеме с использованием идеального р-и-п ФД показывает, что отношение сигнала к шуму при гетеродинном приеме, как минимум в 2 раза (на 3 дБ) больше.

Продолжим сравнение когерентного и энергетического приема оптических сигналов с учетом шумов схемы. Для энергетического ФПУ с учетом шумов схемы справедливо (1.29б) для PIN ФД и (1.30) для ЛФД. ФПУ с ЛФД обеспечивает большой выигрыш по сравнению с PIN ФД при сравнительно малых сигналах и значительных шумах схемы. Учет шумов лавины в ЛФД с высоким усилением, в пределе полностью подавляющим шумы схемы, позволяет получить максимальное отношение сигнала к шуму при энергетическом приеме

$$SN_{eAPD} = \frac{\bar{m}_\phi}{F(M)} = \frac{\eta \cdot \bar{n}_\phi}{F(M)}. \quad (2.31)$$

Из рис. 1.3 видно, что даже для лучших ЛФД $F(M) > 6$ дБ (4 раза). Реально отношение сигнала к шуму в ФПУ с ЭП будет в 10-15 раз меньше по сравнению с ФПУ с КП.

Из (2.30а) получим выражение для отношения сигнала к шуму при гомодинном приеме с учетом шумов схемы

$$SN_{gm} = \frac{I_{\phi I}^2}{\sigma_{0I}^2} = \frac{2 \cdot \bar{m}_\phi}{1 + \bar{n}_\phi / \bar{n}_g + \sigma_q^2 / (\eta \cdot \bar{n}_g)} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \bar{n}_\phi}{1 + \bar{n}_\phi / \bar{n}_g + \sigma_q^2 / (\eta \cdot \bar{n}_g)}. \quad (2.32)$$

На рис. 2.5 показаны зависимости количества фотонов гетеродина, которые приходятся на один бит для различных скоростей передачи. Видно, что даже при сравнительно небольших мощностях гетеродина (доли мВт) уже можно пренебречь шумами схемы, которые обычно не превышают 1000 шумовых электронов на бит (см. табл. 1.1). Таким образом, реальный гомодинный приемник даже при учете шумов схемы по своим параметрам приближается к идеальному и для него отношение сигнала к шуму определяется (2.30б).

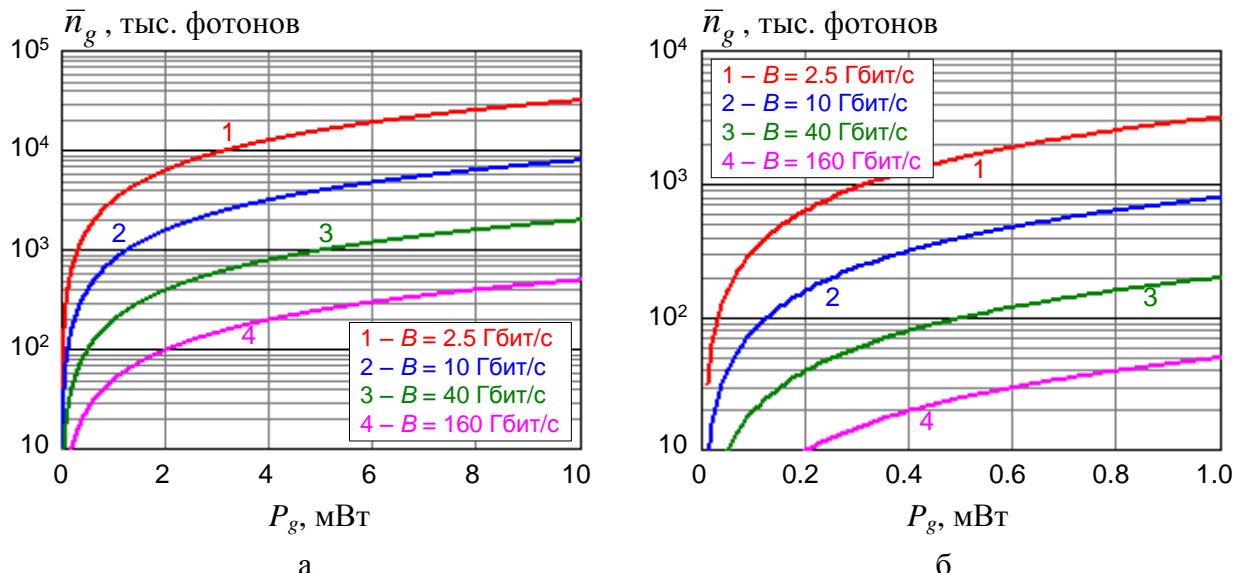


Рис. 2.5. Зависимости количества фотонов гетеродина на один бит от мощности гетеродина для различных скоростей передачи

2.2.5. Учет поляризации излучения сигнала и гетеродина

Отметим, что при рассмотрении взаимодействия излучений сигнала и гетеродина мы полагали, что их излучения линейно и одинаково поляризованы. В общем случае они могут быть поляризованы по-разному. Для исключения зависимости чувствительности приемника от состояния поляризации входного сигнала можно использовать схему, показанную на рис. 2.6 [4]. Фактически она включает два уже рассмотренных приемника (рис. 2.4) для каждой из двух ортогональных поляризаций принятого сигнала. Входной сигнал, имеющий произвольное состояние поляризации, разделяется на две линейно поляризованные ортогональные

компоненты с помощью поляризационного расщепителя (Polarization Beam Splitter, PBS). Необходимо, чтобы излучение гетеродина делилось PBS примерно поровну. Это можно обеспечить выбором азимута линейной поляризации излучения гетеродина равным $\pi/4$ по отношению к осям PBS (т.е. поворотом лазерного диода) или установкой между гетеродином и PBS фазовой четвертьволновой пластинки, преобразующей линейную поляризацию в круговую. Отметим, что использование PBS в модуляторе передатчика и в когерентном приемнике позволяет вдвое увеличить битовую скорость передачи при той же символьной.

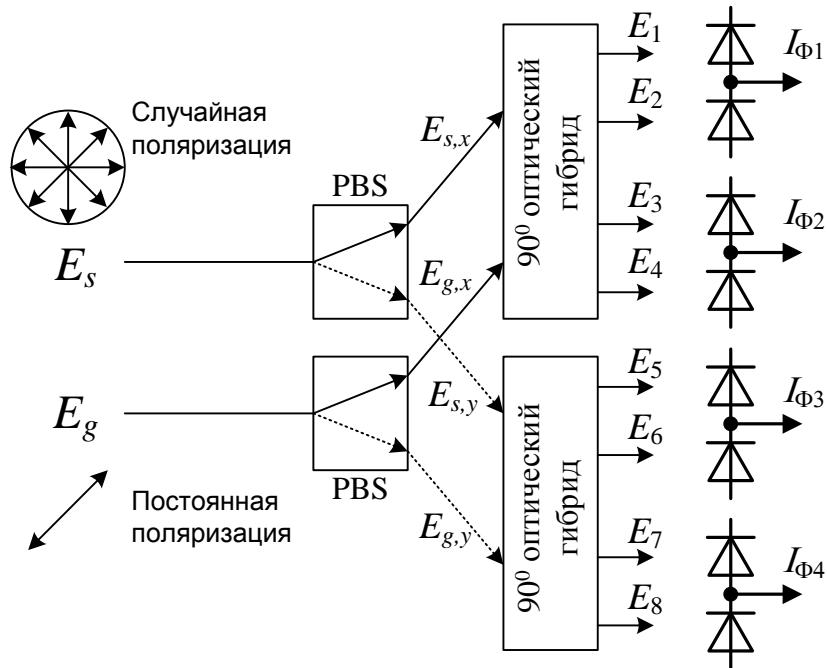


Рис. 2.6. Структурная схема оптической части гетеродинного (гомодинного) приемника с чувствительностью, не зависящей от состояния поляризации входного сигнала

Пусть в передатчике модулируется оптическая несущая, имеющая одну определенную поляризацию. Состояние поляризации в ОМ ОВ хаотически изменяется, поэтому на входе приемника состояние поляризации может быть любым. Запишем выражения для X и Y поляризаций в приемнике после PBS

$$\left[\frac{E_{s,x}}{E_{s,y}} \right] = \left[\frac{\sqrt{\alpha} \cdot E_{sm} \cdot \exp(j\delta)}{\sqrt{1-\alpha} \cdot E_{sm}} \right] \cdot \exp(j\omega_s \cdot t) \quad (2.33)$$

где α - отношение мощности двух компонентов поляризации, и δ разность фаз между ними. Эти параметры зависят от двулучепреломления в ОВ и изменяются во времени. С другой стороны, излучение гетеродина делится поровну между X - и Y - компонентами, для которых можно записать

$$\left[\frac{E_{g,x}}{E_{g,y}} \right] = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{E_{gm}}{E_{gm}} \right] \cdot \exp(j\omega_g \cdot t) \quad (2.34)$$

Два 90° оптических гибрида на рис. 2.6 генерируют электрические поля E_1, \dots, E_8 на сдвоенные приемники ФД1-ФД8:

$$E_{1,2} = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_{s,x} - E_{g,x}) = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_s \cdot \sqrt{\alpha} - E_g), \quad (2.35a)$$

$$E_{3,4} = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_{s,x} - jE_{g,x}) = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_s \cdot \sqrt{\alpha} - jE_g), \quad (2.35b)$$

$$E_{5,6} = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_{s,Y} - E_{g,Y}) = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_s \cdot \sqrt{1-\alpha} - E_g), \quad (2.35\text{в})$$

$$E_{7,8} = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_{s,Y} - jE_{g,Y}) = \pm \frac{1}{2} \cdot (E_s \cdot \sqrt{1-\alpha} - jE_g). \quad (2.35\text{г})$$

Для фототоков балансных ФП от 1 до 4 можно записать

$$I_{\phi 1_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \cos[\varphi_{s_l} - \varphi_g + \delta] \quad (2.36\text{а})$$

$$I_{\phi 2_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \sin[\varphi_{s_l} - \varphi_g + \delta] \quad (2.36\text{б})$$

$$I_{\phi 3_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{(1-\alpha) \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \cos[\varphi_{s_l} - \varphi_g] \quad (2.36\text{в})$$

$$I_{\phi 4_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{(1-\alpha) \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \sin[\varphi_{s_l} - \varphi_g] \quad (2.36\text{г})$$

Из выражений (2.36) можно записать комплексные амплитуды двух фототоков для двух ортогональных состояний поляризации вдоль осей X и Y

$$I_{\phi X_nl} = I_{\phi 1_nl} + jI_{\phi 2_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \exp\{j[\varphi_{s_l} - \varphi_g + \delta]\} \quad (2.37\text{а})$$

$$I_{\phi Y_nl} = I_{\phi 3_nl} + jI_{\phi 4_nl} = S \cdot \sqrt{\frac{(1-\alpha) \cdot P_{s_n} \cdot P_g}{2}} \cdot \exp\{j[\varphi_{s_l} - \varphi_g]\} \quad (2.37\text{б})$$

В принципе оба выражения содержат одну и ту же информацию об амплитуде и фазе сигнала при приеме некоторого конкретного символа. Однако они отличаются значениями амплитуд из-за случайных флюктуаций состояния поляризации излучения сигнала на выходе ОВ (α) и случайных флюктуаций фазы сигналов с ортогональными поляризациями (δ). Задачей обработки сигналов с ФП является определение величин α и δ , а также их использование для коррекции принятых сигналов. Обработка может быть осуществлена аналоговыми или цифровыми методами. Мы рассмотрим алгоритм и его аналоговую реализацию. Схема обработки (рис. 2.7) вырабатывает управляющие сигналы для ФАПЧ оптического гетеродина, компенсаторов случайных колебаний амплитуд (в электрическом тракте) и фазовых сдвигов (в оптическом тракте) ортогонально поляризованных компонентов.

Рассмотрим структурную схему обработки электрического сигнала для оптической схемы рис. 2.6, которая показана на рис. 2.7. Она включает четыре балансных ФП (ФП1-ФП4), выходные токи (2.36) которых несут информацию о синфазной и квадратурной составляющих оптического сигнала с КАМ. Токи от приемников ФП1 и ФП2 определяют одну поляризацию сигнала (X), а ФП3 и ФП4 ортогональную поляризацию (Y).

Для определения коэффициента α формируются сигналы пропорциональные квадратам всех токов балансных ФП, которые попарно суммируются для двух ортогональных состояний поляризации

$$\begin{aligned} I_x^2 &= I_{1X}^2 + I_{2X}^2 = \frac{\alpha \cdot S \cdot P_{S-n} \cdot P_g}{2} \cdot [\cos^2(\varphi_{s-l} - \varphi_g + \delta) + \sin^2(\varphi_{s-l} - \varphi_g + \delta)] = \frac{\alpha \cdot S \cdot P_{S-n} \cdot P_g}{2}, \\ I_y^2 &= I_{1Y}^2 + I_{2Y}^2 = \frac{(1-\alpha) \cdot S \cdot P_{S-n} \cdot P_g}{2} \end{aligned} \quad (2.38a)$$

После усреднения по многим периодам тактовой частоты в ФНЧ мы получим средние величины

$$\bar{I}_x^2 = \frac{\alpha \cdot S \cdot \bar{P}_{S-n} \cdot P_g}{2} \text{ и } \bar{I}_y^2 = \frac{(1-\alpha) \cdot S \cdot \bar{P}_{S-n} \cdot P_g}{2}, \quad (2.38b)$$

сумма которых

$$\bar{I}_{xy}^2 = \frac{S \cdot \bar{P}_{S-n} \cdot P_g}{2} \quad (2.38b)$$

не зависит от α .

С помощью двух делителей « \div » и устройств для извлечения корня « \sqrt{x} » мы определяем коэффициенты передачи устройств коррекции поляризационной нестабильности « $\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$ » и « $\frac{1}{\sqrt{1-\alpha}}$ ».

Для нормальной работы поляризационно нечувствительного гомодинного приемника необходимо стабилизировать частоту и фазу гетеродина с помощью ФАПЧ, которая управляет частотой ОГУН. Сигнал управления снимается с выхода квадратурной составляющей сигнала, например, с X поляризацией. Нормальная работа ФАПЧ обеспечивает выполнение условия для среднего значения фазы для X поляризации

$$\langle \bar{\varphi}_{s-l} - \varphi_g + \delta \rangle_x = 0. \quad (2.39a)$$

При этом среднее значение фазы для Y поляризации с работающей ФАПЧ будет равно

$$\langle \bar{\varphi}_{s-l} - \varphi_g \rangle_y = \langle -\delta \rangle_y. \quad (2.39b)$$

Для подавления нежелательного сдвига фаз между поляризационными составляющими сигнала можно управлять дополнительным сдвигом фазы сигнала в нижнем 90 градусном гибридном ячейке Поккельса, как показано на рис. 2.8. Величина необходимого дополнительного фазового сдвига определяется средним сигналом на квадратурном выходе, который при работающей ФАПЧ гетеродина и системе компенсации поляризационной нестабильности составляет

$$\bar{I}_{QY} = S \cdot \sqrt{\frac{\bar{P}_{S-n} \cdot P_g}{2}} \cdot \sin(-\delta) \quad (2.40a)$$

Алгоритм работы системы компенсации нежелательного среднего фазового сдвига сигнала в нижнем 90 градусном гибридном ячейке Поккельса обеспечивает выполнение условия

$$\bar{I}_{QY} = S \cdot \sqrt{\frac{\bar{P}_{S-n} \cdot P_g}{2}} \cdot \sin(-\delta) = 0 \text{ или } \delta = 0 \quad (2.40b)$$

В результате совместной работы системы автоматической подстройки частоты и фазы гетеродина (ФАПЧ), систем компенсации поляризационной и фазовой нестабильностей

принимаемого сигнала, а также с учетом сложения синфазных и квадратурных составляющих с разными поляризациями из (2.37) получим для выходных сигналов

$$I_{I_nl} = S \cdot \sqrt{2 \cdot P_{S_n} \cdot P_g} \cdot \cos(\varphi_{s_l}) \quad I_{Q_nl} = S \cdot \sqrt{2 \cdot P_{S_n} \cdot P_g} \cdot \sin(\varphi_{s_l}) \quad (2.41)$$

Таким образом, представленные на рис. 2.6-2.8 схемы обработки сигнала позволяют выделить сигналы с КАМ без поляризационных и фазовых искажений сигнала в оптическом тракте.

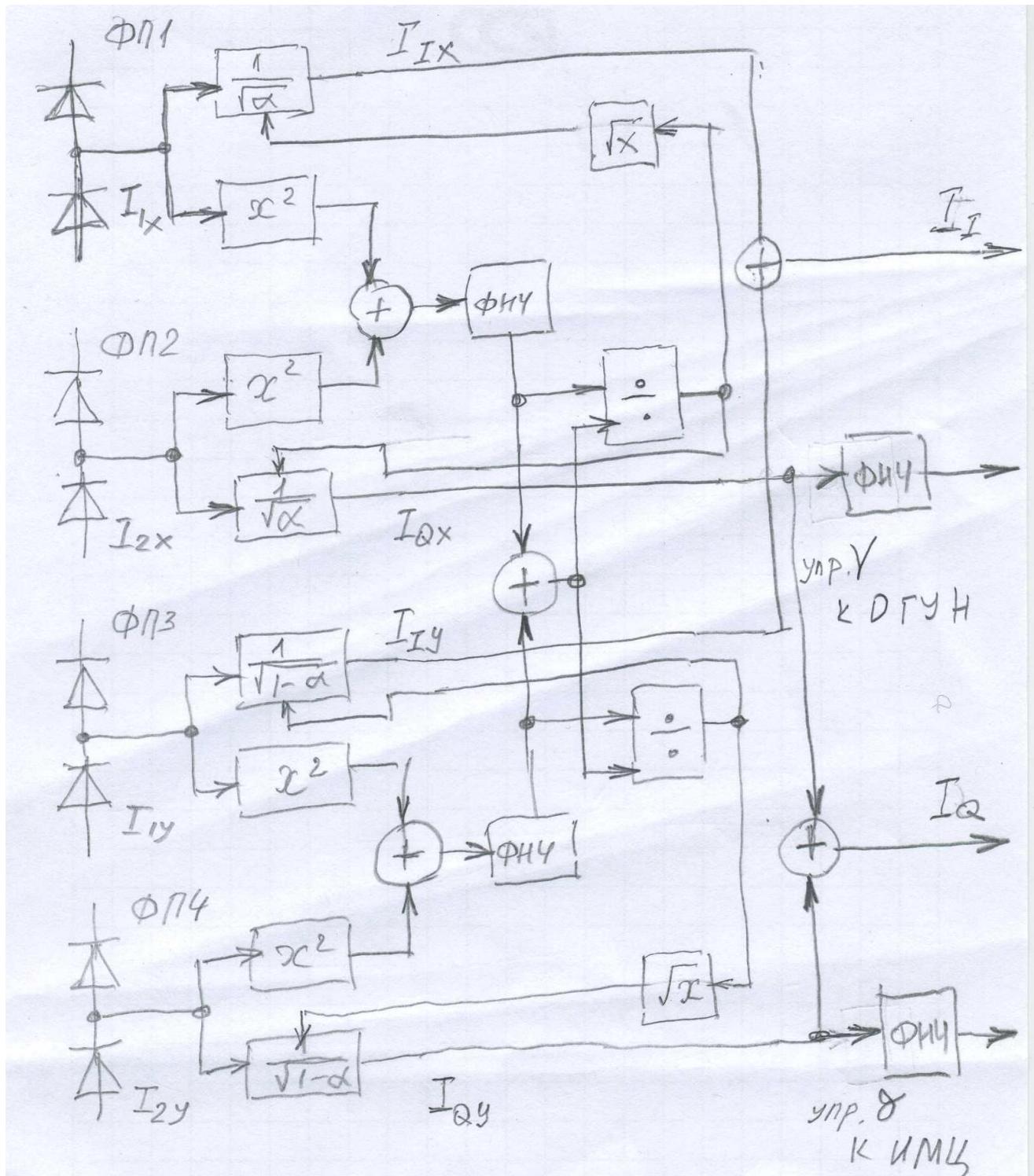


Рис. 2.7. Структурная схема обработки электрического сигнала для оптической схемы рис. 2.6.

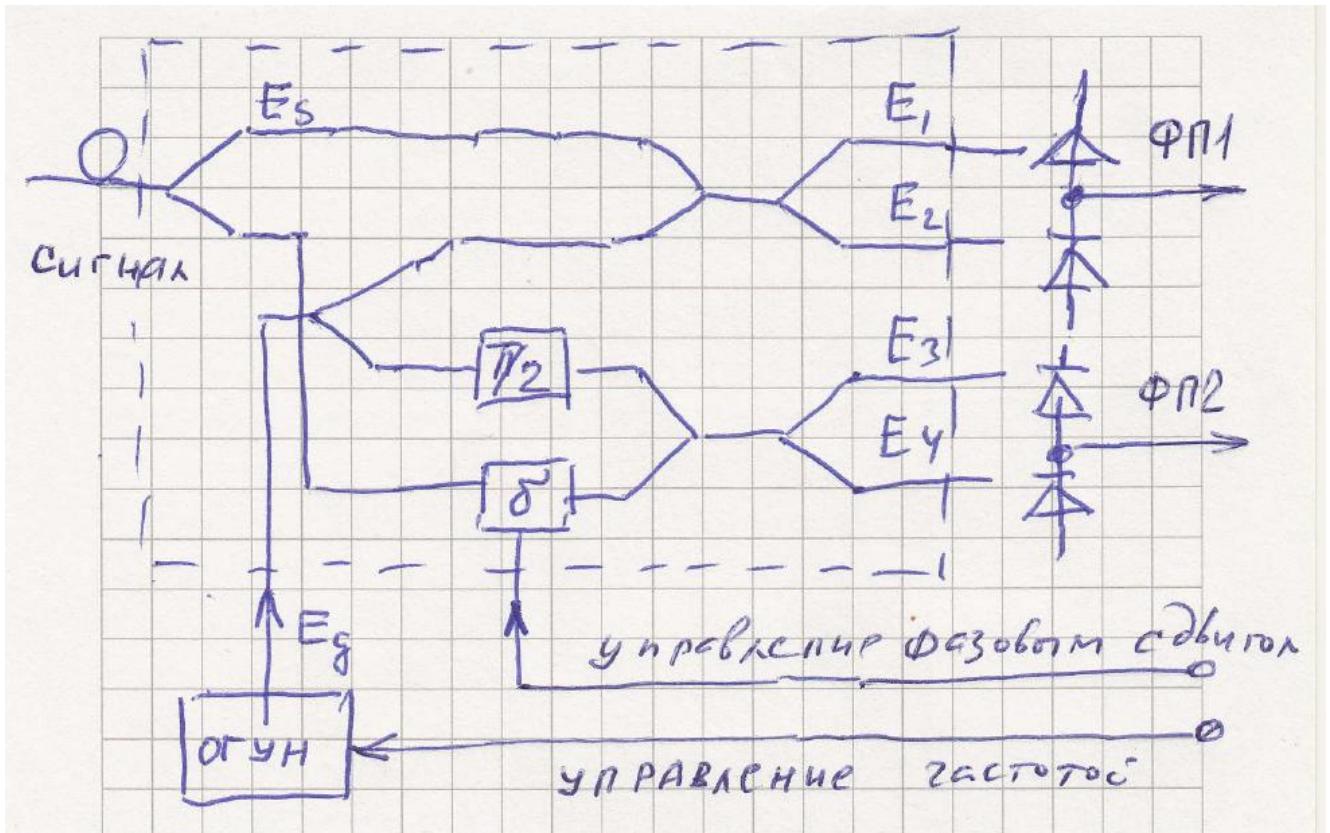


Рис. 2.8. Оптоэлектронные элементы системы ФАПЧ гетеродина (ОГУН) и системы компенсации фазового сдвига между разными поляризациями сигнала.

2.2.6. Обнаружительная способность гомодинного приемника цифрового сигнала с амплитудной модуляцией

Используя выражения (2.22а) и (2.22б) определим среднее количество фотоэлектронов в бите для двух балансных ФП, т.е. для синфазной и квадратурной составляющих сигнала [1] в схеме рис. 2.5.

$$\bar{s}_{hl} = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{sl} - \varphi_g), \quad \bar{s}_{Qnl} = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{sl} - \varphi_g). \quad (2.42)$$

Из (2.23) следует, что дисперсии количества фотоэлектронов для одного и того же бита в балансных ФП будут равны

$$\sigma_{hl}^2 = \sigma_{Qnl}^2 = 0.5 \cdot \eta \cdot (\bar{n}_{sn} + \bar{n}_g) \approx 0.5 \cdot \eta \cdot \bar{n}_g. \quad (2.43)$$

Выражения (2.42) и (2.43) позволяют исследовать обнаружительные способности для широкого класса многоуровневых сигналов, используемых в ВОСС, с КАМ и, в частности, с многоуровневыми АМ и ФМ.

Для ВОСС с бинарной АМ и гомодинным приемом можно принять для бита «0» $s_0 = 0$, а для бита «1» $s_1 = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g}$. Определим величину Q – фактора и минимальное количество фотоэлектронов на бит при передаче логической «1»

$$Q = \frac{s_1 - s_0}{2\sigma} = \frac{\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g}}{\sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g / 2}} = \sqrt{2\bar{n}_s \cdot \eta}, \quad (2.44)$$

$$\bar{n}_s = \frac{Q^2}{2\eta}. \quad (2.45)$$

Обнаружительная способность в фотоэлектронах при этом будет равна

$$\bar{m}_{a_gm} = \eta \cdot \frac{n_s}{2} = \frac{1}{2} Q^2 \quad (2.46)$$

и для $Q=6$ составит 18 фотоэлектронов.

2.2.7. Обнаружительная способность гомодинного приемника цифрового сигнала с фазовой модуляцией

Рассмотрим потенциальные возможности ВОСС с гомодинным приемом и бинарной ФМ. В этом случае для синфазного и квадратурного сигналов можно записать

$$s_{I_1} = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s_1} - \varphi_g) \text{ и } s_{I_0} = -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \cos(\varphi_{s_0} - \varphi_g), \quad (2.47)$$

$$s_{Q_1} = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s_1} - \varphi_g) \text{ и } s_{Q_0} = -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g} \cdot \sin(\varphi_{s_0} - \varphi_g). \quad (2.48)$$

Отметим, что при эффективно работающей ФАПЧ при приеме логической «1» $\varphi_{s_1} - \varphi_g = 0$ и $\sin(\varphi_{s_1} - \varphi_g) = 0$, а при приеме логического «0» $\varphi_{s_0} - \varphi_g = \pi$ и $\sin(\varphi_{s_0} - \varphi_g) = 0$. Сигнал с фазовой манипуляцией можно снимать с выхода УФТ1

$$\bar{s}_{I_1} = \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g} \text{ и } \bar{s}_{I_0} = -\eta \cdot \sqrt{\bar{n}_{sn} \cdot \bar{n}_g}. \quad (2.49)$$

При этом напряжение на выходе УФТ2 будет равно 0.

Определим величину Q – фактора и минимальное количество фотоэлектронов на бит при передаче логической «1»

$$Q_I = \frac{s_{I_1} - s_{I_0}}{2\sigma} = \frac{2 \cdot \eta \cdot \sqrt{\bar{n}_s \cdot \bar{n}_g}}{2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_g / 4}} = 2 \cdot \sqrt{\eta \cdot \bar{n}_s}, \quad (2.50)$$

$$\bar{n}_s = \frac{Q_I^2}{4 \cdot \eta} \quad (2.51)$$

Обнаружительная способность гомодинного приемника с фазовой манипуляцией в фотоэлектронах при этом будет равна

$$\bar{m}_{a_g} = \frac{s_{I_1} + s_{I_0}}{2 \cdot \eta} = \frac{Q_I^2}{4} \quad (2.52)$$

и для $Q=6$ составит 9 фотоэлектронов, т.е. в два раза меньше, чем у гомодинного приемника с АМ.

Можно также показать, что гетеродинный приемник имеет отношение сигнала к шуму аналогичное (2.23б) в 2 раза меньше, а обнаружительную способность аналогичную (2.37) в 2 раза больше за счет в 2 раза большей полосы требуемой для приема оптического сигнала [1].

В таблице 2.1 [1] приведены предельные обнаружительные способности в фотонах на бит для идеальных ФП с ЭП и КП при различных форматах бинарной модуляции (манипуляции).

Таблица 2.1.

Формат модуляции	Прямое детектирование	Гомодинный прием	Гетеродинный прием
Амплитудный	10	18	36
Фазовый	-	9	18
Частотный	-	-	36

Следующий этап развития когерентных ВОСС открылся внедрением цифровых микропроцессорных сигнальных процессоров (ЦСП) для высокоскоростной цифровой обработки сигнала в системах связи. В области радиосвязи, цифровые методы давно и широко используются в передатчиках и приемниках. На рис. 1.14 показаны схемы передатчика RF (а), и приемника (б) со встроенными цифровыми сигнальными процессорами (ЦСП).

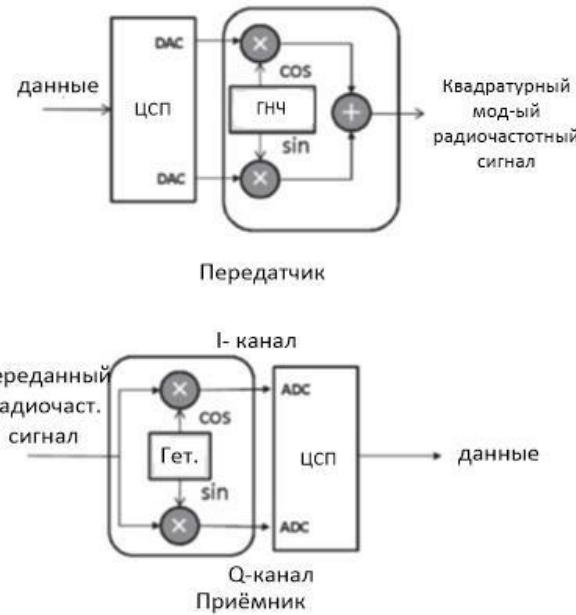


Рис. 1.14. Структурные схемы передатчика и приемника с сигнальными процессорами

В передатчике с помощью цифро-аналогового преобразователя (DAC) цифровые данные преобразуются в двухканальные аналоговые сигналы, которые модулируют несущую (ГНЧ) квадратурными компонентами (I и Q) сигнала. В приемнике, передаваемый радиочастотный сигнал, смещивается с сигналом гетеродина, и компоненты I и Q демодулируются. Квадратурные составляющие (I и Q данные) преобразуются в цифровой вид с помощью аналого-цифровых преобразователей (ADC), а символы декодируются в ЦСП. Системы связи с ЦСП в передатчике и приемнике обеспечивают, так называемую, «программно-управляемую радиосвязь».

Если радиочастотный модулятор на рис. 1.14(а) и смеситель на рис. 1.14(б) заменить оптическими аналогами, оптическим IQ модулятором и фазочувствительным гомодинным приемником, соответственно, мы получим, показанные на рис. 1.15, схемы оптического передатчика и приемника с использованием цифрового процессора.

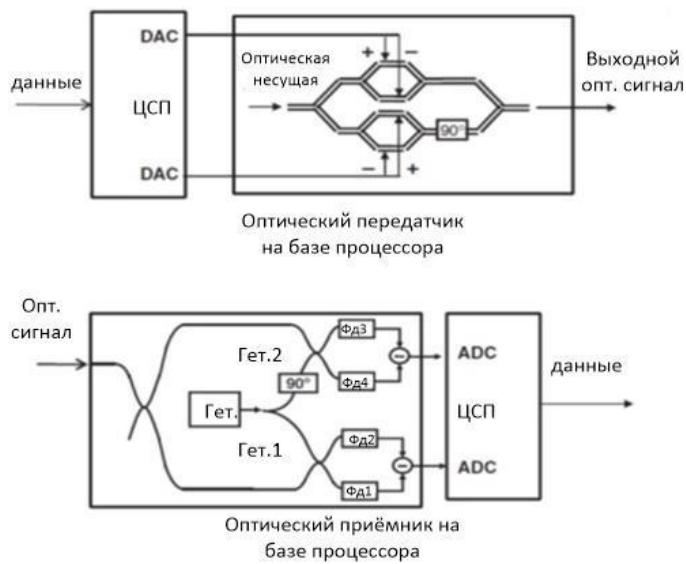


Рис. 1.15. Структурные схемы оптического передатчика и приемника с сигнальными процессорами

Современные разработки высокоскоростных цифровых интегральных микросхем обеспечили возможность обработки электрического сигнала в ЦСП и извлечения I и Q компонент комплексной амплитуды оптической несущей при гомодинном приеме сигналов при

высокой стабильности гетеродина. Были продемонстрированы ВОСП со скоростью 20 Гбит/с с модуляцией QPSK в передатчике. Для демодуляции использовался гомодинный приемник с фазовой диверсификацией и последующей цифровой оценкой фазы несущей с помощью сигнального процессора. Такой приемник получил название «цифровой когерентный приемник».

Отметим, что использование оптической фазовой автоподстройки частоты (OPLL), при которой фаза гетеродина подстраивается к фазе несущей по-прежнему трудно реализуема из-за задержек в петле обратной связи. В то же время цифровая обработка сигнала в ЦСП становится все более быстрой и представляет простые и эффективные средства оценки фазы несущей. Очень быстрое отслеживание фазы несущей в ЦСП улучшает и резко повышает стабильность по сравнению со схемой ФАПЧ (OPLL) (рис. 1.7).

Для сравнения гетеродинного и гомодинного приема определим мощности шумов, полагая, что основным источником шума является ток I_{dr} дробового шума ФД, который характеризуется СКО $\sigma^2(I_{dr})$ и определяется постоянной составляющей фототока I_{ph0} через p -переход. Запишем выражение для постоянной составляющей фототока

$$I_{ph0} = S \cdot (P_g + P_{s0}), \quad (2.13)$$

где P_{s0} – постоянная составляющая мощности сигнала.

Учитывая, что мощность гетеродина P_g существенно больше постоянной составляющей мощности сигнала P_{s0} , можно полагать, что постоянная составляющая фототока ФД в основном определяется мощностью гетеродина.

Тогда для мощностей шумов при гетеродинном и гомодинном приеме можно записать

$$\begin{aligned} P_{en}^{gt} &= \sigma^2(I_{dr}) \cdot R_d = 2 \cdot e \cdot I_{ph0} \cdot R_d \cdot 2F = 4 \cdot e \cdot S \cdot (P_g + P_{s0}) \cdot R_d \cdot F, \\ P_{en}^{gm} &= \sigma^2(I_{dr}) \cdot R_d = 2 \cdot e \cdot I_{ph0} \cdot R_d \cdot F = 2 \cdot e \cdot S \cdot (P_g + P_{s0}) \cdot R_d \cdot F. \end{aligned} \quad (22)$$

В выражениях (22) принято, что полоса частот, в которой происходит накопление шумов при гомодинном приеме, равна F (полоса частот), а при гетеродинном в два раза больше $2F$ (полоса частот УПЧ).

Оценим величины отношения сигнала к шуму для гетеродинного и гомодинного приема

$$\begin{aligned} \frac{S}{N} &= \frac{P_{es}^{gt}}{P_{en}^{gt}} = \frac{S \cdot P_s \cdot P_g}{2 \cdot e \cdot (P_g + P_{s0}) \cdot F} = \frac{S \cdot P_s}{2 \cdot e \cdot (1 + P_{s0} / P_g) \cdot F} \\ \frac{S}{N} &= \frac{P_{es}^{gm}}{P_{en}^{gm}} = \frac{2 \cdot S \cdot P_s \cdot P_g}{e \cdot (P_g + P_{s0}) \cdot F} = \frac{2 \cdot S \cdot P_s}{e \cdot (1 + P_{s0} / P_g) \cdot F} \end{aligned} \quad (23)$$

Таким образом, использование гомодинного приема при использовании амплитудной модуляции обеспечивает в 4 раза большее отношение мощностей сигнала к шуму, чем при гетеродинном приеме.

Отметим, что фототок ФД пропорционален количеству падающих за единицу времени фотонов гетеродина и сигнала, а также квантовой эффективности фотоприемника. Когда промежуточная частота намного меньше частот сигнала и гетеродина смесь излучений сигнала и гетеродина можно в первом приближении считать квазимонохроматической с частотой

$$\bar{v} = \frac{v_s + v_g}{2}, \quad (2.8)$$

а полный поток фотонов приходящих на ФД за единицу времени пропорционален суммарной оптической мощности гетеродина и сигнала

$$\Phi = \frac{P}{h \cdot \bar{v}},$$

1.9. Сравнение когерентного и энергетического приема оптических сигналов при амплитудной модуляции

Рассмотрим отношение сигнала к шуму при энергетическом приеме. Для фототока и мощности сигнала на нагрузке можно записать

$$I_{ph}^{ener}(t) = S \cdot P_s(t) \quad (24)$$

$$P_{es}^{ener} = S^2 \cdot P_s^2 \cdot R_d. \quad (25)$$

Для мощности дробового шума и отношения сигнала к шуму можно записать

$$P_{en}^{ener} = 2 \cdot e \cdot I_{ph0} \cdot R_d \cdot F = 2 \cdot e \cdot S \cdot P_s \cdot R_d \cdot F \quad (26)$$

$$\frac{S^{ener}}{N} = \frac{P_{es}^{ener}}{P_{en}^{ener}} = \frac{S^2 \cdot P_s^2 \cdot R_d}{2 \cdot e \cdot S \cdot P_s \cdot F \cdot R_d} = \frac{S \cdot P_s}{2 \cdot e \cdot F} \quad (27)$$

Сравнение отношения сигнала к шуму при гомодинном и энергетическом приеме показывает, что выигрыш от использования гомодинного приема составляет

$$K_{gom} = \frac{S^{gm}}{N} / \frac{S^{ener}}{N} = \frac{4}{1 + P_{s0} / P_g}. \quad (28)$$

Максимальный выигрыш составляет $K_{gom} = 4$ (6 дБ) при условии $P_g \gg P_{s0}$, т.е. при большой мощности гетеродина. Отношения сигнала к шуму при энергетическом и гетеродинном приеме примерно одинаковы.

1.10. Когерентный прием сигналов с фазовой модуляцией

Получим из (13) выражение для фототока при фазовой модуляции

$$I_{phv} = 2 \cdot S \cdot \sqrt{P_s \cdot P_g} \cdot \cos[\omega_s - \omega_g / t + \varphi_s(t) - \varphi_g(t)] \quad (28)$$

Если фаза гетеродина тем или иным способом стабилизирована (можно полагать $\varphi_g = 0$), то амплитуда промежуточной частоты постоянна, а фаза повторяет изменения фазы модулированного оптического сигнала. При гомодинном приеме выражение (28) можно представить в виде

$$I_{phv} = 2 \cdot S \cdot \sqrt{P_s \cdot P_g} \cdot \cos[\varphi_s(t)] \quad (29)$$

1.11. Преимущества гетеродинных и гомодинных приемников

По сравнению с энергетическими приемниками прямого детектирования гетеродинные приемники имеют следующие преимущества:

Возможность измерения оптической фазы и частоты.

Возможность использования в системах связи кроме модуляции по интенсивности амплитудной, частотной, фазовой, поляризационной модуляции и их комбинаций.

Возможность электронной компенсации хроматической и поляризационно-модовой дисперсии.

Увеличение отношения сигнала к шуму примерно на 3 дБ по сравнению с нешумящим приемником прямого детектирования.

Малая чувствительность к нежелательному фоновому излучению.

При достаточной мощности гетеродина гетеродинный и особенно гомодинный методы приема позволяют достичь квантового предела детектирования.

Недостатком когерентного приема является техническая сложность обеспечения согласования волновых фронтов и поляризаций на поверхности ФД принимаемого излучения и излучения гетеродина. Частоты и фазы модулируемого источника излучения и гетеродина должны быть достаточно стабильными.

Методы когерентного приема оптических сигналов известны и исследовались уже более 30 лет. Однако до коммерческого использования дело не доходило. Все попытки обеспечить долговременную стабильность частоты, фазы и состояния поляризации излучения источника сигнала и гетеродина не увенчались успехом. Первые практические системы когерентного

приема появились только в первом десятилетии 21 века. В этих системах отказались от долговременной стабильности источников, учитывая, что передаваемая информация содержится в изменениях параметров излучения происходящих за время тактового интервала (или небольшого количества интервалов) длительностью десятки – сотни пс. Все изменения сигнала, происходящие медленно, а таковыми являются процессы в ОВ, изменения температуры источников излучения и т.п., могут быть отфильтрованы и исключены при обработке сигналов в реальном масштабе времени.

1.12. Пример современной системы когерентной связи

Одним из наиболее успешных форматов модуляции (таблица 4) является DP QPSK, который использует два ортогональных состояния поляризации E_x и E_y , а также четыре состояния фазы, отличающихся на $\pi/2$. Схема передающего устройства (рис. 34) содержит одночастотный лазер, излучение которого разделяется в поляризационном сплиттере PBS1 (polarized beam splitter) поровну между двумя ортогональными линейными поляризациями. Каждая поляризация поступает на свой квадратурный модулятор (QPSK) на основе ИМЦ, который в каждой из двух ветвей также имеет ИМЦ с фазовым модулятором, а в одной из них дополнительно фазовращатель на $\pi/2$. В результате сигнал на выходе каждого квадратурного модулятора имеет одно из четырех значений фазы (табл. 4). Далее фазомодулированные сигналы с ортогональными поляризациями объединяются PBS2.

Каждый символ переносит 4 бита информации по 2 бита на каждой поляризации, что позволяет в 4 раза уменьшить скорость модулирующих сигналов, подаваемых на модуляторы со 100 Гбит/с до 25 Гбит/с. Сигнал передающего устройства будет иметь скорость 25 Гбод. Реально скорости передачи будут выше на 10-15% за счет использования линейных кодов, корректирующих ошибки FEC (Forward Error Correction). При интервале между каналами 50 ГГц и скорости 100 Гбит/с эффективность составит SE=4 бит/с/Гц.

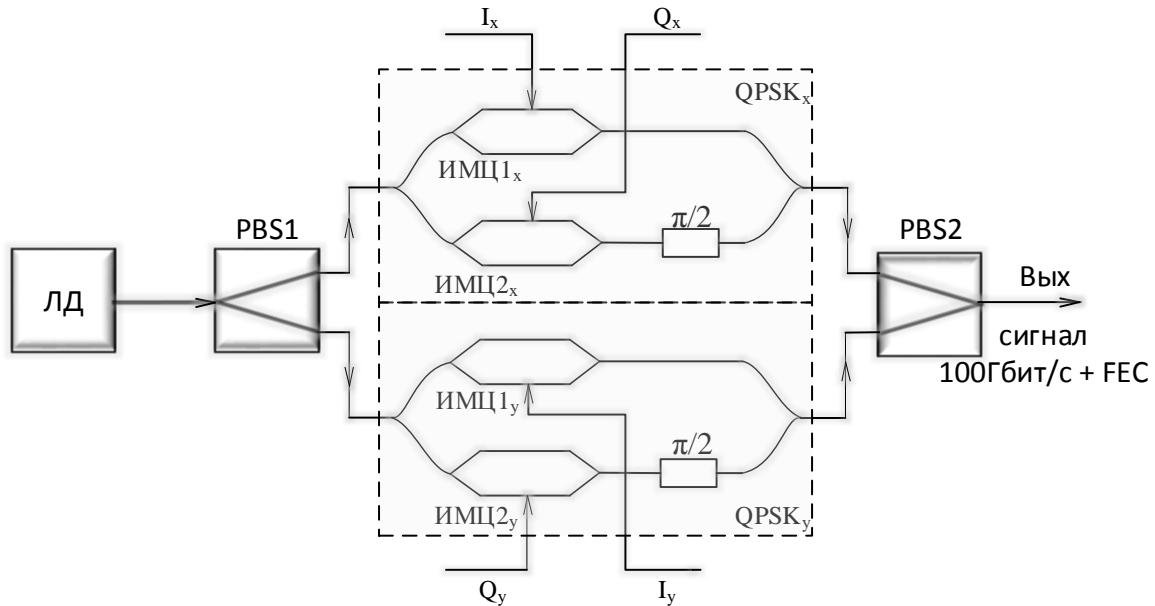


Рис.

34. Упрощенная схема передающего устройства с кодом DP QPSK.

Рассмотрим когерентное ФПУ для сигналов DP QPSK (рис. 35). Входной сигнал ФПУ P_s с помощью поляризационного сплиттера (PBS1) делится на две ортогональные поляризационные компоненты, каждая из которых смешивается с непрерывным излучением опорного лазера P_g в двух 90° оптических гибридах (90° hybrid), которые представляют собой интегральные оптические схемы на основе направленных оптических ответвителях и фазовращателя. На выходе каждого гибрида формируются 4 оптических сигнала, которые являются комбинациями входного оптического сигнала и излучения опорного лазера. Эти сигналы поступают на дифференциальные оптоэлектронные преобразователи (ОЭП),

подключенные к схемам вычитания. На выходах этих схем выделяются аналоговые электрические сигналы I_x , Q_x , I_y , Q_y , условно соответствующих двум парам квадратурных компонент принятого оптического сигнала (по две компоненты в каждой из двух ортогональных поляризаций). Аналоговые сигналы с выходов балансных фотоприемников оцифровываются в быстродействующих АЦП и поступают в блок цифровой обработки сигналов (ЦОС). Частота дискретизации АЦП выбирается из условия 2 отсчета на 1 Бод, т.е. 50 ГГц. Алгоритм цифровой обработки сигналов когерентного ФПУ можно описать в виде следующей последовательности операций.

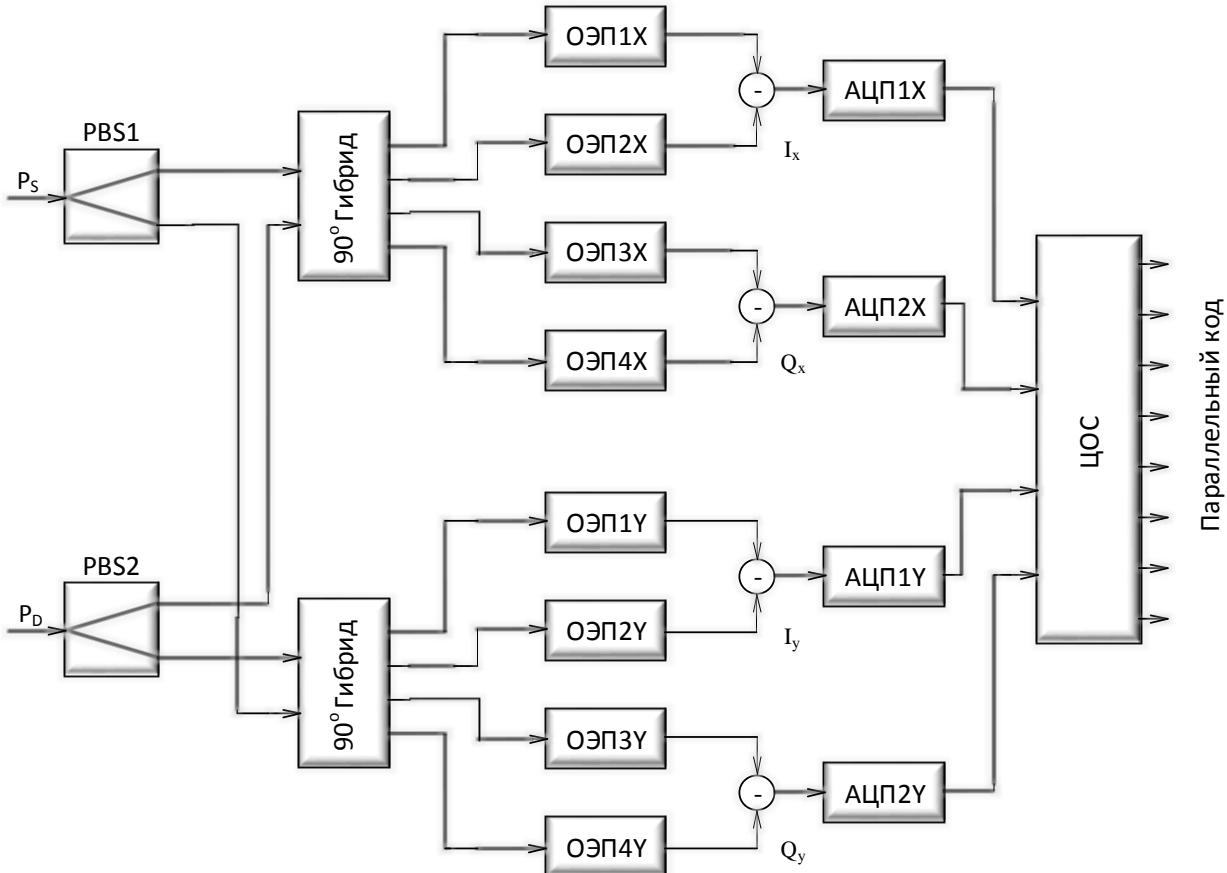


Рис. 35. Упрощенная структурная схема когерентного ФПУ для приема сигналов DP QPSK.

На первом шаге четыре потока символов с АЦП, соответствующие действительным и мнимым частям (I и Q) двух потоков комплексных символов, по одному «комплексному потоку» для каждой поляризации, поступают в блок устранения неточностей входного интерфейса. При этом устраняются: временное рассогласование между четырьмя компонентами сигнала из-за неравенства оптических и электрических путей внутри когерентного ФПУ, неравенство амплитуд этих сигналов из-за различия в величинах токовой чувствительности балансных ФД и отклонения от номинальных значений фазовых задержек в гибриде. На 2 шаге компенсируется хроматическая дисперсия. На 3 шаге оценивается и устраняется разность частот между опорным лазером и оптической несущей принятого сигнала, которая приводит к вращению фазовой диаграммы. На 4 шаге оценивается и компенсируется фазовый шум, после чего определяются значения принятых символов. На последнем этапе применяется алгоритм исправления ошибок (FEC), который позволяет уменьшить коэффициент ошибок (BER) от $2 \cdot 10^{-2}$ до 10^{-12} .

Литература

1. Салех