

1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи

1.1. Основные определения и классификация.

Оптические телекоммуникационные системы относятся к системам электросвязи. Под системой электросвязи или системой передачи понимают комплекс технических средств, включающий оборудование для передачи и приема сигналов и среду распространения и обеспечивающий электросвязь определенного вида.

В оптической связи для передачи информационных сообщений используются оптические (световые) сигналы. Оптические сигналы представляют собой электромагнитные волны оптического диапазона частот. На рис. 1.1 показано место оптического диапазона на шкале электромагнитных волн. Для оптической связи преимущественно используется узкий диапазон, расположенный в инфракрасном спектре.

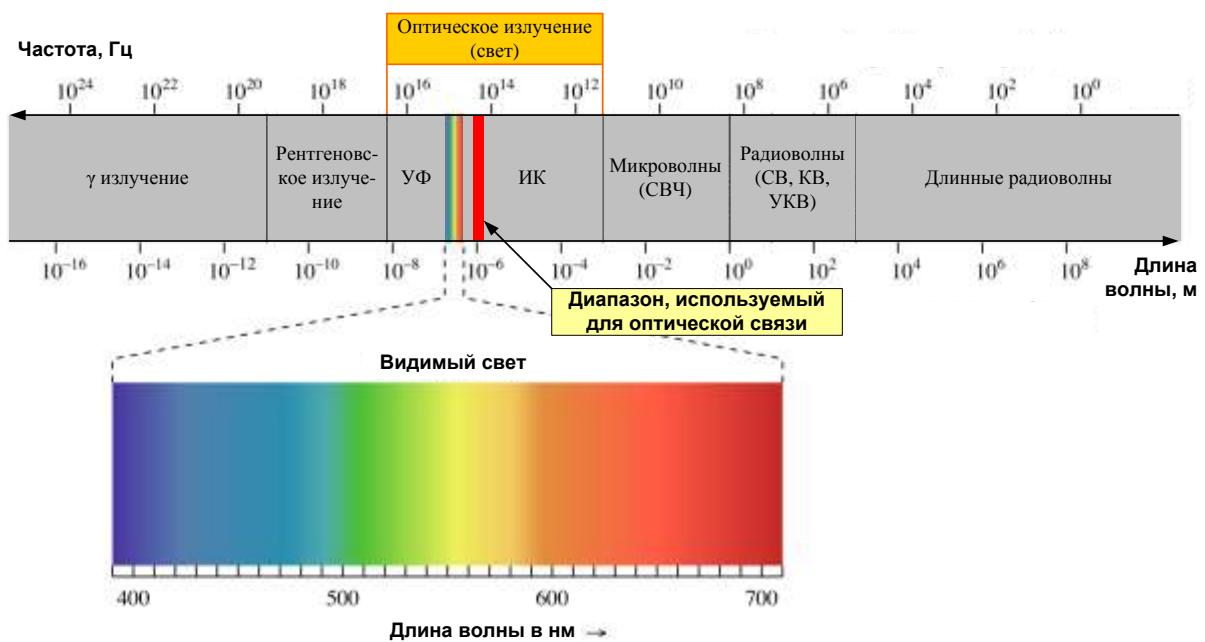


Рис. 1.1. Электромагнитное излучение

Примечание:

Вспомним известное соотношение между частотой и длиной волны излучения в вакууме:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad (1.1)$$

где c – скорость света в вакууме ($c = 3 \cdot 10^8$ м/с). Для оптического излучения, распространяющегося в среде (medium) с показателем преломления n это соотношение принимает вид:

$$\lambda = \frac{c}{nf}, \quad (1.2)$$

Обратите внимание, что при переходе из одной среды в другую частота излучения остается постоянной, а длина волны изменяется.

Из (1.2) можно получить соотношение между полосой частот Δf и соответствующим ему интервалом длин волн $\Delta\lambda$. Рассмотрим полосу частот Δf – от частоты f_1 до частоты f_2 . Очевидно, что $\Delta f = f_1 - f_2$. Обозначим через λ_1 и λ_2 длины волн, соответствующие частотам f_1 и f_2 . Тогда:

$$\Delta\lambda = \frac{n\lambda_1\lambda_2\Delta f}{c}. \quad (1.3)$$

Из (1.3) видно, что одной и той же полосе частот Δf могут соответствовать разные интервалы $\Delta\lambda$. С увеличением f_1 и f_2 (уменьшением λ_1 и λ_2) $\Delta\lambda$ будет уменьшаться.

В качестве среды передачи может использоваться как естественная среда (окружающее пространство), так и искусственная. Искусственной средой передачи, предназначеннной для направленного распространения электромагнитных волн, являются направляющие среды электросвязи на основе металлических или диэлектрических конструкций.

Беспроводные оптические системы передачи (ОСП), использующие естественную среду – атмосферу, называют атмосферными (АОСП). Такая система передачи состоит всего из двух приемо-передающих оптических устройств, которые располагаются на расстоянии прямой видимости.

Однако наилучшими характеристиками обладают волоконно-оптические системы передачи (ВОСП), которые используют в качестве среды передачи диэлектрические волноводы – оптические волокна (ОВ). Для производства современных ОВ применяется высокочистое кварцевое стекло, обеспечивающее минимальные потери излучения при распространении.

ОВ имеет двухслойную структуру (рис. 1.2). Его внутренний слой, называется сердцевиной и является световедущим, а внешний слой называется оболочкой и нужен, чтобы создать условия для удержания света в сердцевине ОВ. Диаметр сердцевины может составлять до 0.1 мм. Диаметр оболочки волокна составляет 0.125 мм. На фотографии (рис. 1.3) видно, как соотносятся диаметр волокна и размер игольного ушка обычной швейной иголки.

ОСП можно классифицировать:

- *По назначению* – на системы для транспортных сетей и сетей доступа;
- *По методу передачи информации* – на цифровые и аналоговые;
- *По способу мультиплексирования* – на системы с временным (TDM - Time Domain Multiplexing) и частотным или волновым (WDM – Wave Division Multiplexing) способом объединения (разделения) отдельных каналов;

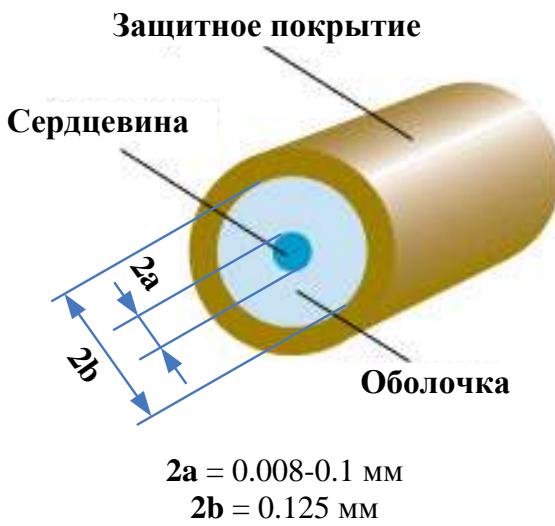


Рис. 1.2. Конструкция и геометрические размеры оптического волокна

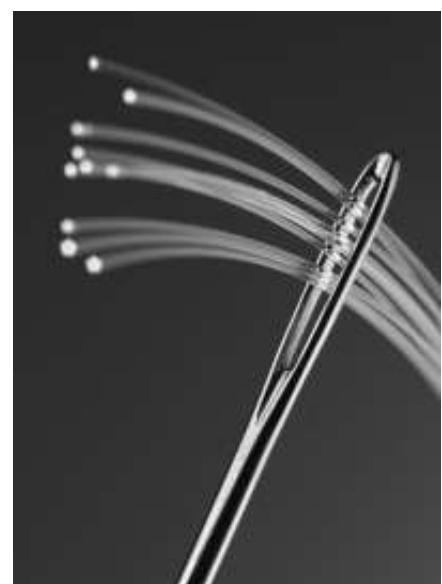


Рис. 1.3. Волокна в игольном ушке.

- *По используемой модуляции* – на системы с амплитудной, частотной, фазовой и поляризационной модуляцией, а также с модуляцией по интенсивности;
- *По способу кодирования* – на системы с двоичными (бинарными) и многоуровневыми кодами.

1.2. Топологии оптических сетей связи

Оптическая сеть связи, как и любая другая сеть связи, состоит из узлов и соединительных линий. Возможны несколько вариантов топологии построения сети (рис.1.4).

На рис. 1.4а показана **полносвязанная** топология или топология «**каждый с каждым**», в которой любой узел имеет прямые связи со всеми остальными узлами. Число дуплексных физических соединительных линий M , необходимых для соединения между собой N узлов в сети этой топологии составляет:

$$M = \frac{N(N-1)}{2} \quad (1.4)$$

Данная топология имеет высокую степень избыточности. С одной стороны, избыточность является достоинством, так как обеспечивает высокую надежность сети. С другой стороны, такая избыточность является недостатком, так как приводит к экономической неэффективности сети. Поэтому чаще применяются избыточные, но неполносвязанные варианты топологий.

На рис. 1.4б показана **ячеистая** топология или топология «**сетка**», которая получена из полносвязанной путем удаления некоторых связей (рис.1.4б). В этой топологии также имеется избыточность, но в меньшей сте-

Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи пени: каждый узел связан отдельными соединительными линиями не со всеми остальными узлами, а только с ближайшими узлами или узлами, имеющими к нему наибольшее тяготение. При этом сохраняются обходные, резервные пути между узлами и обеспечивается два-три независимых выхода к любому узлу связи. Эта топология обладает меньшей, но достаточной надежностью по сравнению с полностью связанными и экономически более эффективна.

В сетях с **кольцевой** топологией (рис.1.4в) данные передаются по кольцу от одного узла до другого в двух направлениях по часовой и против часовой стрелки. Число дуплексных физических соединительных линий M , необходимых для соединения между собой N узлов в сети этой топологии составляет:

$$M = N \quad (1.5)$$

Главным достоинством кольцевой топологии является малая избыточность. Кольцевая топология часто используется для создания транспортной сети, узлы которой являются центральными для сетей доступа.

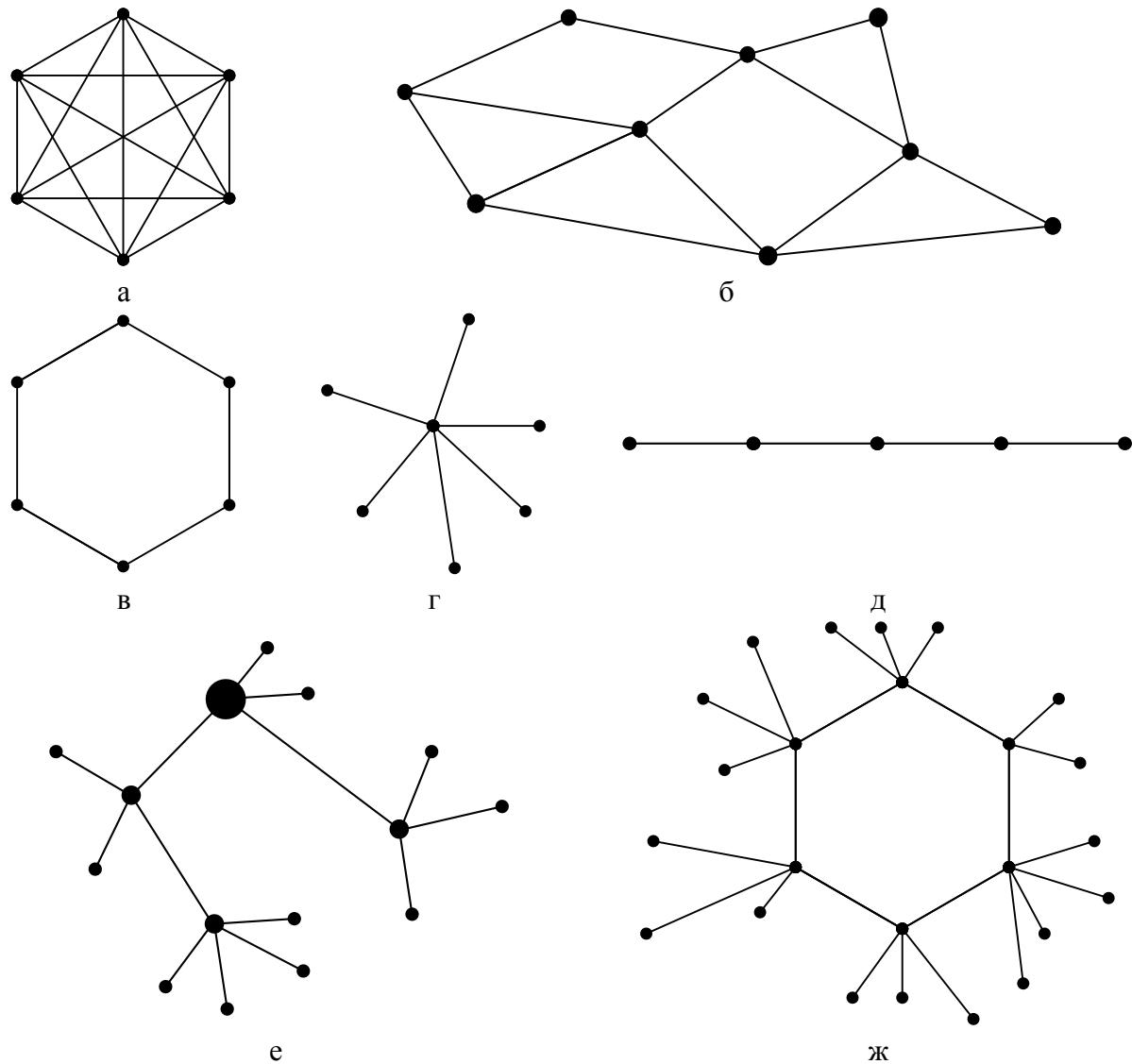


Рис. 1.12. Топологии сетей связи: а – полностью связанные, б – ячеистая, в – кольцевая, г – звездообразная, д – шинная, е – древовидная, ж – радиально-узловая,

На рис. 1.4г показана **звездообразная топология**. Каждый периферийный узел в такой топологии подключается к центральному узлу. На рис. 1.4д показана топология «шина» или «линейная цепь».

Число дуплексных физических соединительных линий M , необходимых для соединения между собой N узлов в сетях топологий «звезда» и «шина» составляет:

$$M = N - 1 \quad (1.6)$$

Топологии «звезда» и «линейная цепь» являются безызбыточными. Это достоинство влечет за собой и главный недостаток этой топологии – низкую надежность. Тем не менее топология «линейная цепь» широко используется в оптических сетях. Для повышения надежности применяется резервирование соединительных линий.

Небольшие сети обычно имеют одну из типовых топологий. Крупные сети чаще имеют смешанную топологию (рис. 1.4е, ж). Среди смешанных топологий также принято выделять два наиболее распространенных вида:

- **Древовидная топология**, при которой центральные узлы различных звезд иерархически соединяются между собой (рис. 1.4е). Такая топология наиболее часто используется в локальных сетях, но находит применение и в глобальных сетях.
- **Радиально-узловая топология** (рис. 1.4ж), при которой центральные узлы различных звезд соединяются по принципу «каждый с каждым» (как вариант, некоторые связи могут отсутствовать для уменьшения избыточности) или в кольцо.

1.3. Обобщенная схема оптической системы передачи

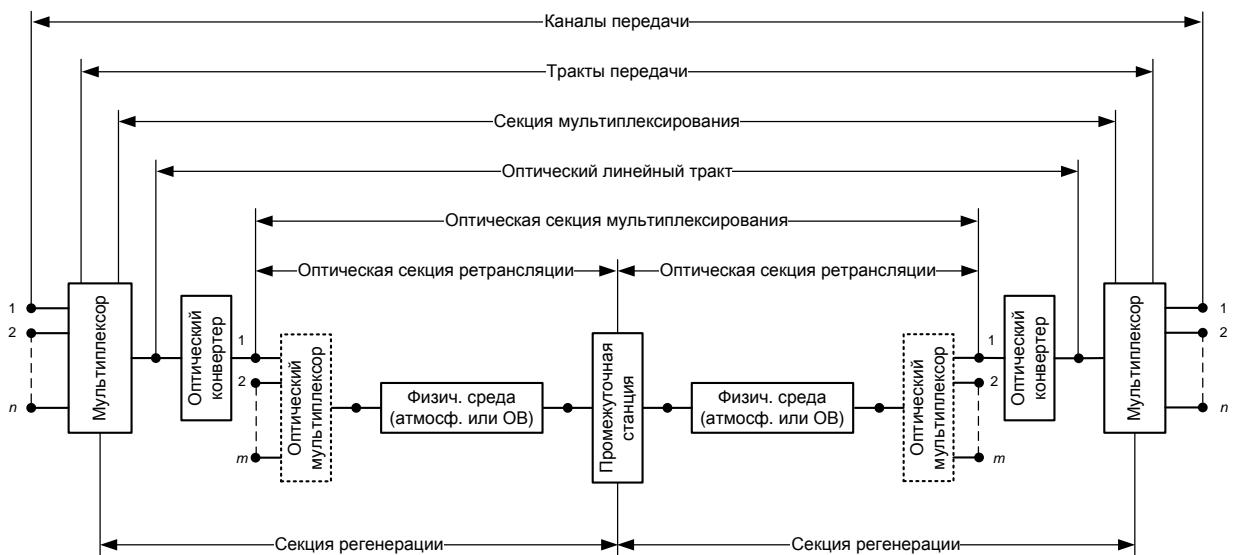


Рис. 1.5. Обобщенная схема оптической системы передачи

На рис. 1.5 представлена обобщенная схема ОСП. Она включает следующие устройства:

1) Мультиплексор – устройство, обеспечивающее объединение (мультиплексирование) нескольких независимых каналов (электрических) на передаче и их разделение (демультиплексирование) на приеме. Существуют мультиплексоры для объединения аналоговых каналов и для объединения цифровых каналов. Основным аналоговым каналом является *канал тональной частоты* (ТЧ), занимающий полосу частот шириной 4 кГц. *Основной цифровой канал* (ОЦК) занимает полосу частот шириной 64 кГц (имеет скорость 64 кбит/с) и формируется из канала ТЧ на основе импульсно-кодовой модуляции ИКМ.

В ОСП используются в основном цифровые мультиплексоры. Цифровой мультиплексор работает в соответствии с одной из информационных технологий. Наибольшее распространение получили технологии плезиохронной цифровой иерархии (PDH - Plesiochronous Digital Hierarchy), синхронной цифровой иерархии (SDH - Synchronous Digital Hierarchy), оптической транспортной иерархии (OTH – Optical Transport Hierarchy) и Ethernet.

2) Оптический конвертор, также называемый в литературе *оптическим трансивером* или *медиаконвертором*, выполняет функции по преобразованию электрических сигналов в оптические на передаче и оптических в электрические с их регенерацией на приеме (рис. 1.6).

Преобразователь кода 1 на передающей стороне преобразует код мультиплексора в линейный код. Линейный код должен обладать повышенной помехоустойчивостью при передаче и обеспечивать возможность выделения тактовой частоты на приеме. Преобразователь кода 2 на приемной стороне осуществляет обратное преобразование кодов.



Рис. 1.6. Схема оптического конвертера

Передающий оптический модуль (ПОМ) обеспечивает генерацию оптического излучения несущей частоты (длины волны), его модуляцию информационным сигналом и стык с оптической средой. Функцию генерации оптического излучения выполняет источник излучения, в качестве которых

Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи применяют полупроводниковые светодиодные или лазерные источники с длинами волн $\lambda = 850; 1300; 1550$ нм.

Функцию модуляции оптического излучения обычно выполняет оптический модулятор. Для эффективного ввода излучения в ОВ используют согласующие устройства, например, линзы. Их назначение – согласование диаграмм направленности и размеров излучателя и ОВ.

Приемный оптический модуль (ПрОМ) преобразует оптическое излучение в электрический сигнал, производит коррекцию искажений, усиление и регенерацию цифрового сигнала, а также выделение тактовой частоты, которая используется для синхронизации приемной части мультиплексора с целью правильного демультиплексирования каналов.

Основным элементом ПрОМ является фотоприемник, выполняющий преобразование оптического излучения в электрический сигнал. В качестве фотоприемников используют полупроводниковые фотодиоды: Si ФД (PIN и ЛФД) для $\lambda = 850$ нм и Ge и InArGa (PIN и ЛФД) для $\lambda = 1300$ и 1550 нм.

3) **Оптический мультиплексор.** Для оптических каналов в ВОСП может быть реализовано оптическое мультиплексирование. Обычно используется аналоговое оптическое мультиплексирование в соответствии с технологией WDM (Wavelength Division Multiplexing – мультиплексирование в волновой области или спектральное мультиплексирование). Оптические мультиплексоры позволяют объединять и разделять каналы, образованные на различных оптических несущих частотах (длинах волн).

4) **Промежуточные станции** могут быть представлены различными устройствами, например, электронными мультиплексорами ввода/вывода некоторого числа электрических каналов, линейными регенераторами, оптическими усилителями, оптическими мультиплексорами ввода/вывода некоторого числа оптических каналов.

5) **Физическая среда.** В настоящее время наилучшей средой для передачи оптических сигналов являются ОВ, изготовленные из кварцевого стекла.

Рассмотрим далее основные информационные технологии для цифровых оптических транспортных сетей связи и сетей доступа.

1.4. Информационные технологии для транспортных сетей

1.4.1. Информационная технология плезиохронной цифровой иерархии

Для транспортных сетей связи в начале 70-х годов 20 века была разработана технология плезиохронной цифровой иерархии (PDH - Plesiochronous Digital Hierarchy). В технологии PDH используется импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) и временное разделение каналов (TDM - Time Domain Multiplexing). Для цифровой передачи телефонного сигнала используется основной цифровой канал (ОЦК) со скоростью передачи информации 64 кбит/с. Европейские уровни иерархии PDH приведены в табл. 1.1.

Уровень иерархии	Скорость передачи, Мбит/с	Число ОЦК	Примечание
E1	2,048	30	
E2	8,448	120	4 потока E1
E3	34,368	480	4 потока E2
E4	139,264	1920	4 потока E3
E5	564,992	7680	4 потока E4

Системы PDH были первоначально разработаны для медножильных симметричных и коаксиальных кабелей. Однако для оборудования PDH были разработаны и волоконно-оптические интерфейсы.

Недостатком технологии 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.

1.4.2. Информационная технология синхронной цифровой иерархии

В 90-е годы 20 века широкое распространение получила технология синхронной цифровой иерархии (SDH - Synchronous Digital Hierarchy). Технология SDH изначально разрабатывалась для волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). В технологии SDH также используется временное разделение каналов TDM.

Уровни иерархии SDH приведены в табл. 1.2. Линейный сигнал соответствующего уровня называется синхронным транспортным модулем (Synchronous Transport Module – STM) и обозначается STM-N.

Вся информация в системе SDH передается в контейнерах. Контейнер представляет собой структурированные данные. Если система PDH генерирует трафик, который нужно передать по системе SDH, то данные PDH сначала упаковываются в контейнеры, а затем к контейнеру добавляется заголовок и указатели, в результате образуется STM. Указатели позволяют «найти» внутри STM любые упакованные туда данные, что позволяет их выделять, не демультиплексируя весь сигнал целиком.

Важным отличием SDH от PDH является обеспечение полной синхронизации всех устройств в сети. Синхронизация обеспечивает единый для всей сети отсчет продолжительности временных интервалов, в рамках которых осуществляется передача и прием байтов информации. Нарушения синхронизации приводят к возникновению разницы скоростей передачи и приема информации, что в свою очередь вызывает либо потерю (если приемник работает медленнее передатчика), либо дублирование (если приемник работает быстрее передатчика) части информации.

Уровень	Скорость передачи, Мбит/с
STM-1	155,520
STM-4	622,080
STM-16	2488,320
STM-64	9953,280
STM-256	39813,12

Технология SDH широко используется в магистральных и зоновых транспортных сетях. По сравнению с технологией PDH она обладает следующими преимуществами:

- высокие скорости передачи до 40 Гбит/с,
- повышение гибкости механизма мультиплексирования, возможность непосредственной вставки низкоскоростных потоков в высокоскоростной поток и выделения низкоскоростных потоков из высокоскоростного потока,
- совместимость со всеми уровнями технологии PDH и с технологией ATM,
- надежное резервирование и эффективное управление сетью.

1.4.3. Информационная технология оптической транспортной иерархии

Наиболее перспективной в настоящее время считается технология оптической транспортной иерархии (OTN – Optical Transport Hierarchy), основанная на рекомендации Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) G.709. Эта рекомендация определяет требования к оптическим транспортным сетям (OTN - Optical Transport Network), включая структуру кадров, заголовки, битовые скорости и форматы для упаковки передаваемой информации. В настоящее время стандартизованы 4 уровня иерархии OTN (табл. 1.3). Линейный сигнал соответствующего уровня называется оптическим транспортным модулем (Optical Transport Unit – OTU) и обозначается OTU-N.

Таблица 1.3. Уровни иерархии OTN.

Уровень	Скорость передачи, Гбит/с
OTU-1	2,7
OTU-4	10,7
OTU-3	43
OTU-4	112

За счет расширенных возможностей мультиплексирования OTN различные типы трафика, включая Ethernet, трафик систем хранения данных,

Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи цифровое видео и SDH, можно передавать в одном кадре OTU, то есть осуществлять конвергенцию сетей.

Принципиальным отличием технологии OTN от PDH и SDH является наличие не только электронного, но и оптического уровня. Технология была разработана специально для оптических сетей с применением WDM.

В сетях OTN используется упреждающая коррекция ошибок (FEC - Forward Error Correction), которая позволяет увеличить оптический бюджет ВОСП на 6 дБ, что соответствует дополнительным 25 – 30 км на длине волны 1550 нм. Этот дополнительный бюджет позволяет заменить систему STM-16 со скоростью 2,5 Гбит/с на OTU-2 со скоростью 10 Гбит/с без дополнительных усилителей и регенераторов.

1.4.4. Информационная технология Ethernet

Технология Ethernet первоначально разрабатывалась Институтом инженеров по электротехнике и электронике (Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE) 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, т.е. большая часть связей между клиентами начинается и заканчивается в сети Ethernet (с использованием IP протокола поверх Ethernet). Впоследствии использование Ethernet расширилось на сети доступа и даже на транспортные сети.

Важнейшие этапы стандартизации технологии Ethernet в оптических сетях приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4. Виды и этапы стандартизации Ethernet с оптическими интерфейсами (IEEE).

Стан-дарт	Год	Наименование	Особенности интерфейса	Длина волны, нм	Код	Тип ОВ	Число ОВ	Максим. длина сегмента, м
Ethernet, 10 Мбит/с								
802.3d	1987	FOIRL		840–860	Manchester	MM	2	1000
802.3j	1993	10Base-F		840–860	Manchester	MM	2	2000
Fast Ethernet, 100 Мбит/с								
802.3u	1995	100Base-FX		1260–1355	4B/5B	MM	2	400
					4B/5B	OM		2000
802.3ah	2004	100Base-LX10	Long wavelength	1260–1360	4B/5B	OM	2	10 000
		100Base-BX10	Bidirectional long wavelength	D: 1480–1580 U: 1260–1360	4B/5B	OM	1	10 000
Gigabit Ethernet, 1 Гбит/с								
802.3z	1998	1000Base-SX	Short wavelength	840–860	8B/10B	MM	2	550
		1000Base-LX	Long wavelength	1260–1355	8B/10B	MM	2	550
					8B/10B	OM		5000
802.3ah	2004	1000Base-LX10	Long wavelength	1260–1360	8B/10B	OM	2	10 000
		1000Base-BX10	Bidirectional long wavelength	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	OM	1	10 000
		1000Base-PX10	Long wavelength passive optical networks	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	OM	1	10 000
		1000Base-PX20	Long wavelength passive optical networks	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	OM	1	20 000
10Gigabit Ethernet, 10 Гбит/с								
802.3ae	2002	10GBase-SR/SW	Short wavelength (LAN/WAN)	840–860	64B/66B	MM (OM3)	2	300
		10GBase-LR/LW	Long wavelength (LAN/WAN)	1260–1355	64B/66B	OM	2	10 000
		10GBase-ER/EW	Extra long wavelength (LAN/WAN)	1550	64B/66B	OM	2	40 000
		10GBase-LX4	4 канала WDM (4×3.125Гбит/с)	1269.0–1282.4 1293.5–1306.9 1318.0–1331.4 1342.5–1355.9	8B/10B	MM	2	300
						OM		10 000
802.3ah	2009	10/1GBase-PRX	Passive optical networks, D: 10 Гбит/с, U: 1 Гбит/с	D: 1575–1580 U: 1260–1280	D: 64B/66B U: 8B/10B	OM	1	20 000
		10GBase-PR	Passive optical networks, D: 10 Гбит/с, U: 10 Гбит/с	D: 1575–1580 U: 1260–1280	64B/66B	OM	1	20 000

Былина М.С. Оптоэлектронные технологии инфокоммуникаций
и особенности проектирования волоконно-оптических линейных трактов
Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи

Стан- дарт	Год	Наименование	Особенности интерфейса	Длина волны, нм	Код	Тип ОВ	Число ОВ	Максим. длина сегмента, м
40 Gigabit Ethernet, 40 Гбит/с								
802.3ba	2010	40GBase-SR4	Short wavelength (4×10Гбит/с)	840-860	64B/66B	MM (OM3)	8	100
		40GBase-LR4	Long wavelength, 4 канала CWDM (4×10Гбит/с)	1264.5–1277.5 1284.5–1297.5 1304.5–1317.5 1324.5–1337.5	64B/66B	MM (OM4)		150
100 Gigabit Ethernet, 100 Гбит/с								
802.3ba	2010	100GBase-SR10	Short wavelength (10×10Гбит/с)	840-860	64B/66B	MM (OM3)	20	100
		100GBase-LR4	4 канала WDM (4×25Гбит/с)	1294.5–1296.6 1299.0–1301.1 1303.5–1305.6 1308.1–1310.2	64B/66B	MM (OM4)		150
		100GBase-ER4	4 канала WDM (4×25Гбит/с)	1294.5–1296.6 1299.0–1301.1 1303.5–1305.6 1308.1–1310.2	64B/66B	OM	2	10 000
312								

Стандарт IEEE 802.3ae (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.

1.4.5. Возможности повышения эффективности транспортных сетей связи. Спектральное мультиплексирование.

Все рассмотренные информационные технологии оптических транспортных сетей используют мультиплексирование во временной области (TDM). Переход к более высокому уровню иерархии приводит к увеличению канальной скорости передачи. Основным сдерживающим фактором по ограничению канальной скорости являются возможности электронной техники (быстродействие), которые практически исчерпаны.

Самым успешным решением, позволяющим резко увеличить скорость передачи по одному ОВ, является использование технологии мультиплексирования в волновой области или спектрального мультиплексирования (WDM – Wave Division Multiplexing). Суть технологии заключается в том, что в ОВ на передающей стороне одновременно вводятся высокоскоростные сигналы на нескольких оптических несущих $\lambda_1 \dots \lambda_n$ (рис. 1.7).

Каждый оптический сигнал формируется своим передающим устройством. Затем сигналы объединяются в один поток с помощью пассивного оптического мультиплексора. В связи с тем, что при объединении потоков возникают значительные потери, на выходе мультиплексора обычно устанавливается оптический усилитель (ОУ), который усиливает групповой сигнал.

На приемной стороне групповой сигнал снова усиливается в ОУ, с помощью демультиплексора разделяется по отдельным каналам, а затем преобразуется в канальные электрические сигналы с помощью отдельных приемных устройств.

В сетях связи используют плотное и грубое спектральное мультиплексирование (DWDM – Dense WDM и CWDM – Coarse WDM).

При плотном мультиплексировании используется один из трех спектральных диапазонов – C (1530-1565 нм), S (1460-1530 нм) и L (1565-1625 нм), число отдельных каналов достигает 80 и более, а расстояние между длинами волн соседних каналов может составлять 100 ГГц, 50 ГГц, 25 ГГц или 12.5 ГГц. DWDM используется в магистральных сетях.

Грубое мультиплексирование является упрощенным вариантом плотного мультиплексирования. Системы CWDM используют диапазон длин волн от 1270 до 1610 нм, в котором организуется до 18 каналов с шагом 20 нм. Достоинством этих систем является более низкая стоимость оборудования по сравнению с DWDM. Это связано с более низкими требованиями к

Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи стабильности излучения источников, параметрам оптических фильтров и мультиплексоров. Системы CWDM находят применение на городских и зоновых сетях.

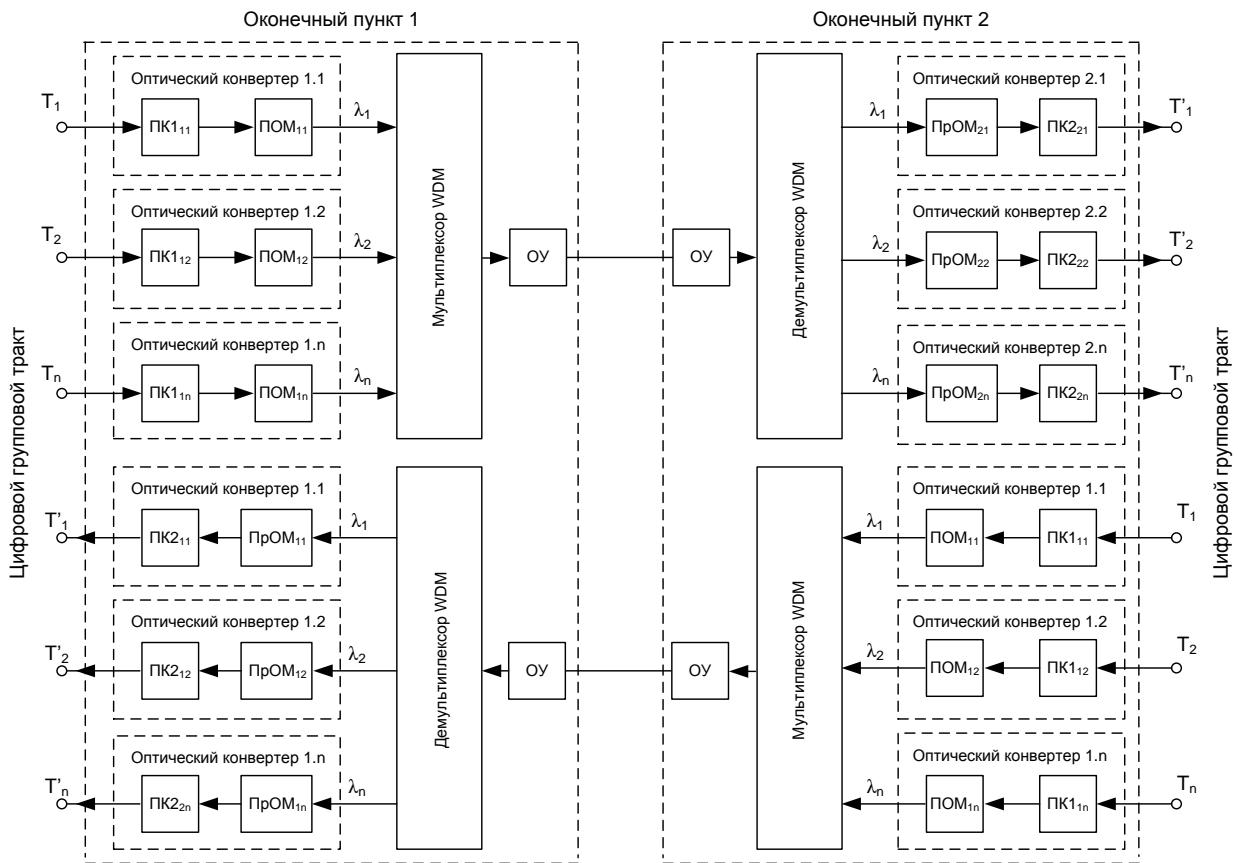


Рис.1.7. Общая схема передачи цифровых сигналов по оптическому линейному тракту со спектральным уплотнением

1.5. Информационные технологии для сетей доступа

Различные варианты построения оптических сетей доступа обозначают аббревиатурой FTTx (Fiber to the x) – ОВ до некоторой точки «х». В зависимости от того, до какого места доходит ОВ, различают:

- FTTN (Fiber to the Node) – ОВ до сетевого узла
- FTTC (Fiber to the Curb) – ОВ до микрорайона
- FTTB (Fiber to the Building) – ОВ до многоквартирного здания
- FTTH (Fiber to the Home) – ОВ до квартиры или коттеджа.

Сеть доступа FTTH обеспечивает наибольшую скорость доступа и самый широкий набор услуг. В настоящее время активно строятся сети, использующие информационные технологии пассивной оптической сети (PON – Passive Optical Network).

В сетях FTTH-PON между активным оборудованием сетевого узла доступа – оптическим линейным терминалом (OLT – Optical Line Terminal) и активным абонентским оборудованием – оптическим сетевым терминалом или

Конспект темы 1. Введение в оптическую связь. Особенности построения оптических систем связи узлом (ONT – Optical Network Terminal или ONU – Optical Network Unit) используются только пассивные оптические компоненты (ОВ, разветвители, разъемные соединители и т.п.). Упрощенная схема построения одного сегмента PON, обслуживающего N абонентов показана на рис. 1.8.

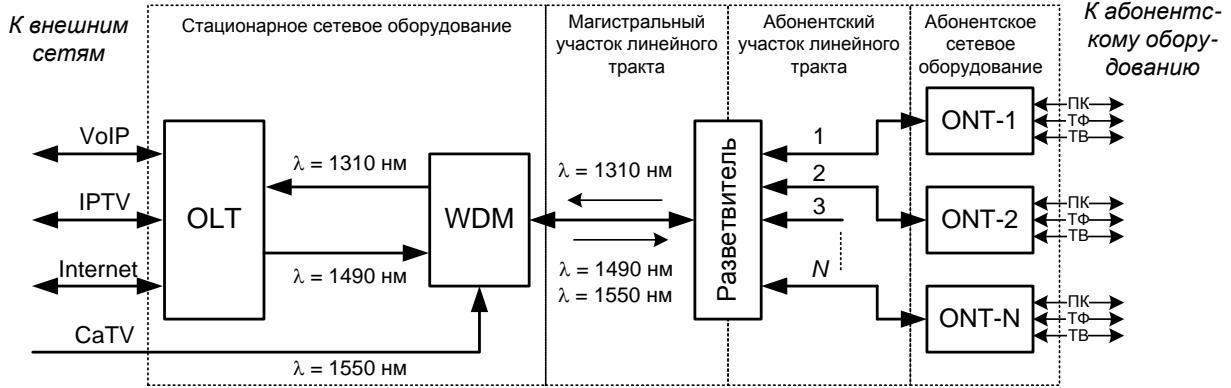


Рис. 1.8. Упрощенная схема одного сегмента PON.

Оптический сигнал от OLT разделяется поровну между ONT или ONU с помощью разветвителя (сплиттера) с коэффициентом деления 32, 64 или 128. В соответствии с рекомендациями МСЭ: ONT – индивидуальное абонентское устройство, ONU – многопользовательское абонентское устройство. Для реализации услуги кабельного телевидения (CaTV) к выходному сигналу OLT добавляется аналоговый оптический сигнал CaTV с помощью мультиплексора WDM. К ONT подключаются персональный компьютер (ПК), телефон (ТФ) и телевизор (ТВ).

В PON нисходящие (от OLT к ONT) и восходящие (от ONT к OLT) потоки разделяются в одном ОВ по длине волны. Обычно для нисходящего потока используют длину волны 1490 нм, а для восходящего – 1310 нм, для передачи сигнала CaTV используется длина волны 1550 нм. В нисходящем потоке реализуется схема связи «точка–многоточка», то есть каждый ONT получает всю информацию, передаваемую OLT, и выбирает ту, которая ему предназначена. В восходящем потоке от ONT к OLT реализуется схема связи «точка–точка», а сигналы от разных ONT передаются в разные интервалы времени. Этим процессом управляет OLT. На рис. 1.9 показано движение пакетов в сети PON в нисходящем и восходящем потоках.

В настоящее время используются два варианта технологии PON: Gigabit PON (GPON), основанная на технологии SDH, и Gigabit Ethernet PON (GEPON), основанная на технологии Ethernet. Сравнительные характеристики современных сетей PON приведены в табл. 1.5.

Основные преимущества архитектуры PON:

- предоставление абонентам полного комплекса услуг связи (телефония, телевидение и интернет);
- отсутствие промежуточных активных узлов;
- экономия оптических приемопередатчиков в центральном узле;
- экономия ОВ;

- простота подключения новых абонентов и удобство обслуживания (подключение, отключение или выход из строя одного или нескольких абонентских узлов никак не сказывается на работе остальных).

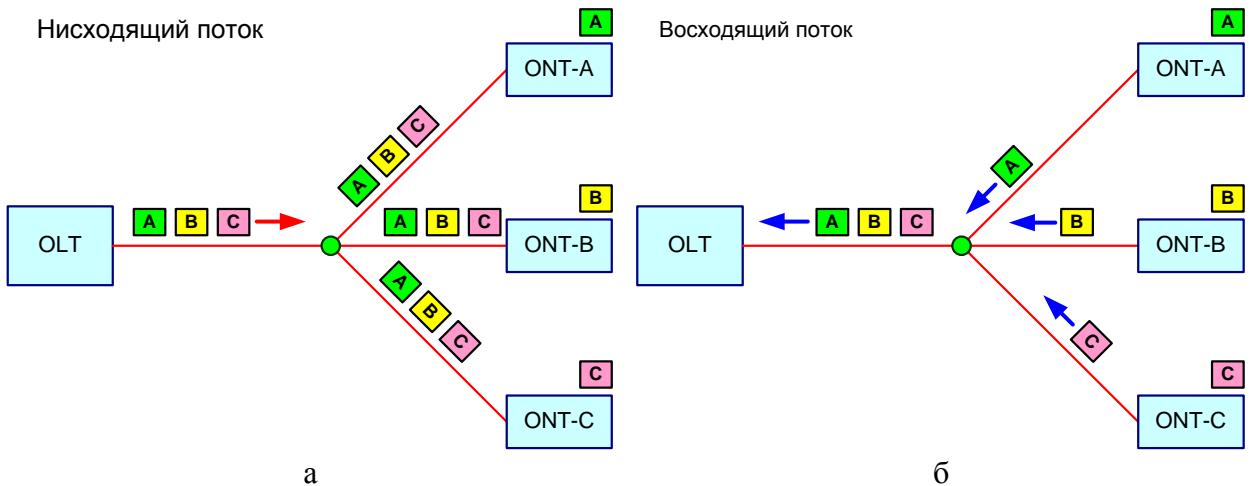


Рис. 1.9. Движение пакетов в сети PON в нисходящем (а) и восходящем (б) потоках.

Табл. 1.5. Основные характеристики современных сетей PON

Характеристики	GPON		GEPON	
Институт стандартизации	ITU-T		IEEE	
Год принятия стандарта	2003		2004	2009
Стандарт	G.984.x		802.3ah	802.3av
Скорость передачи (нисход. поток), Гбит/с	1,244	2,488	1	10
Скорость передачи (восход. поток), Гбит/с	0,155; 0,622; 1,244	0,622; 1,244; 2,488	1	1 10
Базовый протокол	SDH		Ethernet	
Максимальный радиус сети, км	20		20	20
Максимальное число абонентов на одно ОВ	64 (128)		32 (64)	32 (64)
Длина волны (нисход. поток), нм	1490		1490	1577
Длина волны (восход. поток), нм	1310		1310	1310 1270
Длина волны (CaTV), нм	1550		1550	

Рассмотренные сети могут быть отнесены к сетям с временным мультиплексированием PON-TDM. Для повышения качества обслуживания и увеличения скорости передачи в настоящее время ведутся работы по созданию сетей PON следующего поколения со спектральным уплотнением PON-WDM.

2. Потери в оптических волокнах. Влияние потерь на дальность связи

2.1. Затухание, единицы измерения затухания

Затухание (вносимые потери, insertion loss) a_{IL} характеризует ослабление сигнала (показывает, во сколько раз ослабляется сигнал) и измеряется обычно в логарифмических единицах децибелах. Вносимые потери в волоконно-оптическом линейном тракте (ВОЛТ) определяются следующим образом:

$$a_{IL} = 10 \cdot \lg \frac{P_{in}}{P_{out}}, \quad (2.1)$$

где P_{in} , P_{out} – мощности излучения оптического сигнала на входе и выходе ВОЛТ в Вт.



Полезно запомнить:

- Каждые 10 оптических дБ соответствуют изменению P_{in}/P_{out} в 10 раз.
- Каждые 3 оптических дБ соответствуют изменению P_{in}/P_{out} в 2 раза.

Очень часто вместо мощности излучения оптического сигнала используется другая величина, называемая абсолютным уровнем мощности излучения оптического сигнала. Абсолютный уровень мощности излучения выражают в децибелах мощности (дБм). Абсолютный уровень мощности излучения Y связан с мощностью излучения P выражением:

$$Y = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_z}, \quad (2.2)$$

где P_z – мощность излучения, принятая за 0 дБм. В технике оптической связи принято считать, что $P_z = 1$ мВт.

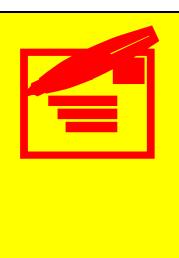


Обратите внимание:

Абсолютный уровень мощности излучения (в отличие от самой мощности) может принимать как положительные (при $P > 1$ мВт), так и отрицательные (при $P < 1$ мВт) значения.

Зная абсолютный уровень мощности излучения, можно рассчитать его мощность по выражению, которое легко получить из (2.2):

$$P = P_z \cdot 10^{Y/10}. \quad (2.3)$$



Полезно запомнить:

Изменение абсолютного уровня мощности излучения

- на +10 дБ – соответствует увеличению сигнала в мВт в 10 раз.
- на -10 дБ – соответствует уменьшению сигнала в мВт в 10 раз.
- на +3 дБ – соответствует увеличению сигнала в мВт в 2 раза.
- на -3 дБ – соответствует уменьшению сигнала в мВт в 2 раза.

Выражение (2.1) для абсолютных уровней мощности излучения примет вид:

$$a_{IL} = Y_{in} - Y_{out}, \quad (2.4)$$

где Y_{in} и Y_{out} – абсолютные уровни мощности излучения на входе и выходе ВОЛТ.

Вносимые потери a_{IL} можно разделить на собственные потери, представляющие собой потери в оптическом волокне (ОВ) и характеризующиеся собственным затуханием (intrinsic) a_{ILi} , и дополнительные потери (additional) a_{ILa} :

$$a_{IL} = a_{ILi} + a_{ILa}. \quad (2.5)$$

При расчете мощности излучения, распространяющегося по ВОЛТ, из дополнительных источников потерь обычно учитывают только потери в соединениях оптических волокон:

$$a_{ILa} = N_p a_p + N_{pt} a_{pt}, \quad (2.6)$$

где N_p , N_{pt} – число неразъемных (permanent) и разъемных (plug-type) соединений, a_p , a_{pt} – средние потери в одном неразъемном и одном разъемном соединении.

Расчет длины регенерационного участка при проектировании волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) учитывает также дополнительные потери, которые могут возникнуть из-за деградации ОВ (и других компонентов ВОСП) в процессе эксплуатации. К дополнительным потерям также относятся:

- потери при вводе и выводе излучения в волокно. Обычно учитываются в приводимых производителями параметрах ПОМ с волоконным выходом и ПРОМ с волоконным входом.
- изгибные потери. При соблюдении допустимых радиусов изгибов кабеля и ОВ эти потери можно считать пренебрежимо малыми.
- потери, связанные с нарушениями геометрической формы ОВ и случайно расположеными структурными дефектами. Если перечисленные нарушения являются следствием несовершенства технологии производства ОВ, то связанные с ними потери учтены в величине указанного производителем коэффициента собственного затухания. Однако такие нарушения могут возникнуть и в процессе эксплуатации ВОСП в результате внешних воздействий на оптический кабель и ОВ и привести к существенному ухудшению качества связи и/или к ускорению процессов деградации ОВ, то есть повысить вероятность повреждения ВОСП. Такие случаи выявляются при проведении профилактических измерений и ликвидируются в плановом порядке.

2.2. Причины собственных потерь. Коэффициент затухания ОВ, его зависимость от длины волны.

Собственное затухание a_{ILi} представляет собой потери, вносимые ОВ, и возрастает с увеличением его длины. Для однородного ОВ можно рассчитать коэффициент затухания α – величину собственного затухания на единицу длины:

$$\alpha = \frac{a_{IIi}}{L}. \quad (2.7)$$

где L – длина ОВ, км. Коэффициент затухания выражают в децибелах на километр (дБ/км). Коэффициент затухания является нормируемым параметром для волокон всех типов.

Зависимость коэффициента затухания в кварцевых оптических волокнах от длины волны излучения представлена на рис. 2.1.

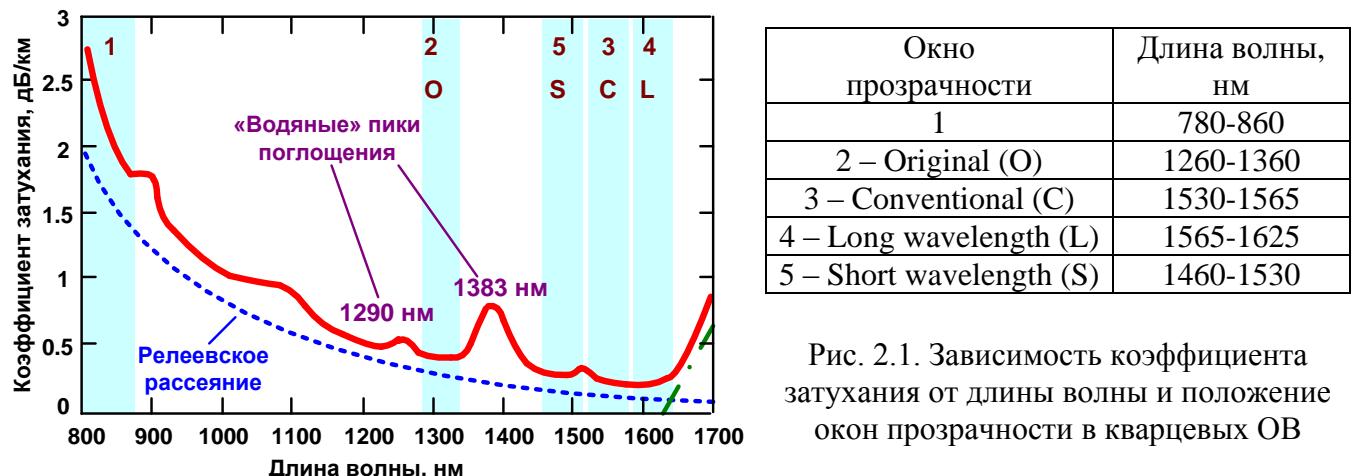


Рис. 2.1. Зависимость коэффициента затухания от длины волны и положение окон прозрачности в кварцевых ОВ

Потери в ОВ в основном обусловлены двумя причинами: **рассеянием и поглощением**. Соответственно коэффициент затухания можно разделить на две составляющих – коэффициент затухания α_s , обусловленный рассеянием, и коэффициент затухания α_a , обусловленный поглощением:

$$\alpha = \alpha_s + \alpha_a. \quad (2.8)$$

Рассеяние Из рис. 2.1 видно, что в диапазоне длин волн 800-1700 нм потери асимптотически уменьшаются с ростом длины волны. Это обусловлено релеевским рассеянием света в ОВ.

	Релеевское рассеяние света происходит на неоднородностях, которые имеются в аморфном кварцевом стекле. Под неоднородностью понимается локальное изменение показателя преломления вещества, размеры которого сравнимы с длиной волны.
--	--

Потери из-за релеевского рассеяния быстро уменьшаются с ростом длины волны:

$$\alpha_s = \chi_s \lambda^{-4}. \quad (2.9)$$

где χ_s – коэффициент пропорциональности, который для высококачественных кварцевых ОВ равен 0.7–0.9 дБ·мкм⁴/км. Этот коэффициент зависит от материала (вида и концентрации легирующих добавок и т.п.) и технологии изготовления ОВ.

Поглощение Другим характерным видом потерь, оказывающим влияние на вид представленной характеристики, является поглощение. Поглощение – это потери энергии распространяющегося света, возникающие в результате взаимодействия его со средой. При поглощении в ОВ световая энергия

преимущественно преобразуется во внутреннюю энергию вещества (в тепло)¹, то есть расходуется на возбуждение колебаний частиц.

Известно, что частица может обладать не любой энергией, а только энергией, соответствующей разрешенным энергетическим уровням. Энергия квантов распространяющегося света связана с его частотой f (длиной волны λ):

$$E = h \cdot f = h \cdot \frac{c}{\lambda}, \quad (2.10)$$

где $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка, c – скорость света. Если эта энергия совпадает (или близка) с порцией энергии, необходимой частице для перехода на более высокий энергетический уровень, она будет эффективно поглощаться частицами. В противном случае поглощения практически не будет.

Таким образом, существуют определенные – резонансные – длины волн, которые активно поглощаются веществом. Поэтому говорят, что поглощение носит резонансный характер.

ОВ содержит различные частицы – кварца, основного материала, полезных (легирующих) примесей и вредных примесей, попадающих в ОВ из-за несовершенства технологии производства. Каждая частица имеет свой набор длин поглощаемых волн, которые могут попадать в используемый для связи спектральный диапазон 0.80-1.6 мкм. У кварца и используемых легирующих примесей всплески поглощения в используемом диапазоне отсутствуют. Однако кварц дает мощные пики поглощения в ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра, которые немного захватывают используемый диапазон.

К вредным примесям относят ионы переходных металлов (ванадия, железа, меди, кобальта, никеля, марганца), а также гидроксильные группы OH^- . При современных технологиях изготовления ОВ наибольший вклад в поглощение вносят именно гидроксильные группы. Они дают мощные пики поглощения на длинах волн 1290 и 1.383 мкм. Также они определяют более слабые пики поглощения в области длин волн 1130, 950, 875, 825 и 725 нм.

Этот тип потерь существенно зависит от технологии изготовления ОВ и имеет тенденцию к снижению. Так, например, на длине волны 1383 мкм этот пик для современного ОВ составляет 0.4—0.6 дБ/км, а для специального волокна, такого как AllWave, уменьшается до 0.31 дБ/км.

Характер зависимости затухания от длины волны для разных типов ОВ мало отличаются.

2.3. Окна прозрачности

Из рис. 2.1 видно, что для передачи оптических сигналов может использоваться широкий участок спектра, где потери в ОВ достаточно малы. Его принято разбивать на более узкие участки – рабочие диапазоны или **окна прозрачности**.

¹ Энергия световой волны может расходоваться и на другие процессы – фотолюминесценцию (вторичное излучение в другом диапазоне частот), ионизацию атомов вещества и др.

Первое окно прозрачности используется в основном в локальных вычислительных сетях.

Второе окно прозрачности (O – Original, основной диапазон) используется в городских и зоновых линиях, а также в локальных вычислительных сетях.

Третье окно прозрачности (C – Conventional, стандартный диапазон) наиболее широко используется в магистральных линиях.

В последнее время в связи с развитием технологии спектрального мультиплексирования (DWDM) повысился интерес к третьему и прилегающим к нему четвертому и пятому окнам прозрачности.

Четвертое окно прозрачности (L – Long wavelength, длинноволновый диапазон) позволяет расширить спектральный диапазон DWDM систем в сторону длинных волн до 1620 нм.

Пятое окно прозрачности (S – Short wavelength, коротковолновый диапазон) ляет расширить спектральный диапазон DWDM систем в сторону коротких волн до 1460 нм.

2.4. Влияние затухания на длину регенерационного участка (дальность связи)



Затухание ограничивает максимальное расстояние, на которое можно передать сигнал без регенерации.

Если известно максимально допустимое затухание a_{\max} на регенерационном участке, то длину регенерационного участка L_{rs} можно примерно оценить следующим образом:

$$L_{rs} = \frac{a_{\max}}{\alpha}, \quad (2.11)$$

где α - коэффициент затухания.



Максимально допустимое затухание в линии определяется параметрами передающего и фотоприемного устройства.

Одним из основных параметров передающего устройства является средняя мощность излучения P_S в точке S в Вт или средний абсолютный уровень этой мощности Y_S в дБм. Для фотоприемного устройства основным параметром является его чувствительность – минимальная мощность $P_{R\min}$ или минимальный абсолютный уровень мощности $Y_{R\min}$ на его входе (в точке R), который он способен отличить от шума. Максимально допустимое затухание в ВОЛТ определяется следующим образом:

$$a_{\max} = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_{R\min}} = Y_S - Y_{R\min}. \quad (2.12)$$

Выражение (2.11) не учитывает дополнительных потерь, которые также возникают в ВОЛТ. Уточним выражение (2.11) учетом потерь в соединениях ОВ.

Будем считать, что нам известно:

- число разъемных соединений N_{pt} и средние потери в одном разъемном соединении a_{pt} ,
- число неразъемных соединений N_p и средние потери в одном неразъемном соединении a_p .

С их учетом выражение (2.11) примет вид:

$$L_{rs} = \frac{a_{\max} - N_{pt}a_{pt} - N_p a_p}{\alpha}. \quad (2.13)$$

Число неразъемных соединений на регенерационном участке зависит от строительной длины кабеля L_s :

$$N_p = \frac{L_{rs}}{L_s} - 1. \quad (2.14)$$

Подставив это выражение в (2.13) и решив полученное уравнение относительно L_{rs} , получим:

$$L_{rs} = \frac{a_{\max} - N_{pt}a_{pt} - a_p}{\alpha + a_p/L_s}. \quad (2.15)$$

Пренебрегая в числителе величиной a_p , получим:

$$L_{rs} = \frac{a_{\max} - N_{pt}a_{pt}}{\alpha + a_p/L_s}. \quad (2.16)$$

2.5. Влияние затухания на минимальную длину сегмента локальной сети



Затухание ограничивает также минимальное расстояние, на которое можно передать сигнал без принятия дополнительных мер по снижению его уровня.

Это ограничение связано с параметром фотоприемного устройства – уровнем его перегрузки – максимальной мощностью $P_{R\max}$ или максимальным абсолютным уровнем мощности $Y_{R\max}$, на который приемник способен адекватно отреагировать.

Минимально допустимое затухание в сегменте сети определяется следующим образом:

$$a_{\min} = 10 \cdot \lg \frac{P_S}{P_{R\max}} = Y_S - Y_{R\max}. \quad (2.17)$$

Если известно минимально допустимое затухание a_{\min} , а также число разъемных соединений N_{pt} и средние потери в одном разъемном соединении a_{pt} , то

минимальную длину L_{ns} сегмента сети (network segment) можно оценить следующим образом:

$$L_{ns\min} = \frac{a_{\min} - N_{pt}a_{pt}}{\alpha}. \quad (2.18)$$

Если реальная длина сегмента сети L_{ns} меньше, в сегмент придется внести дополнительное затухание. Минимальную величину дополнительного затухания $a_{a\min}$ можно найти из соотношения:

$$L_{ns} = \frac{a_{\min} - N_{pt}a_{pt} - a_{a\min}}{\alpha}. \quad (2.19)$$

Из (2.19) следует:

$$a_{a\min} = a_{\min} - L_{ns}\alpha - N_{pt}a_{pt}. \quad (2.20)$$

Для внесения дополнительного затухания используется пассивный оптический компонент – оптический аттенюатор.

3. Оптическое волокно. Многомодовые и одномодовые волокна

3.1. Конструкция оптического волокна. Классификация оптических волокон

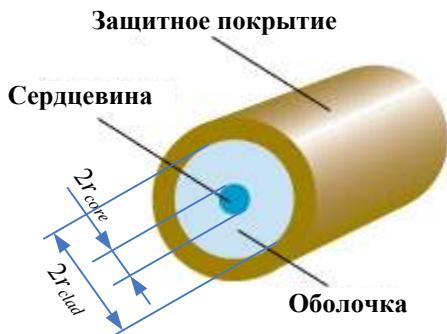


Рис. 3.1. Структура ОВ

ричное защитное покрытие.

Распространение оптического сигнала происходит в сердцевине ОВ. Свет в сердцевине удерживается благодаря явлению полного внутреннего отражения на границе между сердцевиной и оболочкой. Поэтому сердцевина изготавливается из оптически более плотного материала (с большим показателем преломления).

Основным материалом для изготовления сердцевины и оболочки ОВ является кварцевое стекло (плавленый кварц SiO_2)¹. Для достижения требуемого различия показателей преломления сердцевина и/или оболочка легируются примесями, изменяющими показатель преломления кварцевого стекла. Наиболее часто используются оксид германия GeO_2 , пентоксид фосфора P_2O_5 , повышающие показатель преломления кварцевого стекла, и фтор F и оксид бора B_2O_3 , понижающие его показатель преломления.

Показатели преломления сердцевины и оболочки в поперечном сечении волокна могут быть постоянными, а могут изменяться по мере удаления от оптической оси. ОВ, у которых показатели преломления сердцевины и оболочки постоянны, называют волокнами со **ступенчатым профилем показателя преломления** или **ступенчатыми**. ОВ, у которых показатели преломления сердцевины и/или оболочки изменяются, называют волокнами с **градиентным профилем показателя преломления** или **градиентными**. Более сложные в изготовлении градиентные ОВ позволяют улучшить или оптимизировать оптические характеристики волокон.

Оптические волокна (ОВ), используемые в связи, представляют собой цилиндрический двухслойный диэлектрический волновод (рис. 3.1). Внутренний слой волновода называют сердцевиной, внешний – оболочкой. Поверх оболочки наносится первичное защитное покрытие. Оно защищает ОВ от воздействия окружающей среды (влаги, абразивных и механических воздействий). В дальнейшем при производстве оптического кабеля на ОВ (или на несколько ОВ одновременно) может наноситься вторичное защитное покрытие.

¹ Существуют также пластиковые многомодовые волокна, которые могут изготавливаться из различных полимерных материалов.

По количеству распространяющихся мод (понятие моды будет рассмотрено в п. 3.2.1) ОВ делятся на **многомодовые** (ММ ОВ) и **одномодовые** (ОМ ОВ). В зарубежной литературе для обозначения этих типов волокон используют аббревиатуры MMF – multimode optical fiber и SMF – single-mode optical fiber.

По типу дисперсионной характеристики ОВ разделяют на **стандартные** (SF – standard fiber), **со смещенной дисперсией** (DSF – dispersion shifted fiber), **с ненулевой смещенной дисперсией** (NZDSF – non zero dispersion shifted fiber).

По знаку хроматической дисперсии в рабочем диапазоне длин волн различают волокна с положительной и отрицательной дисперсией.

По спектральной зависимости коэффициента затухания от длины волны можно выделить волокна с нулевым водяным пиком (ZWP – zero water peak), имеющие сниженное по сравнению с обычными волокнами затухание вблизи длин волны 1383 и 1290 нм.

По чувствительности потерь в ОВ к изгибам различают ОВ, чувствительные к изгибам, и ОВ, нечувствительные к изгибам.

Диаметры сердцевины и оболочки ОВ стандартизованы. Для многомодовых кварцевых волокон установлены следующие диаметры: 50, 62.5, 85 и 100 мкм. Наиболее часто используются первые два размера. Диаметр сердцевины одномодовых ОВ может составлять от 7 до 10 мкм (для одномодовых ОВ вместо диаметра сердцевины нормируется диаметр модового поля, см. п. 3.2.1). Стандартный диаметр оболочки одинаков для обоих типов волокон и составляет 125 мкм.

3.2. Дисперсия в оптических волокнах. Виды дисперсии

Передаваемые по ОВ оптические цифровые сигналы чаще всего представляют собой последовательности коротких оптических импульсов. В процессе распространения по ОВ импульсы затухают (их мощность уменьшается) из-за **вносимых волокном потерь**, а также искажаются. Наиболее нежелательный вид искажений – уширение (увеличение длительности) импульсов, распространяющихся по ОВ, называется **дисперсией**.

Дисперсию (уширение оптического импульса) в ОВ принято оценивать по формуле:

$$\Delta t = \sqrt{t_{out}^2 - t_{in}^2}, \quad (3.1)$$

где t_{in} и t_{out} – длительности импульса на входе и выходе ОВ соответственно.

Уширение оптического импульса в ОВ вызывается тремя независимыми физическими причинами, поэтому принято различать три вида дисперсии, которые будут подробно рассмотрены ниже:

- межмодовую или модовую (см. п. 3.3.3), имеющую место только в многомодовых ОВ,
- хроматическую (см. 3.4.3), имеющую место как в многомодовых, так и в одномодовых ОВ,

- поляризационную модовую или поляризационную (см. 3.4.3), имеющую место как в многомодовых, так и в одномодовых ОВ.

3.3. Многомодовые оптические волокна

3.3.1. Моды в оптических волокнах

В приближении геометрической оптики способность ОВ направлять свет можно объяснить на основании явления полного внутреннего отражения на границе раздела двух диэлектрических сред с разными показателями преломления – оптически более плотной сердцевины n_1 и оптически менее плотной оболочки ОВ n_2 .

Предположим, что лучи от некоторого источника фокусируются в центре торца ОВ (рис. 3.2). В зависимости от величины угла φ_{i0} , который эти лучи образуют с осью, имеют место:

1. лучи сердцевины или направляемые лучи (коричневый луч), которые на границе сердцевина-оболочка испытывают полное внутреннее отражение.
2. лучи оболочки (синий луч), которые испытывают полное внутреннее отражение на границе оболочка-защитное покрытие.
3. лучи, выходящие в окружающее пространство (зеленый луч), для которых не выполняются условия полного внутреннего отражения.

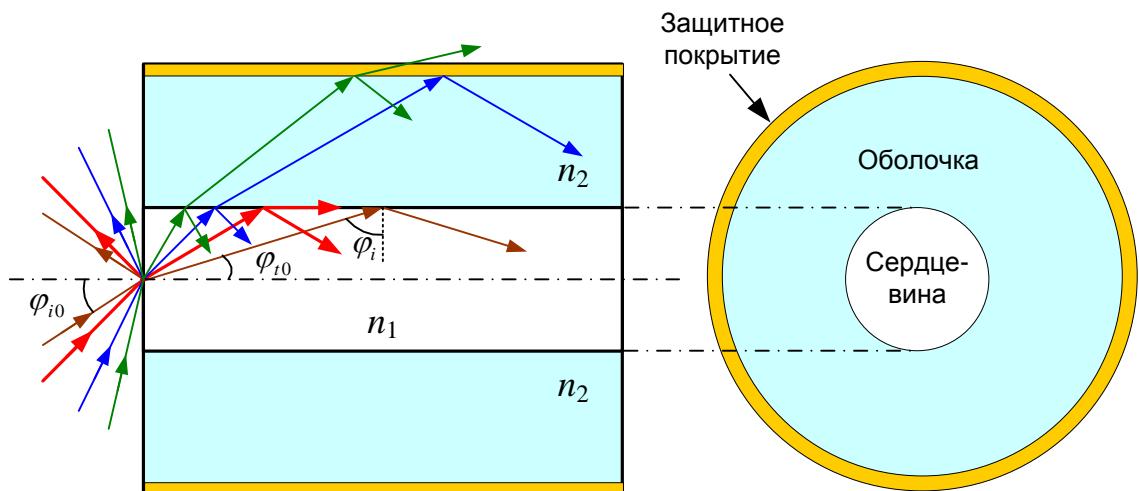


Рис. 3.2. Моды в ступенчатом ОВ

Для оптической связи могут использоваться только направляемые лучи, для которых выполнено условие полного внутреннего отражения на границе сердцевина-оболочка, а значит их энергия остается сосредоточенной внутри сердцевины. Свойством направляемости для каждого ОВ обладает ограниченное число лучей, идущих под определенными дискретными углами, которые получили название **направляемых мод**.

Как отмечалось выше, все ОВ по количеству распространяющихся в них на рабочей длине волны направляемых мод можно разделить на **многомодовые** (ОВ, в которых число направляемых мод больше одной) и **одномодо-**

довые (ОВ, в которых свойством направляемости обладает только одна мода). В геометрической трактовке единственной моде одномодового ОВ соответствует луч, распространяющийся вдоль оптической оси ОВ.

Ненаправляемые лучи также называют модами и различают среди них **моды оболочки** (синий луч на рис. 3.2) и **моды излучения** (зеленый луч на рис. 3.2).

3.3.2. Апертура и числовая апертура. Число направляемых мод

Из рис. 3.2 видно, что направляемыми будут только те лучи, углы падения которых φ_i на границу сердцевина оболочки удовлетворяют условию $\varphi_i \geq \varphi_{cr} = \arcsin(n_2/n_1)$, где φ_{cr} - критический угол полного внутреннего отражения. Можно показать, что максимальный угол падения направляемого луча на торец ОВ φ_{i0max} может быть равен:

$$\varphi_{i0max} = \arcsin\left(\frac{1}{n_0} \cdot \sqrt{n_1^2 - n_2^2}\right), \quad (3.2)$$

где n_0 – показатель преломления среды, из которой вводится излучение в ОВ. Величину φ_{i0max} называют **апертурой** или **апертурным углом** ОВ.

Для многомодовых волокон нормируемым параметром является **числовая апертура** NA – синус апертурного угла при вводе излучения в ОВ из воздуха ($n_0 = 1$):

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (3.3)$$

Число направляемых мод в ступенчатом ОВ можно приближенно оценить по выражению:

$$M = \text{int}\left(\frac{v^2}{2}\right), \quad (3.4)$$

где int означает целую часть числа, v – нормированная частота ОВ. Нормированная частота – это безразмерный параметр, определяемый выражением:

$$v = \frac{2\pi r_{core} NA}{\lambda}, \quad (3.5)$$

где r_{core} – радиус сердцевины ОВ, λ – длина волны источника излучения в вакууме. Оценка (3.4) может использоваться при большом числе направляемых мод.

3.3.3. Межмодовая дисперсия. Широкополосность

Межмодовая дисперсия имеет место только в многомодовых ОВ и является в них основным видом дисперсии. Два других вида дисперсии – хроматическая и поляризационная модовая также имеют место в многомодовых ОВ, но обусловленные ими искажения не заметны на фоне искажений, обусловленных межмодовой дисперсией.

Межмодовая дисперсия возникает из-за того, что в ОВ одновременно распространяется более одной моды, каждая из которых характеризуется своей скоростью распространения вдоль ОВ.

Рис. 3.3 поясняет возникновение межмодовой дисперсии в ступенчатом волокне, поддерживающем распространение трех мод. Скорости всех мод вдоль их траекторий в ступенчатом ОВ будут одинаковыми. Однако время, которое понадобится каждой из них для прохождения 1 км ОВ, будет различным, так как при этом они преодолевают разное расстояние. Соответственно, порции энергии, переносимые разными модами, на выход ОВ придут не одновременно. Первым придет импульс, который несет мода низшего порядка, имеющая кратчайший путь. Затем будут приходить импульсы других мод. На выходе ОВ импульсы отдельных мод, пришедшие в разное время, сложатся, образуя более широкий, по сравнению с входным, оптический импульс.

Межмодовую дисперсию в ОВ длиной L , можно рассчитать по выражению:

$$\Delta t_m = D_m \cdot L, \quad (3.6)$$

где D_m – коэффициент межмодовой дисперсии, который принято выражать в нс/км.

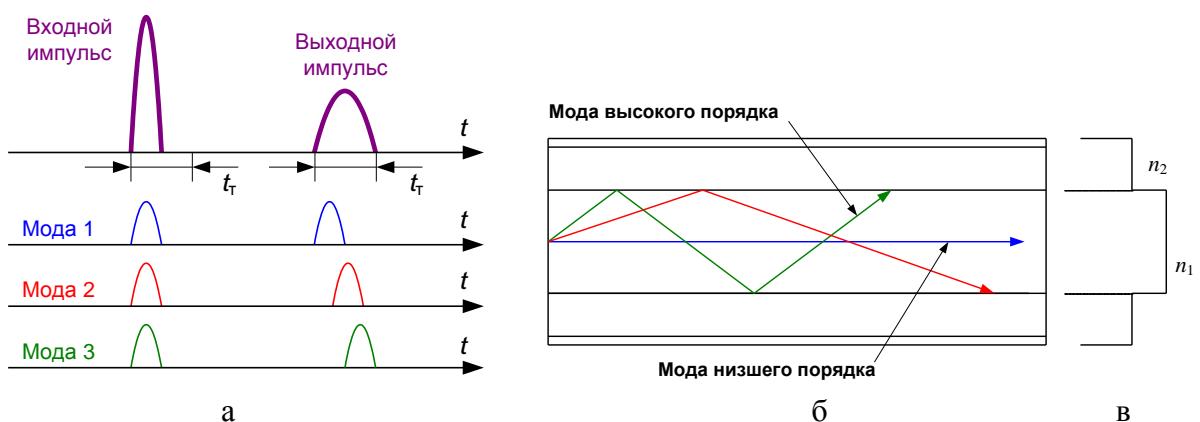


Рис.3.3. Возникновение межмодовой дисперсии в волокне со ступенчатым профилем показателя преломления, формы входного и выходного оптических импульсов (а). Траектории меридиональных лучей в ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления (б).

Ступенчатый профиль показателя преломления (в).

Для ступенчатого многомодового волокна D_m на длине волны λ можно приближенно определить по формуле:

$$D_m(\lambda) = \frac{n_{1g}(\lambda)}{c} \Delta(\lambda), \quad (3.7)$$

где $n_{1g}(\lambda)$ – групповой показатель преломления сердцевины ОВ, c – скорость света в вакууме ($c \approx 300\ 000$ км/с), $\Delta(\lambda)$ – высота профиля ОВ. Для n_{1g} и Δ справедливы выражения:

$$n_{1g}(\lambda) = n_1(\lambda) - \lambda \frac{dn_1(\lambda)}{d\lambda}, \quad (3.8)$$

$$\Delta(\lambda) = \frac{n_1^2(\lambda) - n_2^2(\lambda)}{2n_1^2(\lambda)}. \quad (3.9)$$

Запись $dn_1(\lambda)/d\lambda$ в (3.8) означает производную функции $n_1(\lambda)$ по длине волны λ .

С межмодовой дисперсией связан параметр, называемый **коэффициентом широкополосности** или широкополосностью ОВ, который нормируется для многомодовых ОВ:

$$W = \frac{0.44}{D_m}. \quad (3.10)$$

Выражение (3.10) получено в предположении, что импульсы на входе и выходе ОВ имеют гауссовскую форму. Коэффициент 0.44 в (3.10) является безразмерным. Широкополосность принято выражать в мегагерцах, умноженных на километр (МГц·км). Она представляет собой полосу пропускания ОВ длиной 1 км.

В ОВ с известной широкополосностью W всегда существует компромисс между скоростью и дальностью передачи, который можно выразить формулой:

$$W = \Delta F \cdot L, \quad (3.11)$$

где ΔF – полоса пропускания, необходимая для передачи сигнала с нужной скоростью, L – расстояние, на которое нужно передать сигнал.

Можно считать, что минимальная необходимая полоса пропускания ΔF определяется шириной спектра, занимаемого модулирующим электрическим сигналом. При использовании двухуровневых кодов ее можно рассчитать по выражениям:

$$\Delta F_{NRZ} = \frac{B_b}{2} \text{ для кода NRZ}, \quad (3.12)$$

$$\Delta F_{RZ} = B_b \text{ для кода RZ}. \quad (3.13)$$

В (3.12) и (3.13) B_b – битовая скорость передачи данных (бит/с). Полосы пропускания ΔF_{NRZ} и ΔF_{RZ} выражаются в герцах (Гц).

3.3.4. Градиентное многомодовое волокно

Величина широкополосности для ступенчатых многомодовых ОВ ограничивается величиной 20-50 МГц·км. Из выражений (3.11) и (3.12) следует, что по такому ОВ длиной 1 км можно передать без регенерации сигнал с максимальной скоростью всего 40-100 Мбит/с. Это очень мало.

Для уменьшения межмодовой дисперсии и увеличения широкополосности были разработаны многомодовые ОВ с изменяющимся в пределах сердцевины показателем преломления, которые называют ОВ с градиентным профилем показателя преломления.

Наибольшее распространение получили градиентные ОВ с усеченным степенным профилем показателя преломления, в которых показатель пре-

ломления n_1 сердцевины ОВ с радиусом r_{core} уменьшается с увеличением расстояния r от оси ОВ по закону близкому к параболическому

$$n_1^2(r) = n_{10}^2 \cdot \left[1 - 2\Delta \cdot \left(\frac{r}{r_{core}} \right)^q \right], \text{ при } 0 < |r| < r_{core}, \quad (3.14)$$

где n_{10} – показатель преломления на оси ОВ, Δ – высота профиля ОВ на его оси, q - показатель степенного профиля. Показатель преломления оболочки n_2 является постоянной величиной

$$n_2 = n_{10} \cdot \sqrt{1 - 2\Delta}. \quad (3.15)$$

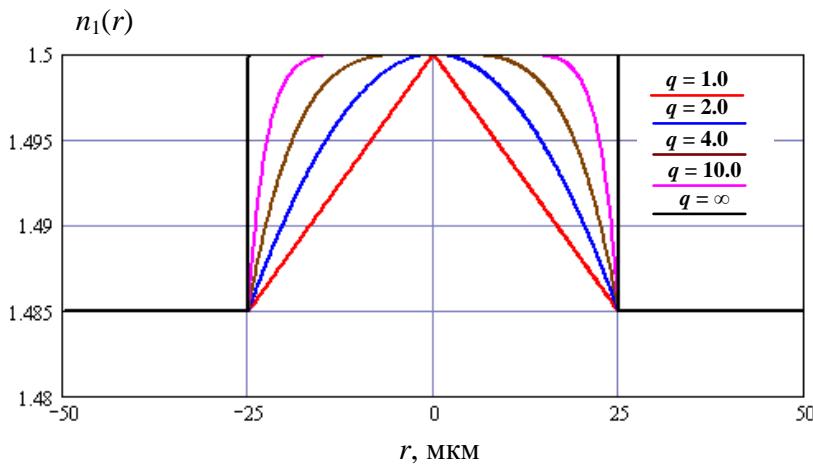


Рис. 3.4. Усеченные степенные профили показателя преломления.

На рис. 3.4 показаны профили показателей преломления с различными значениями показателя степенного профиля. Расчеты проводились для $n_{10} = 1.5$, $\Delta = 0.01$.

Усеченный профиль показателя преломления ОВ называют потому, что зависимость (3.14) ограничена (усечена) сердцевиной.

На рис. 3.5 показаны траектории некоторых лучей (мод) в градиентном ОВ. Видно, что радиальные изменения показателя преломления приводят к искривлению траекторий лучей.

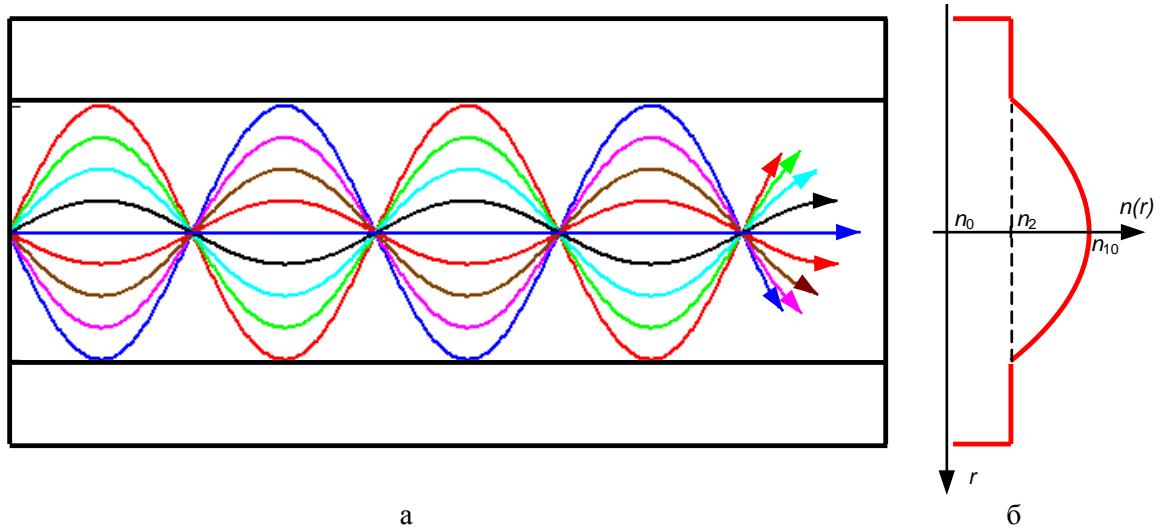


Рис. 3.5. Траектории меридиональных лучей (а) в ОВ с усеченным степенным профилем показателя преломления (б).

Моде низшего порядка, также как и в ступенчатых ОВ, соответствует траектория вдоль оси ОВ, а моде самого высокого порядка соответствует траектория, касательная к поверхности раздела сердцевины и оболочки.

Скорость любого луча, кроме осевого, в градиентном ОВ будет изменяться вдоль его траектории (рис. 3.5). Она будет наименьшей при прохождении оси ОВ и наибольшей вблизи оболочки. Профиль показателя преломления подбирается таким образом, чтобы выровнять времена прохождения различных мод по ОВ. Самая маленькая скорость, но и кратчайшая траектория будет у луча, траектория которого совпадает с осью ОВ, где показатель преломления максимален. Другие лучи имеют более длинные траектории, но и большую среднюю скорость.

Полностью выровнять скорости распространения различных лучей вдоль оси многомодового градиентного ОВ, то есть совсем исключить межмодовую дисперсию невозможно. Однако ее можно существенно уменьшить. Поэтому широкополосность градиентных многомодовых ОВ значительно больше, чем ступенчатых, и лежит в пределах 200 – 2000 МГц км.

Тем не менее, такая широкополосность все равно недостаточна протяженных ОСП. Поэтому для протяженных ОСП применяют только одномодовые ОВ, в которых межмодовая дисперсия отсутствует.

3.4. Одномодовые оптические волокна

3.4.1. Условие достижения одномодового режима работы ОВ.

Длина волны отсечки

Можно показать, что ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления будет одномодовым, если его нормированная частота удовлетворяет условию:

$$\nu \leq 2.405, \quad (3.16)$$

Выражение (3.16) представляет собой условие достижения одномодового режима работы ОВ или условие одномодовости ОВ. Из (3.5) и (3.16) можно получить другую форму условия достижения одномодового режима:

$$\lambda \geq \lambda_{cut} = \frac{2\pi r_{core} NA}{2.405}, \quad (3.17)$$

где λ_{cut} – **длина волны отсечки**, разделяющая режимы одномодовой и многомодовой передачи.

Различают длину волны отсечки волокна, рассчитанную по выражению (3.17), и длину волны отсечки волокна в кабеле. Первая соответствует волокну, испытывающему слабое напряжение. Однако на практике приходится иметь дело с кабелем, который при прокладке претерпевает множество изгибов. Волокно испытывает напряжение, как в процессе производства кабеля, так и по окончании инсталляции. Напряжение приводит к подавлению побочных мод и смещению длины волны отсечки в сторону коротких волн.

Длина волны отсечки волокна в кабеле может быть определена только экспериментально.

3.4.2. Диаметр модового поля

Для одномодовых ОВ вместо числовой апертуры и диаметра сердцевины нормируется **диаметр модового поля**² – ширина распределения амплитуды напряженности электрического поля основной моды в поперечном сечении ОВ. Для ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления относительное распределение напряженности поля основной моды $E(r)$ хорошо описывается функцией Гаусса $F(r)$, а диаметр определяется на уровне $1/e$ = 0.369 от его максимума E_{\max} (рис. 3.6):

$$F(r) = \frac{E(r)}{E_{\max}} = \exp\left(-\frac{4r^2}{d_{mf}^2}\right), \quad (3.18)$$

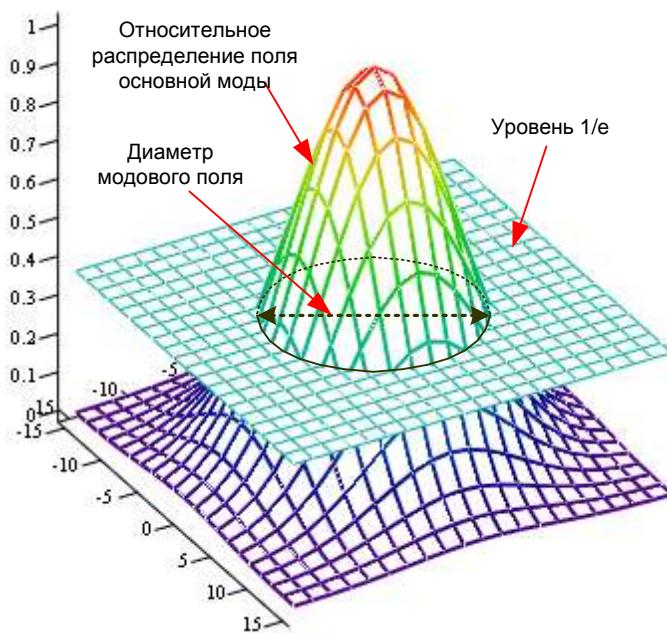


Рис. 3.6. Определение диаметра модового поля ступенчатого ОВ

Диаметр модового поля можно также определить по распределению интенсивности поля основной моды $I(r)$ в поперечном сечении ОВ. Так как $I(r) \sim E^2(r)$, в этом случае диаметр определяется на уровне $1/e^2 = 0.135$ от максимума I_{\max}

Для одномодового ОВ диаметр модового поля d_{mf} можно приближенно рассчитать по выражению:

$$d_{mf} = 2r_{core} \cdot [0.65 + 1.619 \cdot v^{-3/2} + 2.879 \cdot v^{-6}]. \quad (3.19)$$

Из (3.19) и (3.5) видно, что диаметр модового поля растет с увеличением длины волны.

3.4.3. Дисперсия в одномодовых оптических волокнах

В одномодовых волокнах имеют место два вида дисперсии – хроматическая и поляризационная модовая.

² В литературе также встречаются термины «диаметр поля моды», «диаметр модового пятна».

Хроматическая дисперсия возникает из-за того, что спектр оптического сигнала имеет конечную ширину $\Delta\lambda$ и разные спектральные компоненты сигнала движутся в ОВ с разными скоростями.

Хроматическую дисперсию в ОВ длиной L , можно рассчитать по выражению:

$$\Delta t_{chr} = |D_{chr}| \cdot \Delta\lambda \cdot L, \quad (3.20)$$

где D_{chr} – коэффициент хроматической дисперсии. Коэффициент хроматической дисперсии принято выражать в пикосекундах на нанометр на километр (пс/(нм·км)). При такой размерности D_{chr} величину $\Delta\lambda$ в (3.20) нужно представлять в нанометрах (нм), а L – в км.

Коэффициент хроматической дисперсии D_{chr} принято представлять в виде суммы коэффициентов D_{mat} материальной и D_w волноводной дисперсий:

$$D_{chr} = D_{mat} + D_w. \quad (3.21)$$

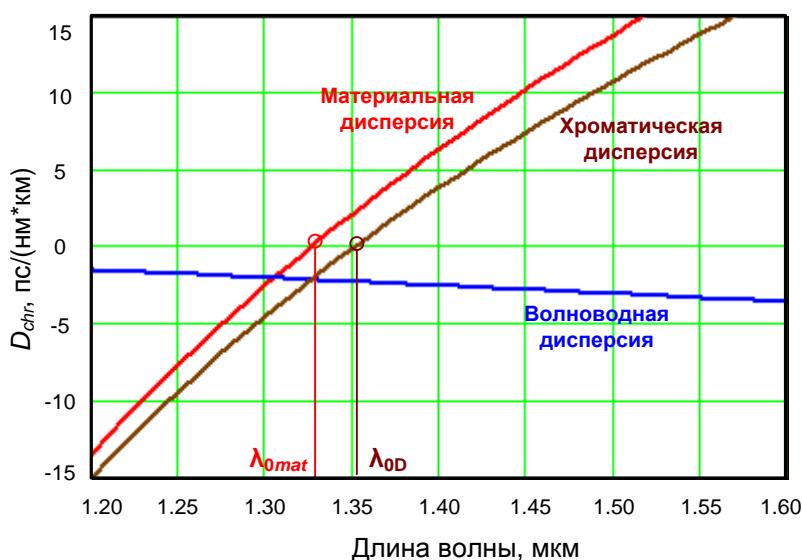


Рис. 3.7. Хроматическая дисперсия в стандартном ОВ.

ет некоторое среднее значение между показателем преломления сердцевины и показателем преломления оболочки, которое зависит от длины волны. Зависимость среднего показателя преломления от длины волны связана не только с зависимостью от длины волны показателей преломления сердцевины и оболочки, но и с изменением глубины проникновения поля волны в оболочку, приводящее к изменению среднего показателя преломления даже при постоянных показателях преломления сердцевины и оболочки.

На рис. 3.7 показаны зависимости коэффициентов материальной (красная кривая), волноводной (синяя кривая) и результирующей хроматической (коричневая кривая) дисперсии от длины волны, рассчитанные для стандартного одномодового волокна. Из рисунка видно, что коэффициент материальной дисперсии имеет знак и при некоторой длине волны $\lambda = \lambda_{0mat}$ проходит через 0. Кроме того, видно, что существует такая длина волны, при которой коэффициенты материальной и волноводной дисперсий равны по модулю и имеют противоположные знаки, то есть коэффициент хроматической диспер-

Материальная дисперсия характеризует изменение скорости распространения волны в однородной среде, обусловленное зависимостью показателя преломления среды от длины волны. Волноводная дисперсия обусловлена тем, что в ОВ волна распространяется частично в сердцевине, частично в оболочке, то есть для нее показатель преломления принимается среднее значение между показателем преломления сердцевины и показателем преломления оболочки, которое зависит от длины волны. Зависимость среднего показателя преломления от длины волны связана не только с зависимостью от длины волны показателей преломления сердцевины и оболочки, но и с изменением глубины проникновения поля волны в оболочку, приводящее к изменению среднего показателя преломления даже при постоянных показателях преломления сердцевины и оболочки.

ции равен нулю. Эту длину волны называют **длиной волны нулевой хроматической дисперсии** или просто **длиной волны нулевой дисперсии** λ_{0D} .

Вблизи длины волны нулевой дисперсии зависимость $D_{chr}(\lambda)$ хорошо аппроксимируется линейной функцией:

$$D_{chr}(\lambda) = S_{0D}(\lambda - \lambda_{0D}), \quad (3.22)$$

где S_{0D} – наклон коэффициента хроматической дисперсии на длине волны λ_{0D} . Наклон коэффициента хроматической дисперсии принято выражать в $\text{пс}/(\text{нм}^2 \cdot \text{км})$ – пикосекундах на нанометр в квадрате на километр.

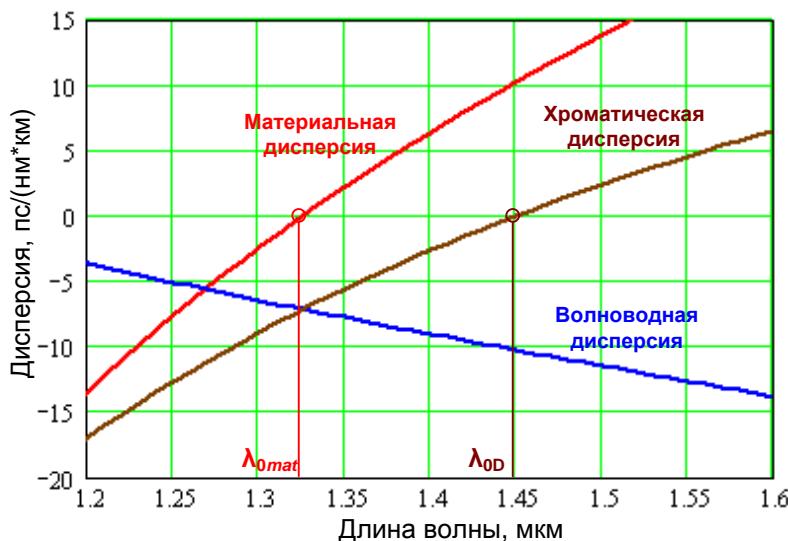


Рис.3.8. Смещение длины волны нулевой хроматической дисперсии путем изменения волноводной дисперсии.

иции (профиля показателя преломления) ОВ. Это позволяет в широких пределах управлять зависимостью хроматической дисперсии от длины волны, изменяя при этом длину волны нулевой дисперсии λ_{0D} (рис. 3.8).

Причиной **поляризационно-модовой дисперсии** является анизотропия (двулучепреломление) ОВ, приводящая к зависимости скорости распространения света от поляризации. Анизотропия обусловлена нарушениями круговой симметрии ОВ: эллиптичностью сердцевины, неконцентричностью сердцевины и оболочки, внутренними и внешними несимметричными напряжениями (рис. 3.9).

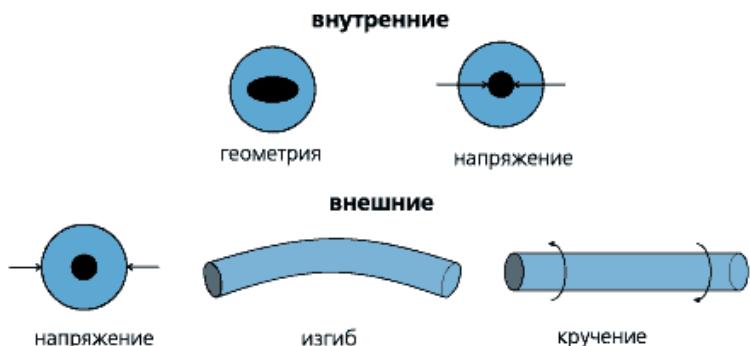


Рис.3.9. Причины возникновения поляризационно-модовой дисперсии

Отметим, что зависимость материальной дисперсии от длины волны при изменении показателя преломления сердцевины кварцевого волокна (изменении легирующей примеси и/или степени легирования) меняется в очень небольших пределах. Зависимость волноводной дисперсии от длины волны, напротив, сильно зависит от конструкции волокна.

В поперечном сечении анизотропного ОВ можно выявить взаимно перпендикулярные оси наименьшей и наибольшей скорости (рис. 3.10). Произвольно направленный вектор напряженности электрического поля E можно разложить на две составляющие, направленные вдоль этих осей. Скорости распространения этих составляющих будут различны, что приведет к уширению оптического импульса.

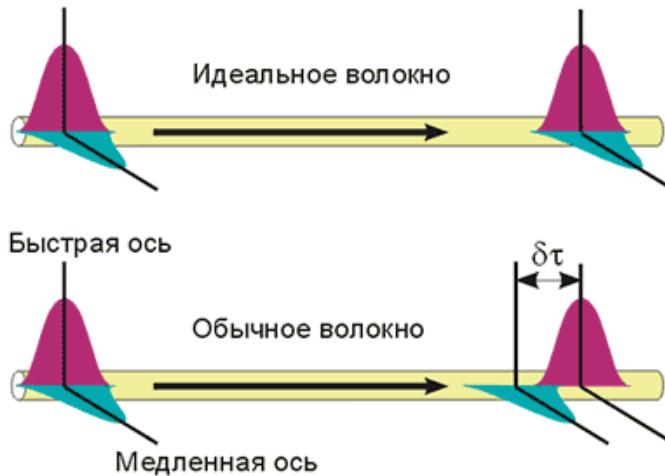


Рис. 3.10. Возникновение поляризационно-модовой дисперсии

В большинстве одномодовых ОВ расположение осей наибольшей и наименьшей скорости случайным образом меняется вдоль волокна. Поэтому поляризационная модовая дисперсия имеет статистическую природу. Можно считать, что уширение проходящего по ОВ импульса растет с увеличением длины L пропорционально квадратному корню из этой длины

$$\Delta t_p = D_p \sqrt{L}, \quad (3.22)$$

где D_p – коэффициент поляризационно-модовой дисперсии.

3.5. Типы и стандарты оптических волокон

В настоящее время широко используются несколько основных классов ОВ в соответствии с рекомендациями ITU-T³:

- G.651 Многомодовое 50/125 мкм с градиентным профилем показателя преломления;
- G.652 Стандартное одномодовое;
- G.653 Одномодовое со смещенной дисперсией;
- G.654 Одномодовое со смещенной длиной волны отсечки;
- G.655 Одномодовое с ненулевой смещенной дисперсией;
- G.656 Одномодовое с ненулевой смещенной дисперсией для широкополосной передачи;
- G.657 Одномодовое с уменьшенными потерями на изгибах малого радиуса.

³ ITU-T - (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector) - Сектор стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи

3.5.1. Стандарт G.651.1 – многомодовое ОВ

Стандарт G.651.1 распространяется на многомодовое оптическое волокно с диаметром световедущей жилы 50 мкм и оболочки 125 мкм и на волоконно-оптический кабель на его основе. В нем содержатся рекомендации по основным параметрам этих волокон, контролируемым характеристикам и допустимым нормам (табл. 3.1). Этот тип волокна в настоящее время используется только в коротких, внутриобъектовых ВОЛС с рабочей длиной волны 850 и 1300 нм.

Табл. 3.1. Параметры многомодовых ОВ

Параметр	Значение
Номинальное затухание на длине волны 850/1300 нм (дБ/км)	$\leq 2.4 / \leq 0.5$
Максимальное затухание на длине волны 850/1300 нм (дБ/км)	$\leq 2.5 / \leq 0.8$
Широкополосность на длине волны 850/1300 нм (МГц·км)	$\geq 400 / \geq 800$
Длина волны нулевой дисперсии λ_{0D} (нм)	1297-1316
Наклон коэффициента хроматической дисперсии S_{0D} на длине волны λ_{0D} (пс/(нм ² ·км))	≤ 0.101
Числовая апертура NA	0.200 ± 0.015
Эффективный показатель преломления n_{eff} на длине волны 850/1300 нм	1.4897 / 1.4856
Диаметр сердцевины d_{core} (мкм)	50.0 ± 3.0
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0 ± 2.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки (мкм)	≤ 3.0
Эллиптичность сердцевины	$\leq 5\%$
Диаметр защитного покрытия (мкм)	245 ± 10
Рабочий диапазон температур	$-60^{\circ}\text{C} - +85^{\circ}\text{C}$
Тестовое усилие на разрыв (ГН/м ²)	≥ 0.7

Стандарт ISO/IEC 11801 определяет также категории улучшенных многомодовых ОВ, оптимизированных для высокоскоростных локальных сетей и отличающихся большей широкополосностью (табл. 3.2). Категория ОМ2 включает многомодовые волокна, предназначенные для скорости передачи до 1 Гбит/с, категория ОМ3 – многомодовые волокна для скорости передачи до 10 Гбит/с.

Табл. 3.2. Категории многомодовых ОВ

Категория волокна	ОМ1	ОМ2	ОМ3	
Широкополосность при использовании светодиода в качестве источника излучения на длине волны 850/1300 нм, МГц·км	400/800	600/1200	1500/500	
Широкополосность при использовании лазера в качестве источника излучения на длине волны 850 нм, МГц·км	-	-	2000	
Максимальная длина сегмента сети для Gigabit Ethernet / 10 Gigabit Ethernet, м	850 нм 1300 нм	550/- 550/-	750/110 2000/110	/300 -

3.5.2. Стандарт G.652 – стандартное одномодовое ОВ

Рекомендация G.652 описывает геометрические, оптические, механические параметры и параметры передачи стандартных ОВ (SF - standard fiber). Стандартным ОВ называют одномодовое волокно со ступенчатым профилем показателя преломления (рис. 3.11). Это волокно оптимизировано для второго окна прозрачности (1260-1360 нм). Его длина волны нулевой дисперсии составляет $\lambda_{0D} \sim 1.35$ мкм.

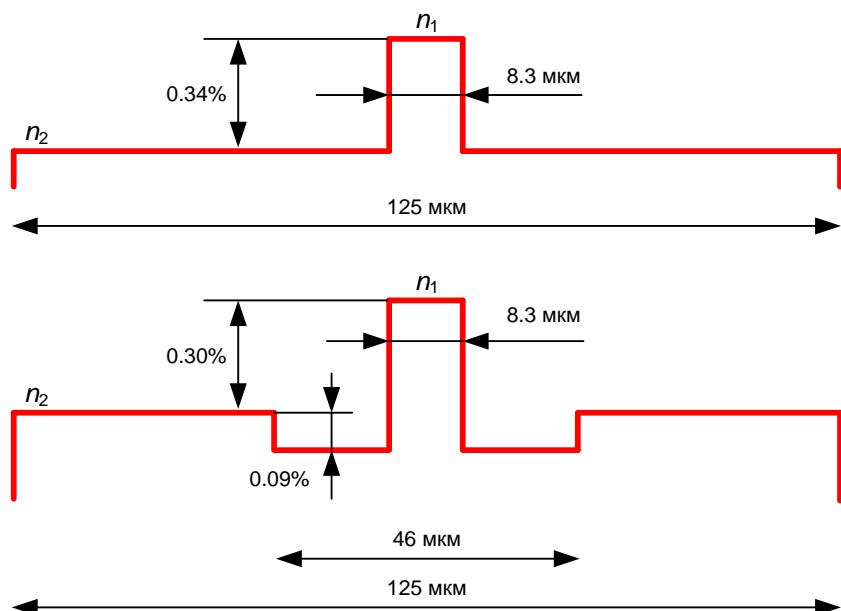


Рис. 3.11. Профили показателей преломления стандартных одномодовых ОВ

В текущей редакции G.652 стандартные ОВ разделены на четыре категории – А, В, С, Д (табл. 3.3). Оптические волокна категорий С и Д являются волокнами ZWP, обладающими пониженным затуханием на длине волны 1383 нм.

Стандартные ОВ имеют хроматическую дисперсию на $\lambda = 1310$ нм менее 3.5 пс/(нм·км), а на $\lambda = 1550$ нм их дисперсия возрастает до 20–23 пс/(нм·км), хотя затухание при этом уменьшается до 0.2 дБ/км и они могут с успехом использоваться на этой длине волны. При этом длина участка регенерации обычно ограничивается хроматической дисперсией.

Табл. 3.3. Параметры стандартных одномодовых ОВ

Параметр	Значение для ОВ категории			
	А	В	С	Д
Коэффициент затухания на длине волны 1310/1550 нм (дБ/км)	0.5 / 0.4	0.4 / 0.35	0.4 / 0.3	0.4 / 0.3
Коэффициент затухания на длине волны 1625 нм (дБ/км)	–	0.4	–	–
Коэффициент затухания на длине волны 1383 нм (дБ/км)	–	–	0.4	0.4

Параметр	Значение для ОВ категории			
	A	B	C	D
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1550/1625 нм (дБ)	0.1 / –	– / 0.1	– / 0.1	
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1310 нм (мкм)	8.6–9.5	8.6–9.5	8.6–9.5	8.6–9.5
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0±1.0	125.0±1.0	125.0±1.0	125.0±1.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.6	0.6	0.6	0.6
Некруглость оболочки (%)	1.0	1.0	1.0	1.0
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1260	1260	1260	1260
Длина волны нулевой дисперсии λ_{0D} (нм)	1300-1324	1300-1324	1300-1324	1300-1324
Максимальный наклон коэффициента хроматической дисперсии S_{0D} на длине волны λ_{0D} (пс/(нм ² ·км))	0.092	0.092	0.092	0.092
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/√км)	0.5	0.2	0.5	0.2

3.5.3. Стандарт G.653 –одномодовое ОВ со смещенной дисперсией

С целью оптимизации дисперсионных параметров одномодовых ОВ на длине волны 1550 нм, на которой кварцевые ОВ имеют минимальное затухание, были разработаны градиентные одномодовые ОВ. Усложняя профиль показателя преломления (рис. 3.12) и делая его форму близкой к треугольной, получили ОВ, имеющие длину волны нулевой дисперсии вблизи 1550 нм. Такие ОВ получили название ОВ с нулевой смещенной дисперсией (ZDSF – Zero Dispersion Shifted Fiber) или просто со смещенной дисперсией (Dispersion Shifted Fiber - DSF). Их параметры регламентируются рекомендацией G.653.

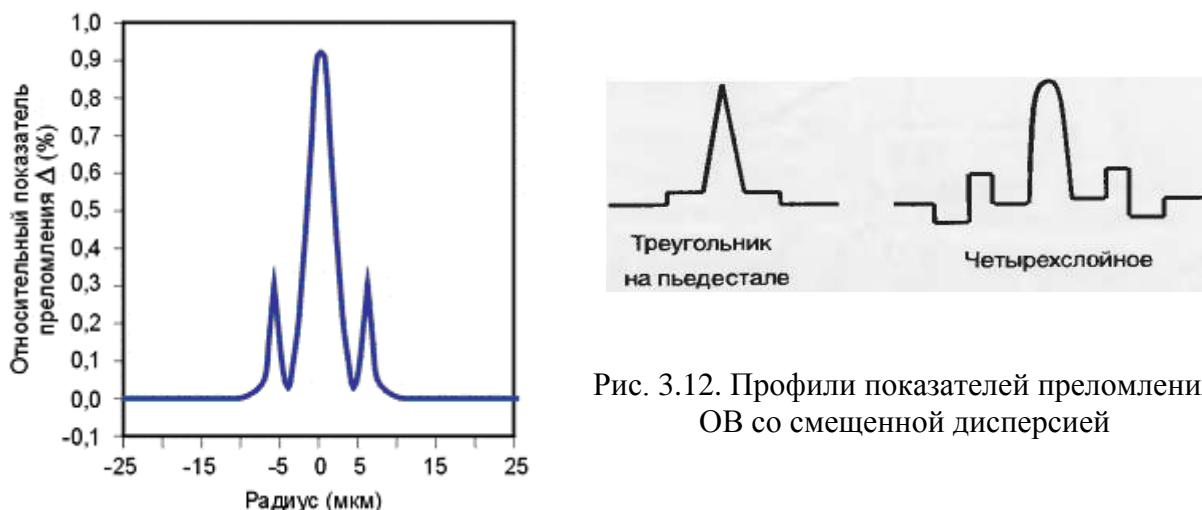


Рис. 3.12. Профили показателей преломления ОВ со смещенной дисперсией

Эти ОВ имеют хроматическую дисперсию на $\lambda = 1550$ нм менее 3.5 пс/(нм·км), а на $\lambda = 1310$ нм до 20 пс/(нм·км).

Волокна со смещенной дисперсией предназначены для высокоскоростных линий связи с большой длиной регенерационного участка без применения технологии спектрального уплотнения. Возможно также использование этого оптического волокна в системах со спектральным уплотнением при ограниченной протяженности регенерационного участка, пониженной мощности передаваемого сигнала и ограниченной плотности спектральных компонентов. Указанные ограничения связаны с нелинейными искажениями, проявляющимися вблизи длины волны нулевой дисперсии при усилении многочастотного сигнала.

Согласно рекомендации G.653 ОВ со смещенной дисперсией разделяются на две категории А и В по значению коэффициента поляризационной модовой дисперсии. Волокна категории В имеют меньшую поляризационную модовую дисперсию (табл. 3.3).

Табл. 3.4. Параметры одномодовых ОВ со смещенной дисперсией

Параметр	Значение для ОВ категории	
	А	В
Коэффициент затухания на длине волны 1550 нм (дБ/км)	0.35	0.35
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1550 нм (дБ)	0.5	0.1
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1550 нм (мкм)	7.8–8.5	7.8–8.5
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0±1.0	125.0±1.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.8	0.6
Некруглость оболочки (%)	2.0	1.0
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1270	1270
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии D_{chr} в диапазоне длин волн 1525–1575 нм (пс/(нм·км))	3.5	–
Максимальный наклон коэффициента хроматической дисперсии S_{0D} в диапазоне длин волн 1500–1600 нм (пс/(нм ² ·км))	0.085	–
Зависимость минимального коэффициента хроматической дисперсии от длины волны в диапазоне	1460–1525 нм	–
	1525–1625 нм	–
Зависимость максимального коэффициента хроматической дисперсии от длины волны в диапазоне	1460–1575 нм	–
	1575–1625 нм	–
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/√км)	0.5	0.2

3.5.4. Стандарт G.654 –одномодовое ОВ со смещенной длиной волны отсечки

Стандарт G.654 определяет одномодовое волокно со смещенной длиной волны отсечки (CSF - Cutoff Shifted Fiber), предназначенное для протяженных наземных и подводных линий связи. Это волокно имеет сниженное по сравнению со стандартным ОВ затухание вблизи длины волны 1550 нм. Его длина волны нулевой дисперсии лежит вблизи 1300 нм. Длина волны отсечки смещена в длинноволновую область, ее максимальное значение составляет 1530 нм.

Особенностью ОВ стандарта G.654 является увеличенный диаметр модового поля, позволяющий обеспечить максимальную дальность передачи за счет использования больших уровней оптической мощности.

Стандарт определяет 4 категории волокон CSF – A, B C и D, отличающиеся номинальными диаметром модового поля, коэффициентом затухания и дисперсионными характеристиками. Волокна категории B и D имеют наибольший диаметр модового поля (до 15 мкм). Волокна категорий B, C и D имеют сниженный с 0.5 до 0.2 пс/ $\sqrt{\text{км}}$ коэффициент поляризационной модовой дисперсии, а волокна категорий A и C – сниженный с 22 до 20 пс/(нм·км) коэффициент хроматической дисперсии.

Табл. 3.5. Параметры одномодовых ОВ со смещенной длиной волны отсечки

Параметр	Значение для ОВ категории			
	A	B	C	D
Коэффициент затухания на длине волны 1550 нм (дБ/км)	0.22	0.22	0.22	0.20
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1625 нм (дБ)	0.5	0.5	0.5	2.0
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1550 нм (мкм)	9.5–10.5	9.5–13	9.5–10.5	11.5–15.0
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0±1.0	125.0±1.0	125.0±1.0	125.0±1.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.8	0.8	0.8	0.8
Некруглость оболочки (%)	2.0	2.0	2.0	2.0
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1530	1530	1530	1530
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $D_{1550\text{max}}$ на длине волны 1550 нм (пс/(нм·км))	20	22	20	23
Максимальный наклон коэффициента хроматической дисперсии $S_{1550\text{max}}$ на длине волны 1550 нм (пс/(нм ² ·км))	0.070	0.070	0.070	0.070
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/ $\sqrt{\text{км}}$)	0.5	0.2	0.2	0.2

3.5.5. Стандарт G.655 –одномодовое ОВ с ненулевой смещенной дисперсией

Стандарт G.655 определяет одномодовое волокно с ненулевой смещенной дисперсией (NZDSF – Non Zero Dispersion Shifted Fiber), предназначенное для использования с системами DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing – плотного спектрального мультиплексирования). Эти волокна отличаются от волокон стандарта G.653 смещением длины волны нулевой дисперсии выше или ниже диапазона работы оптического усилителя, что обеспечивает подавление нелинейных эффектов при усилении многочастотного сигнала. Они оптимизированы для использования в диапазоне от 1530 до 1565 нм. Допустимо расширение диапазона их использования от 1460 до 1652 нм.

Стандарт разделяет волокна NZDSF на три категории - С, D и E (A и B исключены из версий стандарта, начиная с 2006 г.), которые различаются по значениям хроматической дисперсии и рабочему диапазону.

Табл. 3.6. Параметры одномодовых ОВ с ненулевой смещенной дисперсией

Параметр	Значение для ОВ категории		
	C	D	E
Коэффициент затухания на длине волны 1550 / 1625 нм (дБ/км)	0.35 / 0.4	0.35 / 0.4	0.35 / 0.4
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1625 нм (дБ)	0.5	0.1	0.1
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1550 нм (мкм)	8–11	8–11	8–11
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0 ± 1.0	125.0 ± 1.0	125.0 ± 1.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.8	0.6	0.6
Некруглость оболочки (%)	2.0	1.0	1.0
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1450	1450	1450
Диапазон рабочих длин волн, нм	1530–1625	1460–1625	1460–1625
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/ $\sqrt{\text{км}}$)	0.2	0.2	0.2
Хроматическая дисперсия в диапазоне длин волн (нм)	1530–1565	1460–1550	1460–1550
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\max} $ (пс/(нм·км))	10.0	$\frac{2.91}{90}(\lambda - 1460) + 3.29$	$\frac{4.65}{90}(\lambda - 1460) + 4.66$
Минимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\min} $ (пс/(нм·км))	1.0	$\frac{7.0}{90}(\lambda - 1460) - 4.2$	$\frac{5.42}{90}(\lambda - 1460) + 0.64$

Параметр	Значение для ОВ категории		
	C	D	E
Максимальная величина $ D_{\max} - D_{\min} $ (пс/(нм·км))	5.0	–	–
Знак коэффициента хроматической дисперсии	+ или –	не определено	не определено
Хроматическая дисперсия в диапазоне длин волн (нм)	1565–1625	1550–1625	1550–1625
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\max} $ (пс/(нм·км))	опред. ⁴	$\frac{5.06}{75}(\lambda - 1550) + 6.2$	$\frac{4.12}{75}(\lambda - 1550) + 9.31$
Минимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\min} $ (пс/(нм·км))	опред.	$\frac{2.97}{75}(\lambda - 1550) + 2.8$	$\frac{3.3}{75}(\lambda - 1550) + 6.06$
Максимальная величина $ D_{\max} - D_{\min} $ (пс/(нм·км))	опред.	–	–
Знак коэффициента хроматической дисперсии	+ или –	не определено	не определено

На сегодняшний день существует два подхода к созданию волокон с ненулевой смещенной дисперсией. Основное различие между ними заключается в реализуемом диаметре модового поля. С увеличением этого параметра удобнее вводить излучение в световод, что особенно важно для DWDM-систем, использующих сложную интегральную оптику. Большой диаметр модового поля позволяет повысить уровень мощности излучения, вводимого в волокно. Однако волокна с меньшим диаметром модового поля обладают меньшими потерями на изгибах и более пологой дисперсионной кривой. Оба подхода в равной мере обеспечивают подавление нелинейных эффектов.

3.5.6. Стандарт G.656 –одномодовое ОВ с ненулевой смещенной дисперсией для широкополосной передачи

Стандарт G.656 определяет одномодовое оптическое волокно с хроматической дисперсией, которая превышает некоторое ненулевое значение во всем диапазоне длин волн от 1460 до 1625 нм. Это ОВ предназначено для систем спектрального уплотнения CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) и DWDM.

Коэффициенты затухания и хроматической дисперсии волокон G.656 нормируются отдельно для разных диапазонов. ОВ имеют сглаженную характеристику затухания: для длин волн 1460-1530 нм типичное значение составляет 0,35 дБ/км, для диапазона 1530-1565 нм - 0,275 дБ/км, а для диапазона 1565-1625 нм - 0,35 дБ/км.

Диаметр модового поля этих ОВ у различных производителей варьируется от 7 до 11 мкм.

⁴ Будет определен в следующей версии стандарта

Табл. 3.7. Параметры одномодовых ОВ с ненулевой смещенной дисперсией
для широкополосной передачи

Параметр	Значение
Коэффициент затухания на длине волны 1460 нм (дБ/км)	0.4
Коэффициент затухания на длине волны 1550 нм (дБ/км)	0.35
Коэффициент затухания на длине волны 1625 нм (дБ/км)	0.4
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1625 нм (дБ)	0.5
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1550 нм (мкм)	7.0–11.0
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0 ± 1.0
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.8
Некруглость оболочки (%)	2.0
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1450
Диапазон рабочих длин волн, нм	1460–1625
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/ $\sqrt{\text{км}}$)	0.2
<i>Хроматическая дисперсия в диапазоне длин волн (нм)</i>	<i>1460–1550</i>
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\max} $ (пс/(нм·км))	$\frac{4.68}{90}(\lambda - 1460) + 4.60$
Минимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\min} $ (пс/(нм·км))	$\frac{2.6}{90}(\lambda - 1460) + 1.0$
<i>Хроматическая дисперсия в диапазоне длин волн (нм)</i>	<i>1550–1625</i>
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\max} $ (пс/(нм·км))	$\frac{4.72}{75}(\lambda - 1550) + 9.28$
Минимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\min} $ (пс/(нм·км))	$\frac{0.98}{75}(\lambda - 1550) + 3.6$

3.5.7. Стандарт G.657 – одномодовое ОВ с уменьшенными потерями на изгибах малого радиуса

Стандарт G.657 определяет одномодовое волокно BIF (Bend Insensitive Fiber), обладающее низкой восприимчивостью к изгибам, предназначенное для оптических сетей доступа.

Обычные ОВ очень чувствительны к макроизгибам (изгибы, радиус которых много больше радиуса сердцевины ОВ), так как на изгибе нарушаются условия полного внутреннего отражения (рис. 3.13) и излучение начинает выходить из сердцевины в оболочку ОВ. При этом резко возрастают вносимые ОВ потери.

Поскольку увеличение затухания ОВ быстро растет с уменьшением радиуса изгиба, стандартами определяется минимальный допустимый радиус изгиба, который еще не приводит к заметному возрастанию вносимых потерь. Для обычных ОВ минимальный допустимый радиус изгиба составляет 30 мм, при этом кроссовое оборудование разрабатывается для радиуса изгиба

не менее 100 мм и оказывается довольно громоздким. Для транспортных сетей это не имеет значения, но для сетей доступа является недостатком.

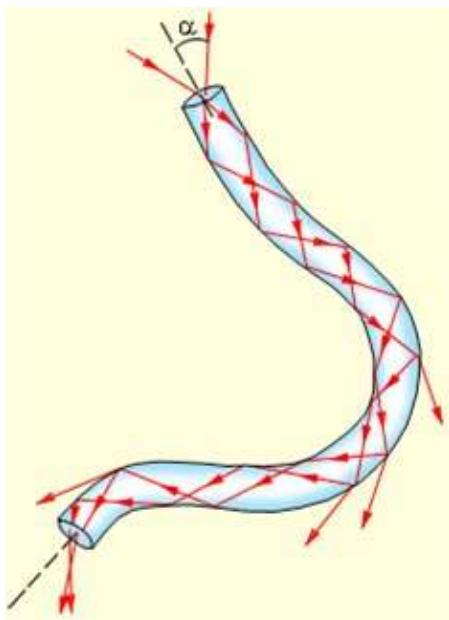


Рис. 3.13. Потери излучения на изгибах

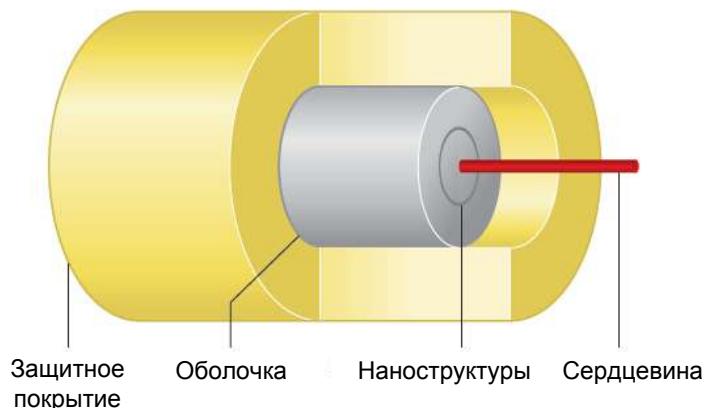


Рис. 3.14. Конструкция ОВ G.657

Поэтому был разработан новый тип ОВ – ОВ с малыми потерями на макроизгибах. Этим ОВ посвящена рекомендация Международного союза электросвязи G.657. Конструкция ОВ с малыми потерями на макроизгибах представлена на рис. 3.14. Это ОВ имеет в оболочке наноструктуры, которые отражают обратно в сердцевину свет, вышедший в оболочку в результате нарушения условий полного внутреннего отражения (рис. 3.15).

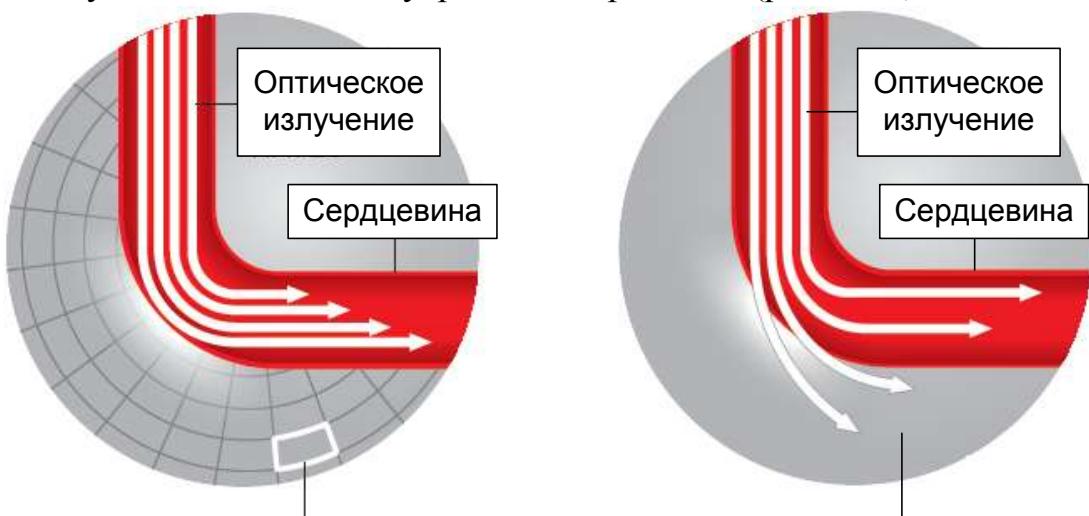


Рис. 3.15. Удержание света в сердцевине ОВ стандарта G.657

Параметры ОВ в соответствии с рекомендацией G.657 приведены в табл. 3.8.

Табл. 3.8. Параметры одномодовых ОВ с уменьшенными потерями на изгибах малого радиуса

Параметр	Значение для ОВ категории										
	A1	A2	B3	B4							
Максимальный коэффициент затухания в диапазоне длин волн 1310–1625 нм (дБ/км)	0.4	0.4	0.4	0.4							
Максимальный коэффициент затухания на длине волны 1383 нм (дБ/км)	0.4	0.4	0.4	0.4							
Максимальный коэффициент затухания на длине волны 1550 нм (дБ/км)	0.3	0.3	0.3	0.3							
Диаметр модового поля d_{mf} на длине волны 1310 нм (мкм)	8.6–9.5	8.6–9.5	8.6–9.5	8.6–9.5							
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0±0.7	125.0±0.7	125.0±0.7	125.0±0.7							
Неконцентричность сердцевины и оболочки максимальная (мкм)	0.5	0.5	0.5	0.5							
Некруглость оболочки (%)	1.0	1.0	1.0	1.0							
Максимальная кабельная длина волны отсечки (нм)	1260	1260	1260	1260							
Диапазон длин волн, в котором нормирована хроматическая дисперсия (нм)	1300–1324	1300–1324	1250–1350	1250–1350							
Максимальный наклон коэффициента хроматической дисперсии (пс/(нм ² ·км))	0.092	0.092	0.11	0.11							
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/√км)	0.2	0.2	0.5	0.5							
<i>Потери на макроизгибах</i>											
Радиус оправки (мм)	15	10	15	10	7.5	15	10	7.5	10	7.5	5.0
Число витков	10	1	10	1	1	10	1	1	1	1	1
Максимальное приращение затухания на длине волны 1550 нм (дБ)	0.25	0.75	0.03	0.1	0.5	0.03	0.1	0.5	0.03	0.08	0.15
Максимальное приращение затухания на длине волны 1625 нм (дБ)	1.0	1.5	0.1	0.2	1.0	0.1	0.2	1.0	0.1	0.25	0.45

Стандарт разделяет ОВ на 2 категории – А и В. ОВ категории А по оптическим параметрам соответствуют стандарту G.652D, но имеют улучшенные характеристики потерь на изгибе. 10 витков ОВ, намотанного на оправку диаметром 15 мм, не должны увеличивать затухание более чем на 0.25 дБ на длине волны 1550 нм. Один виток ОВ, намотанного на оправку диаметром 10 мм, не должен увеличивать затухание более чем на 0.75 дБ на длине волны 1550 нм. Они применимы в окнах прозрачности О, Е, S, С и L (то есть во всем диапазоне от 1260 до 1625 нм). Длина волны нулевой дисперсии этих ОВ лежит в диапазоне от 1300 до 1324 нм. Диаметр сердцевины составляет от 8.6 до 9.5 мкм.

Волокна категории В пригодны для передач на волнах длиной 1310, 1550 и 1625 нм на ограниченные расстояния, связанных с транспортом сигналов внутри помещений и допускают меньшие по сравнению с волокнами категории А радиусы изгибов. 10 витков ОВ на оправке диаметром 15 мм не должны увеличивать затухание более чем на 0.03 дБ на длине волны 1550 нм, один виток на оправке диаметром 10 мм – более чем на 0.1 дБ. Длина волны нулевой дисперсии этих ОВ лежит в диапазоне от 1300 до 1420 нм. Диаметр сердцевины составляет от 6.3 до 9.5 мкм.

4. Источники излучения для оптических систем связи

4.1. Виды, параметры и принцип действия источников излучения

В связи используется два вида источников излучения – полупроводниковые светоизлучающие диоды (СИД) и полупроводниковые лазерные диоды (ЛД) или полупроводниковые лазеры. Основным элементом конструкции полупроводникового источника излучения является р-п переход.

СИД и ЛД можно характеризовать следующими основными параметрами и характеристиками:

- **Средняя длина волны излучения λ_0 .**
- **Ширина спектра излучения $\Delta\lambda$.**
- **Пространственные характеристики:** размеры и форма излучающей площадки и диаграмма направленности излучения.
- **Ваттамперная характеристика** – зависимость мощности излучения P , введенной в ОВ, от тока через р-п переход.
- **Вольтамперная характеристика** – зависимость тока через р-п переход от напряжения.
- **Быстродействие.**
- **Коэффициент полезного действия.**

Кроме того, к ИИ предъявляются обычные требования:

- надежность.
- устойчивость к изменениям условий окружающей среды,
- малые габариты и масса,
- небольшая стоимость.

В р-п переходе параллельно идут два процесса:

1. Генерация свободных носителей заряда – электронов и дырок, происходящая с поглощением кванта энергии.

2. Рекомбинация электронов и дырок, происходящая с выделением кванта энергии. Квант энергии может выделиться в виде фотона (излучательная рекомбинация) или в виде тепла или увеличения кинетической энергии третьего носителя (безызлучательная рекомбинация).

В состоянии равновесия переходы, сопровождающиеся излучением и поглощением света, уравновешивают друг друга, и излучения света не происходит. Непременное **условие возникновения излучения** из р-п перехода – его **прямое смещение**. Говорят, что к р-п переходу приложено **прямое напряжение** или, что переход смещен в прямом направлении, если «+» источника подан на р-область, а «-» — на п-область. Напряжение обратной полярности называют **обратным** и говорят, что переход смещен в обратном направлении.

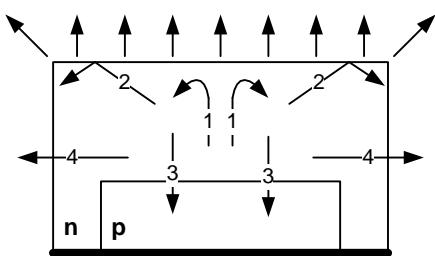


Рис. 4.1. Вывод излучения

Хороший источник должен иметь **высокую вероятность излучательной рекомбинации**. Однако этого недостаточно, необходимо также эффективно вывести излучение из перехода. Можно выделить несколько основных причин, по которым нельзя вывести из перехода все возникшие фотоны (рис. 4.1).

1. Излучение, возникающее в результате излучательной рекомбинации,

характеризуется отсутствием направленности. Часть его вообще не достигает излучающей поверхности источника, образуя обратное (лучи 3 на рис. 4.1) и торцевое (лучи 4) излучение.

2. К излучающей поверхности свет подходит под разными углами. Поэтому для части излучения (лучи 2) выполняется условие полного внутреннего отражения и оно остается внутри полупроводника. Кроме того, на границе раздела возникают и обычные потери на отражение.

3. Наконец, часть излучения поглощается материалом полупроводника (лучи 1).

Отношение числа фотонов, вышедших из полупроводника, к общему числу актов рекомбинации, называется **квантовой эффективностью** или **квантовым выходом**.

4.2. Спонтанная и вынужденная люминесценции

Генерация света в *p-n* переходе при пропускании через него электрического тока называется электролюминесценцией. Люминесценция бывает спонтанной (рис. 4.2) и вынужденной (рис. 4.3).

При спонтанной люминесценции (рис. 4.2) электроны, поглотившие кванты энергии и перешедшие из валентной зоны в зону проводимости, самопроизвольно возвращаются в валентную зону в результате рекомбинации с дырками. При этом они отдают поглощенную энергию в виде фотона.

Поскольку акты излучательной рекомбинации происходят самопроизвольно, фотоны излучаются независимо друг от друга. Это значит, что частота, фаза (момент испускания), направление распространения и поляризация родившегося фотона случайны, то есть излучение некогерентно.

Излучение СИД возникает в основном за счет спонтанной люминесценции, то есть СИД является некогерентным источником излучения.

Генерация когерентного¹ излучения возможна только при **вынужденной люминесценции** (рис. 4.3). Для того чтобы возникло вынужденное излучение необходимо, чтобы излучательная рекомбинация произошла не са-

¹ О когерентности см. п. 4.3.1.

мопроизвольно, а в результате воздействия на возбужденный электрон фотона с частотой ν_{12} .

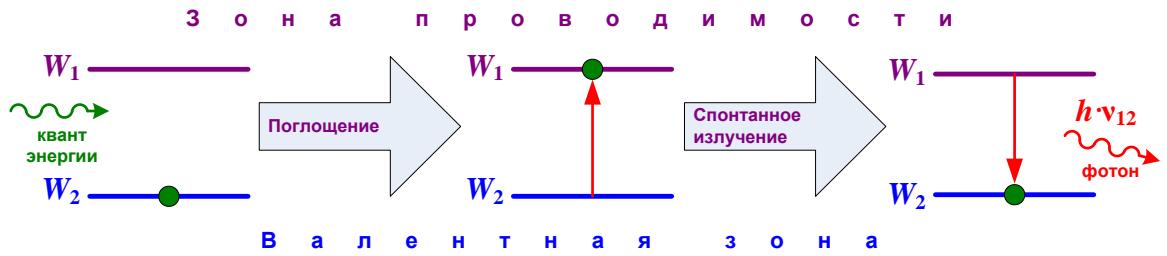


Рис. 4.2. Спонтанная люминесценция



Рис. 4.3. Вынужденная люминесценция

Вынужденное излучение 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 ЛД.

4.3. Светоизлучающие диоды

4.3.1. Оптические параметры и характеристики СИД

Спектр излучения, средняя длина волны, ширина спектра излучения

Минимальная энергия фотонов, возникающих в результате излучательной рекомбинации электрона и дырки, равна ширине запрещенной зоны полупроводниковой структуры W_g . Однако, поскольку электроны и дырки обладают кинетической (тепловой) энергией, среднее значение которой равно kT ($k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, T – температура р-п перехода в К), будут возникать фотоны и с большей энергией. На рис. 4.1 показан теоретический спектр излучения СИД – зависимость интенсивности излучения от энергии фотонов.

Максимальная интенсивность излучения СИД соответствует фотонам с энергией $W_g + kT / 2$. Эти фотоны имеют длину волны λ_0 , которую называют средней излучаемой длиной волны:

$$\lambda_0 = \frac{h \cdot c}{W_g + \frac{kT}{2}} \approx \frac{h \cdot c}{W_g}, \quad (4.1)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме, $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка. Приближенное равенство справедливо, если тепловая энергия электронов и дырок мала по сравнению с шириной запрещенной зоны, то есть при $W_g \ll kT$. Для большинства полупроводниковых материалов при

нормальной температуре это условие выполняется, поэтому далее будем использовать приближенное соотношение (4.1)

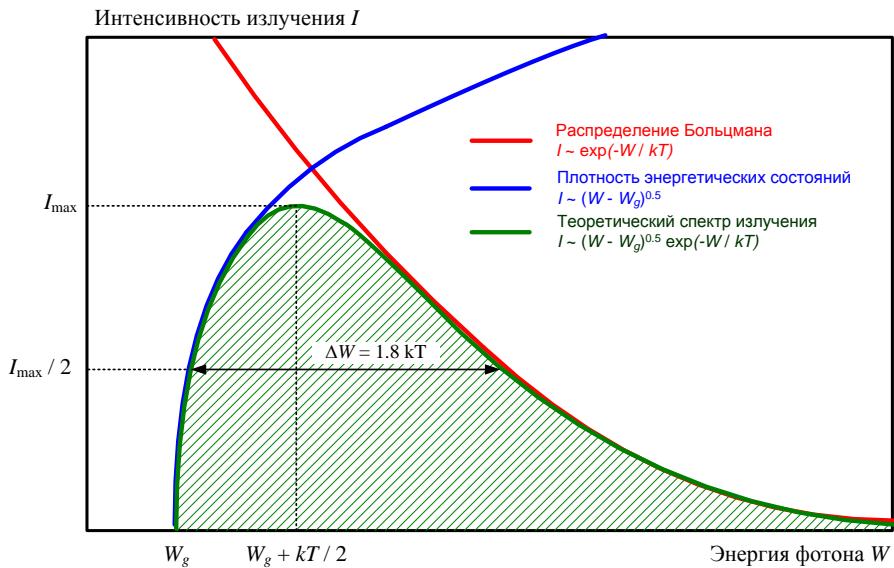


Рис. 4.4. Теоретический спектр излучения p - n перехода².

Ширина запрещенной зоны W_g в (4.1) выражена в единицах СИ – Дж. В инженерных расчетах для измерения малых значений энергии часто используют другую единицу – электрон-Вольт (эВ)³. Ширина запрещенной зоны E_g в эВ равна:

$$E_g = \frac{W_g}{k_e}, \quad (4.2)$$

где $k_e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Дж/эВ. Из (4.1) и (4.2) получаем:

$$\lambda_0 = \frac{b_e}{E_g + b_q T}, \quad (4.3)$$

где $b_e = hc / k_e = 1.243 \cdot 10^{-6}$ эВ·м, $b_q = k / (2q_e) = 4.3 \cdot 10^{-5}$ эВ/К.

Параметры наиболее часто используемых для ИИ материалов приведены в табл. 4.1.

Ширина спектра излучения p - n перехода на уровне, равном половине максимальной интенсивности I_{max} , приблизительно определяется соотношением

$$\Delta\lambda \approx \frac{1.8 \cdot k \cdot T}{W_g} \lambda_0 = \frac{1.8 T}{\tau_e} \lambda_0^2 \quad (4.4)$$

где $\tau_e = 0.014$ К·м. Второе равенство в (4.4) получено с учетом (4.1).

² См. Шуберт Ф. Светодиоды. - М. Физматлит, 2008. п. 5.2

³ Электрон-вольт (эВ) - внесистемная единица энергии, равная энергии, приобретаемой элементарным зарядом (электроном) под действием разности потенциалов 1 В ($1\text{эВ} = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Дж).

Таблица 4.1.

Материал	Ширина запрещенной зоны при $T = 300$ К, эВ	Средняя длина волны излучения, мкм	Показатель преломления	Коэффициент излучательной рекомбинации, $\text{см}^3/\text{с}$	Характеристическая температура, К
Арсенид галлия GaAs	1,42	0,87	3.32	$2.7 \cdot 10^{-10}$	360
Антимонид галлия GaSb	0,73	1,7	3.8	$2.4 \cdot 10^{-10}$	266
Фосфид индия InP	1,34	0,93	3.1	$1.3 \cdot 10^{-9}$	425
Арсенид алюминия-галлия $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$	1,424 - 2,168	0,57 - 0,87	$3.3 - 0.53x + 0.09x^2$	$1.8 \cdot 10^{-10}$	$370 + 54x + 22x^2$
Фосфид арсенида индия и галлия $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$	0,74 - 1,35	0,92 - 1,67	$3.1 + 0.46y$	$1.2 \cdot 10^{-10}$	425-103y

На рис. 4.5 показаны относительные спектральные характеристики излучения различных p - n переходов. Расчеты проведены в предположении, что спектр излучения СИД имеет форму:

$$F(\lambda) = F_0 \frac{(\Delta\lambda/2)^2}{(\lambda - \lambda_0)^2 + (\Delta\lambda/2)^2}. \quad (4.5)$$

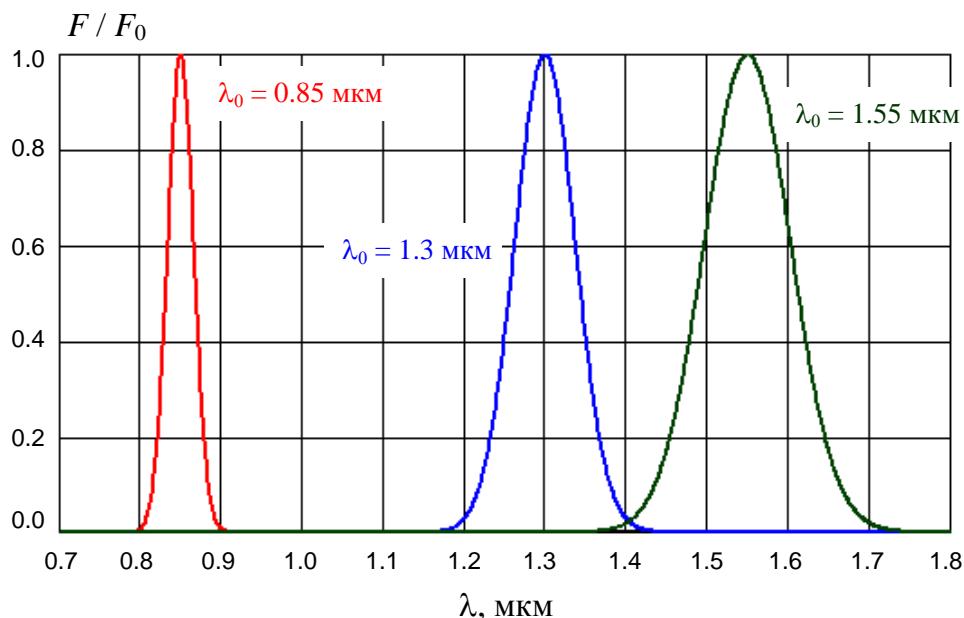


Рис. 4.5. Относительные спектральные характеристики излучения p - n переходов.

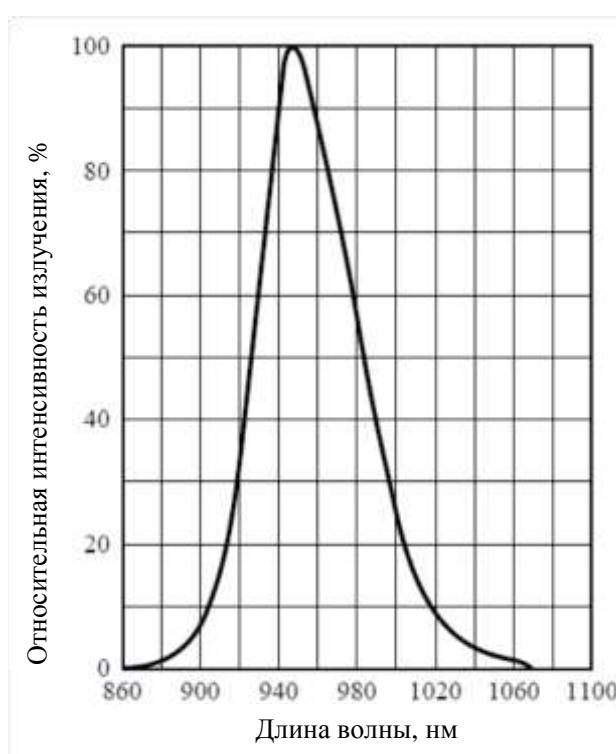


Рис. 4.6. Спектр излучения реального СИД.

через p - n переход. По ваттамперной характеристике, необходимую для получения определенной мощности излучения. Типичная статическая излучательная характеристика СИД приведена на рис. 4.7 (экспериментальные данные).

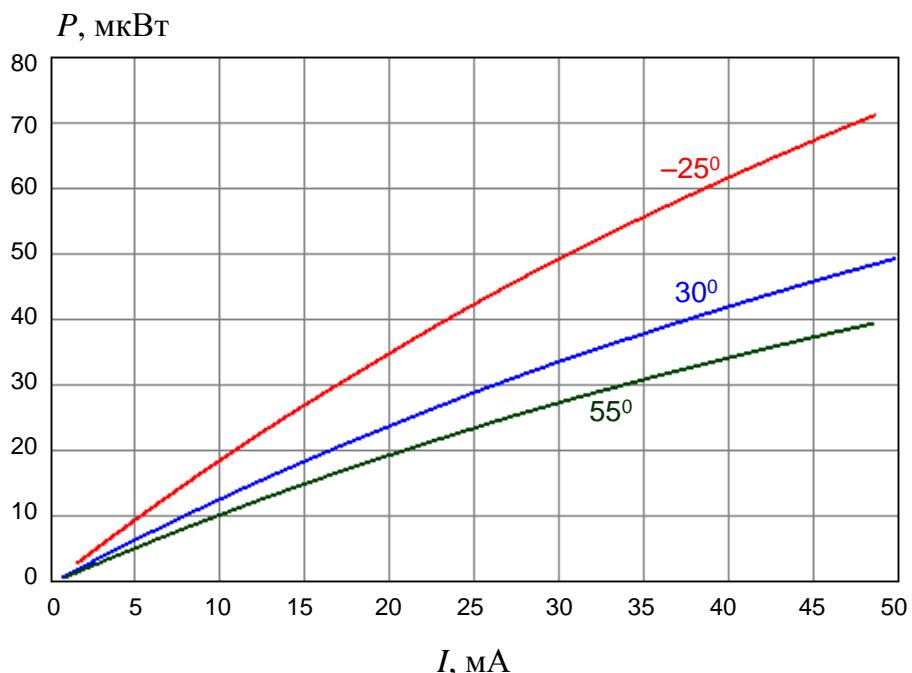


Рис. 4.7. Излучательные характеристики СИД.

С ростом температуры уменьшается ширина запрещенной зоны полупроводника и увеличивается средняя длина волны излучения λ_0 и ширина спектра излучения $\Delta\lambda$ СИД. Температурное смещение λ_0 обычно составляет $\Delta\lambda_0 / \Delta T = 0.2$ нм/К.

Форма реальной спектральной характеристики СИД несколько отличается от (4.5). На рис. 4.6 представлен спектр излучения СИД на основе GaAs с центральной длиной волны 950 нм.

Ваттамперная (излучательная, модуляционная) характеристика

Ваттамперная характеристика – это зависимость мощности излучения от прямого тока

типа излучательная характеристика СИД приведена на рис. 4.7 (экспериментальные данные).

Излучательная характеристика СИД линейна в рабочей области. Поток излучения с ростом температуры уменьшается. Мощность излучения уменьшается примерно на 1% при увеличении температуры на 1°C.

Диаграмма направленности

Диаграмма направленности излучения СИД показывает распределение энергии излучения в пространстве. Ее принято угловой расходимостью, которая оценивается по уровню уменьшения мощности излучения в пространстве в два раза. Угловую расходимость определяют в двух взаимно перпендикулярных плоскостях – z , x (ϕ_x) и z , y (ϕ_y) (рис. 4.8, 4.9).

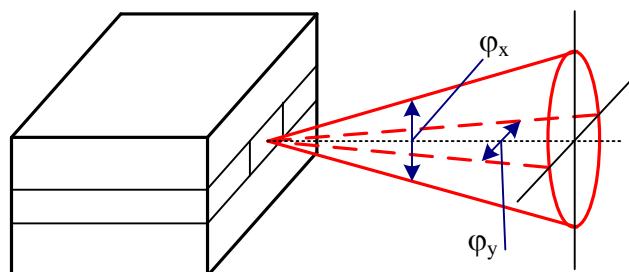


Рис. 4.8. Угловая расходимость излучения СИД

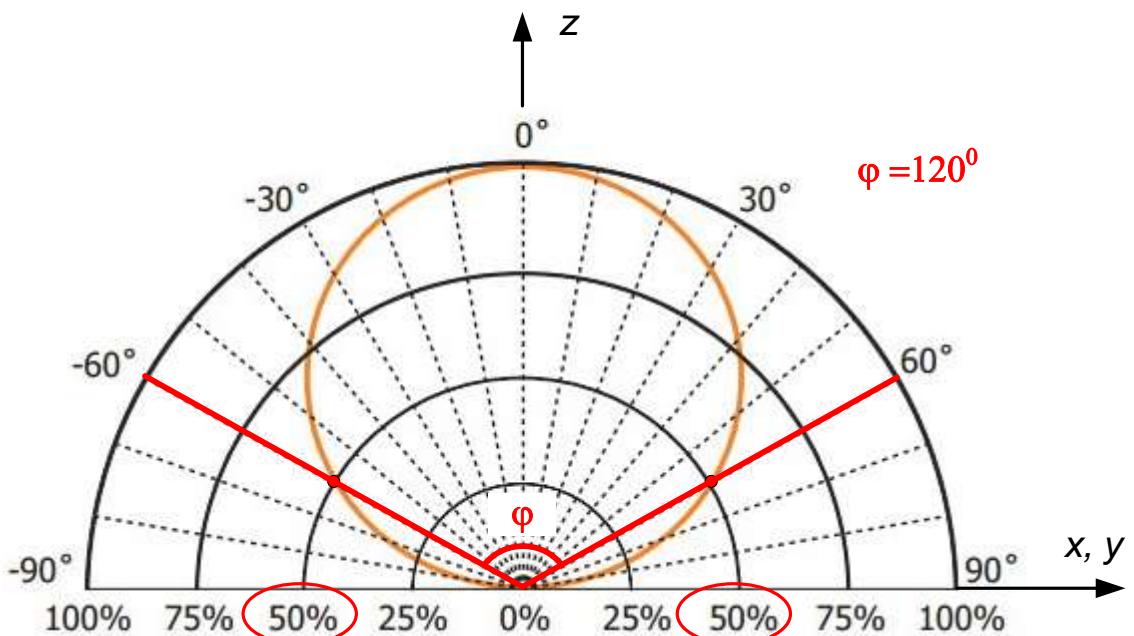


Рис. 4.9. Определение угловой расходимости излучения по диаграмме направленности

4.3.2. Электрические параметры и характеристики СИД

Вольтамперная характеристика

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

$$I = I_0 \left(\exp \left(\frac{U}{m \cdot \varphi_T} \right) - 1 \right), \quad (4.6)$$

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

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. Если нам известен тепловой ток $I_0(T_0)$ при температуре перехода T_0 , для другой температуры T тепловой ток $I_0(T)$ можно рассчитать по выражению:

$$I_0(T) = I_0(T_0) \cdot 2^{\Delta T / T_y}, \quad (4.7)$$

где $\Delta T = T - T_0$. Температуру удвоения T_y можно рассчитать по выражению:

$$T_y = \frac{k \cdot T_0^2}{W_g} \cdot \ln(2), \quad (4.8)$$

На рис. 4.8 приведены вольтамперные характеристики *p-n* переходов для наиболее распространенных материалов.

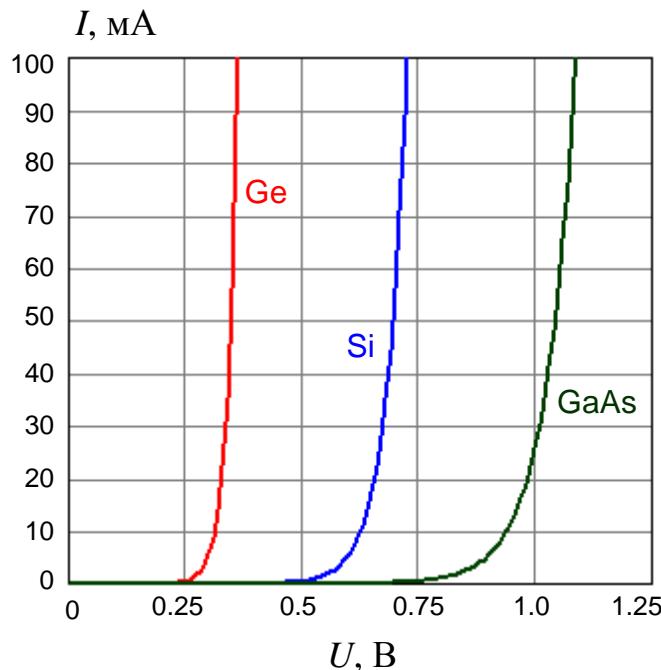


Рис. 4.8. Вольт-амперные характеристики *p-n* переходов

Амплитудно-частотная характеристика и быстродействие СИД

На рис. 4.9 показана упрощенная эквивалентная схема СИД. В схему входят r_b - сопротивление базы⁴ диода (*p*-области), которое определяется сопротивлением материала полупроводника, контактов и выводов, r_{dif} – дифференциальное сопротивление *p-n* перехода, которое может быть определено из выражения (4.6)

$$r_{dif} = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\varphi_T}{I} \quad (4.9)$$

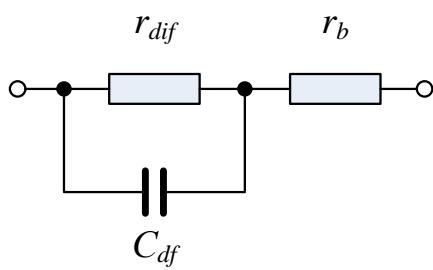


Рис. 4.9. Упрощенная эквивалентная схема излучающего *p-n* перехода.

($k_x = 0.5$ для $W_b \gg L_p$ и $k_x = 1.0$ для $W_b \ll L_p$, где L_p – длина диффузии); τ_{eff} – эффективное время диффузии (время жизни) неосновных носителей заряда в базе, с:

$$\tau_{eff} \approx \sqrt{\frac{q_e \cdot d \cdot S}{I \cdot B}}, \quad (4.11)$$

где d – толщина активного слоя, см; S – площадь поперечного сечения базы, см²; B – коэффициент излучательной рекомбинации, см³/с. Значения B для различных материалов приведены в табл. 4.1.

Для определения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) найдем из (4.9-4.11) постоянную времени источника излучения τ_s :

$$\tau_s = r_{dif} \cdot C_{df} = k_x \cdot \tau_{eff} = k_x \cdot \sqrt{\frac{q_e \cdot d \cdot S}{I \cdot B}}. \quad (4.12)$$

В первом приближении АЧХ СИД при малых сигналах может быть представлена в виде

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_s^2}}. \quad (4.13)$$

На рис. 4.10 показано семейство АЧХ СИД для различных значений среднего тока через *p-n* переход:

$$Y = 10 \cdot \lg \frac{F(\omega)}{F(\omega_0)}. \quad (4.14)$$

и C_{df} - диффузионная емкость, появление которой связано с диффузией в *p-n* переходе неосновных носителей заряда.

Диффузионная емкость определяет инерционные свойства СИД. При $U \gg \varphi_T$ для нее справедливо

$$C_{df} \approx \frac{k_x \cdot I \cdot \tau_{eff}}{\varphi_T}, \quad (4.10)$$

где $k_x = 0.5$ – безразмерный 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); τ_{eff} – эффективное время диффузии (время жизни) неосновных носителей заряда в базе, с:

⁴ *n*-область СИД называют эмиттером, *p*-область – базой.

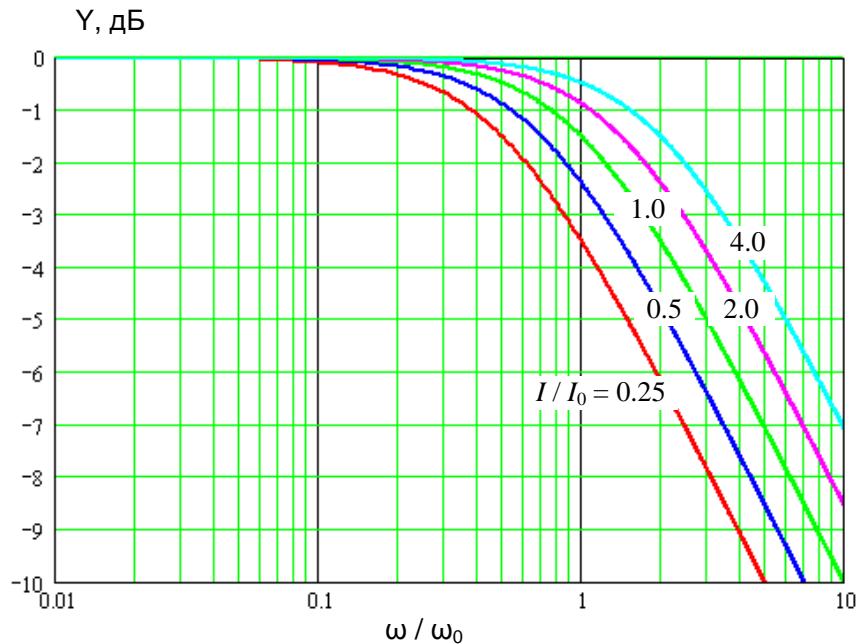


Рис. 4.10. Семейство амплитудно-частотных характеристик СИД при малых входных сигналах

Полоса пропускания СИД (связанная с максимальной скоростью передачи сигналов) может быть определена по срезу АЧХ на уровне -3 дБ. Видно, что с увеличением среднего тока через СИД его полоса пропускания возрастает.

4.3.3. Конструкции СИД

Конструкция СИД должна обеспечивать эффективность вывода излучения из р-п-перехода и ввода его в оптическое волокно. По конструкции различают СИД с плоскостным или поверхностным (рис. 4.11) и торцевым (рис. 4.12) выводом излучения.

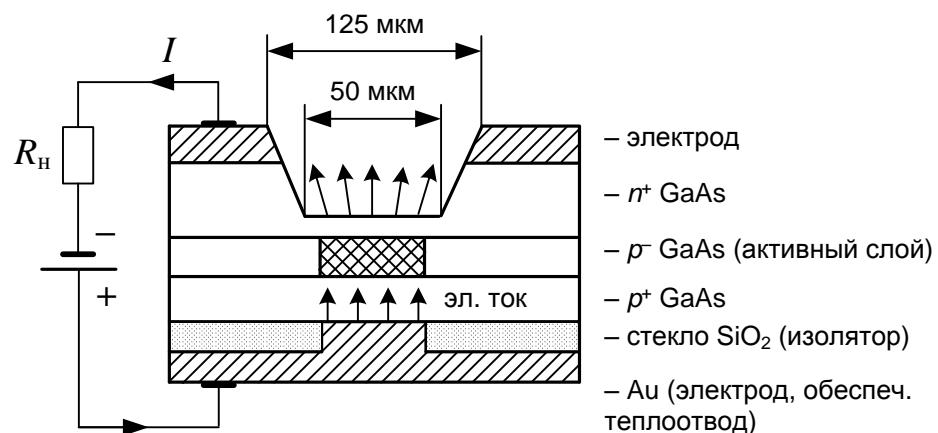


Рис. 4.11. Конструкция и схема включения СИД с плоскостным выводом излучения

В плоскостном СИД спонтанное излучение возникает в тонком слое *p-n* перехода и выходит в том же направлении, в котором течет электрический ток (рис. 4.11), то есть перпендикулярно плоскости перехода через подложку. От момента возникновения до выхода из *p-n* перехода фотоны проходят очень маленький путь (доли мкм).

Выходящее в подложку излучение будет частично поглощаться материалом подложки, снижая квантовую эффективность. Чтобы уменьшить этот эффект в подложке делается отверстие, через которое торец ОВ практически вплотную приближается к активной области СИД.

Такие СИД имеют широкую примерно симметричную диаграмму направленности ($\phi_x \approx \phi_y$) с расходимостью излучения $120\text{--}150^0$ и вследствие этого низкую эффективность ввода излучения в волокно. Ширина спектра излучения плоскостного СИД составляет $30\text{--}60$ нм.

СИД с торцевым выводом излучения (рис. 4.12) имеют лучшие характеристики. У простейшего торцевого СИД активный слой имеет форму параллелепипеда длиной L , шириной w и толщиной d ($L>w>>d$). На рис. 4.12 показан СИД с двойной гетероструктурой. Название «двойная гетероструктура» обозначает, что эта конструкция имеет двойной слой различных по свойствам (ширине запрещенной зоны) полупроводников, прилегающих к активному слою, которые отличают эту конструкцию от простейшего ЛД с *p-n* переходом. Показатель преломления активного слоя выше показателей преломления полупроводниковых слоев оболочек, поэтому создаются условия для удержания и распространения в нем возникающих фотонов. В результате возникшие фотоны проходят в активном слое значительный путь, так как L может составлять $50\text{--}1000$ мкм. На этом пути спонтанно возникшие фотоны способны вызвать стимулированные ими же фотоны. В результате излучение СИД становится слабокогерентным. При этом увеличивается общая излучаемая мощность, сужается спектр излучения и диаграмма направленности.

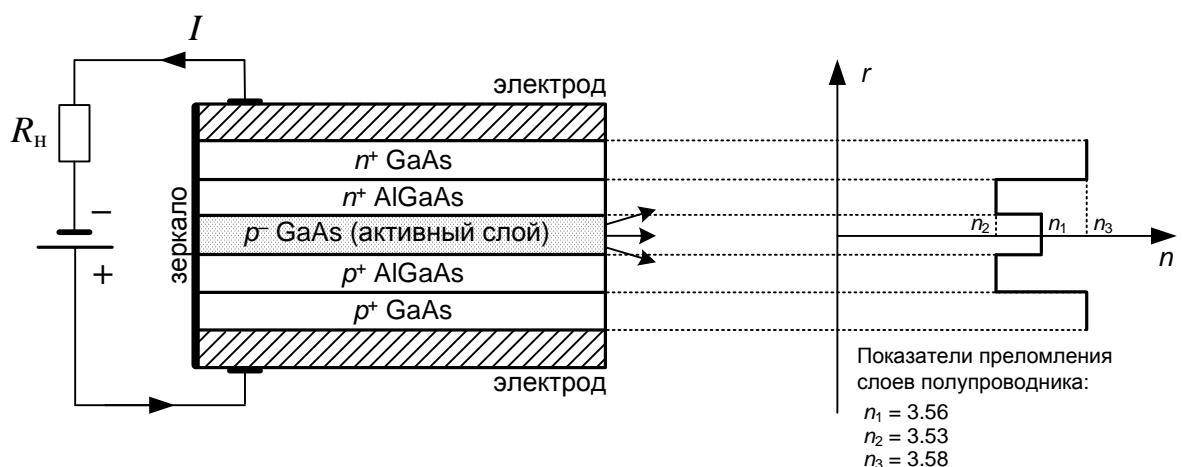


Рис. 4.12. Конструкция и схема включения СИД с торцевым выводом излучения

Торцевые СИД имеют ширину спектра 10 – 30 нм, диаграмму направленности, в поперечном сечении представляющую собой эллипс с углами расходимости по меньшей оси – 30⁰, а по большей – 120⁰.

На основе торцевых СИД созданы суперлюминесцентные диоды, конструкция которых оптимизирована с целью увеличения доли когерентного излучения. Суперлюминесцентные диоды по своим параметрам занимают промежуточное место между обычными СИД и ЛД.

4.3.4. 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 оптическое волокно, даже для СИД с торцевым излучением.

4.4. Лазерные диоды

4.3.1. Принцип действия ЛД

Главной особенностью ЛД 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 – временная когерентность. Абсолютно когерентным является монохроматический точечный источник излучения. Степень когерентности реального источника характеризуется временем когерентности τ_k и длиной когерентности L_k :

$$L_k = c \cdot \tau_k. \quad (4.15)$$

Работа ЛД основана на явлении вынужденной люминесценции. Само слово лазер изначально являлось не самостоятельным словом, а аббревиатурой: **Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation** – усилитель света путем вынужденного излучения.

Условия, при которых возникает усиление света

Пока кристалл полупроводника находится в состоянии равновесия переходы, сопровождающиеся излучением и поглощением света, уравновешиваются друг друга, и усиления света не происходит. Для того чтобы в кристалле могло возникнуть усиление света, нужен внешний источник энергии – источник **накачки**. Необходимо также, чтобы кристалл получил от этого ис-

точника количество дополнительной энергии, достаточное для того чтобы вынужденное излучение начало преобладать над спонтанным. Критерием служит возникновение **инверсии населенности** энергетических уровней – состояния, когда число возбужденных атомов превышает число невозбужденных.

В полупроводниковых лазерах чаще всего электрическая накачка – пропускание через кристалл электрического тока. Инверсия населенности возникает после достижения током накачки некоторого порогового значения. Типовые значения порогового тока составляют от единиц до сотен миллиампер.

Условия, при которых возникает генерация света

Для того, чтобы от режима усиления перейти к режиму генерации света, в лазере используют положительную обратную связь. Обратная связь создается с помощью оптического резонатора, который в простейшем случае представляет собой пару параллельных зеркал – такой лазер называют лазером с резонатором Фабри-Перо или просто лазером Фабри-Перо (в зарубежной литературе FP – Fabry-Perot). Возникновение генерации в простейшем резонаторе длиной L , состоящем из двух полупрозрачных зеркал с коэффициентами отражения R_1 и R_2 , поясняется рис. 4.13.

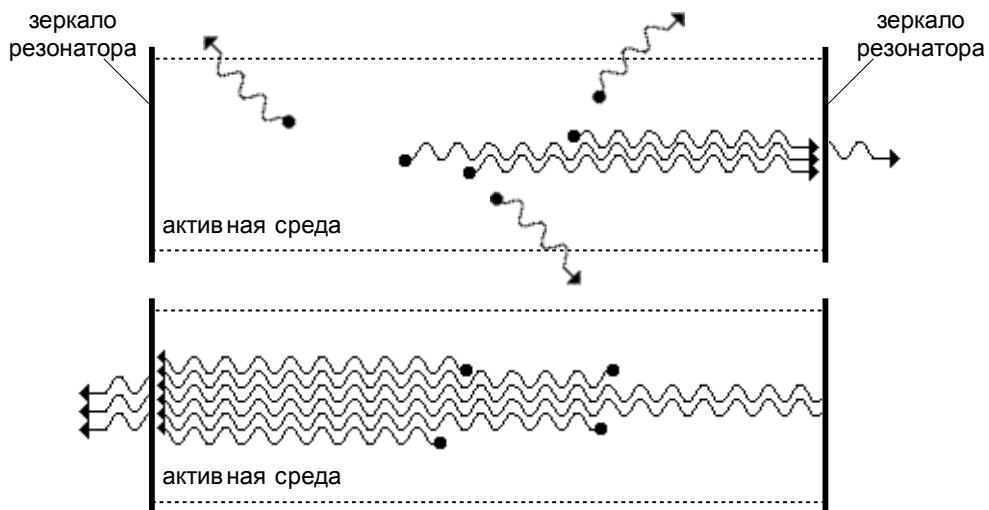


Рис. 4.13. Возникновение генерации в оптическом резонаторе.

Первое условие генерации (амплитудное)

Для возникновения генерации, во-первых, необходимо, чтобы *усиление света* за счет вынужденного излучения в инвертированной среде *превышало величину потерь*, которые складываются из затухания в активной среде и потерь на отражения от полупрозрачных зеркал. В простейшем случае, полагая, что резонатор лазера полностью заполнен активной средой, первое условие генерации можно записать в виде:

$$R_1 R_2 \exp((g - \alpha) \cdot L) \geq 1, \quad (4.16)$$

где R_1 и R_2 – коэффициенты отражения от зеркал резонатора (по амплитуде световой волны), g – коэффициент усиления света в инвертированной активной среде, α – коэффициент затухания света в активной среде, L – длина резонатора (расстояние между зеркалами).

Первое условие генерации (фазовое)

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

$$L = i \cdot \frac{\lambda_a}{2} = i \frac{\lambda}{2n_a}, \quad (4.17)$$

где i – целое число, λ_a – длина волны генерируемого излучения в активной среде, λ – длина волны генерируемого излучения в вакууме, n_a – показатель преломления активной среды.

Лазер работает следующим образом (рис. 4.13). Сначала источник накачки, воздействуя на активную среду создает в ней инверсию населенностей. 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 населенностей этот процесс носит лавинообразный характер и приводит к экспоненциальному усилению света.

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

Мощность лазерного излучения может составлять от долей и единиц мВт до нескольких сотен милливатт.

4.3.2. Оптические параметры и характеристики ЛД

Модовый состав излучения

В ЛД структура электромагнитного поля определяется, в основном, параметрами резонатора. В резонаторе условия генерации выполняются для нескольких типов колебаний, каждое из которых характеризуется своей частотой. Такие типы колебаний называют модами. Каждую отдельную моду характеризуют тремя целыми числами (i, j, k), которые называются модовыми числами и соответствуют числу максимумов распределения электромагнитного поля в резонаторе по трем взаимно перпендикулярным направлениям.

Полезными являются продольные моды, частоты которых определяются в основном показателем преломления активной среды n_a и длиной резонатора L .

Рассмотрим модовый состав излучения на примере ЛД с резонатором Фабри-Перо. Для него частоты ν_i и длины волн λ_i продольных мод можно найти из фазового условия (4.17):

$$\lambda_i = \frac{2 \cdot L \cdot n_a}{i}, \nu_i = \frac{i \cdot c}{2 \cdot L \cdot n_a}, \quad (4.18)$$

где c – скорость света в вакууме, n_a – показатель преломления активной среды, L – длина резонатора, i – продольное модовое число (число полуволн, укладывающихся на длине резонатора), λ_i – длина волны в вакууме. На рис. 4.14 показан спектр излучения лазера с резонатором Фабри-Перо.

Интервал по частоте $\Delta\nu_m$ между соседними продольными модами i и $i+1$ составляет:

$$\Delta\nu_m = \frac{c}{2 \cdot L \cdot n_a} [(i+1) - i] = \frac{c}{2 \cdot L \cdot n_a}. \quad (4.19)$$

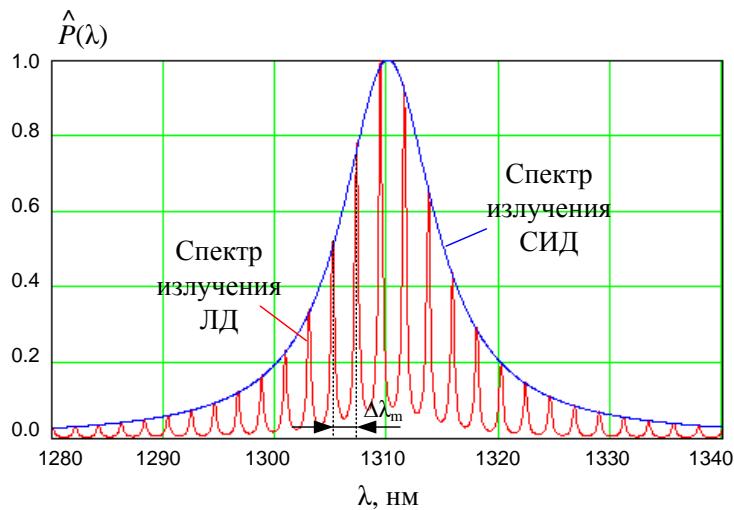


Рис. 4.14. Спектр излучения FP лазера

Величине $\Delta\nu_m$ соответствует интервал $\Delta\lambda_m$ между соседними модами:

$$\Delta\lambda_m = \frac{\Delta\nu_m \cdot \lambda_0^2}{c} \quad (4.20)$$

При $\lambda_0=1.55$ мкм, $n_a = 4$, $L=200$ мкм получаем $\Delta\lambda_m = 1.5$ нм.

Лазер Фабри-Перо сам по себе является многомодовым. Уменьшение длины резонатора L приводит к возрастанию межмодового интервала $\Delta\lambda_m$, поэтому в пределы линии усиления будет попадать меньше мод, а значит, мощность каждой моды будет выше. По этой причине предпочтительнее короткие резонаторы (менее 100 мкм). Они дают возможность работать с одной продольной модой при более высокой выходной мощности.

На рис. 4.14 показан спектр излучения FP лазера. Общая ширина огибающей спектра усиления лазера и ее центральная длина волны приблизительно определяются выражениями (4.4) и (4.1). Пока лазер не вышел в режим генерации, он ведет себя как СИД, излучая в относительно широком спектре длин волн.



Обратите внимание, что центральная длина волны огибающей спектра усиления лазера в общем случае не совпадает с длиной волны центральной полосы генерации лазера, положение которой определяется фазовым условием (4.17).

Ширина полосы генерации лазера $\Delta\nu$ связана с **добротностью резонатора**, под которой понимают величину:

$$Q = \frac{\nu_0}{\Delta\nu}, \quad (4.21)$$

где ν_0 – частота, соответствующая центральной полосе генерации лазера. Для резонатора Фабри-Перо добротность может быть рассчитана по выражению:

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_a \cdot L \cdot \nu_0 \cdot \sqrt[4]{R_1 R_2}}{c \cdot (1 - \sqrt{R_1 R_2})}, \quad (4.22)$$

где R_1 и R_2 – коэффициенты отражения от зеркал резонатора. Из (4.21) и (4.22) получаем:

$$\Delta\nu = \frac{\nu_0}{Q} = \frac{c \cdot (1 - \sqrt{R_1 R_2})}{2 \cdot \pi \cdot n_a \cdot L \cdot \sqrt[4]{R_1 R_2}}. \quad (4.23)$$

Это соответствует:

$$\Delta\lambda = \frac{\Delta\nu \cdot \lambda_0^2}{c} \quad (4.24)$$

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

Таблица 4.2

Параметр	Значения		
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 мод, искажающих спектр генерации лазера и обуславливающих флуктуации мощности (шумы) излучения. Эти моды проявляются как спутники (спутники) каждой продольной моды. Межмодовые интервалы для поперечных мод составляют 0,01...0,02 нм. Число поперечных боковых (lateral) мод и значения пороговых токов для их возникновения зависят от ширины резонатора. Уменьшение его ширины 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.

Ваттамперная (излучательная, модуляционная) характеристика

Ваттамперная характеристика – это зависимость мощности излучения от прямого тока, который в случае ЛД называют током накачки. ЛД имеет нелинейную ваттамперную характеристику, которую можно в первом приближении разбить на два участка (рис. 4.15)

$$P(I_p) = \begin{cases} k_1 \cdot I_p & \text{при } I_p < I_{th}^5 \\ k_2 \cdot (I_p - I_{th}) + k_1 \cdot I_{th} & \text{при } I_p \geq I_{th} \end{cases} \quad (4.21)$$

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

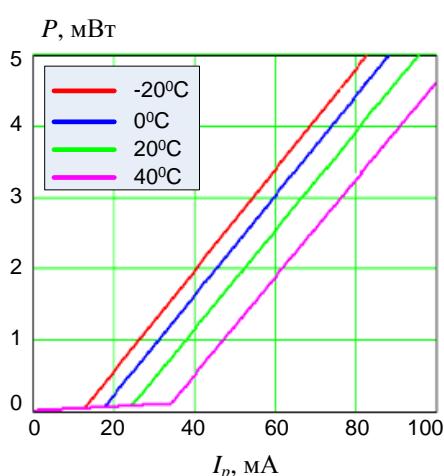


Рис. 4.15. Ваттамперная характеристика ЛД

найшим увеличением тока накачки

При приложении напряжения от внешнего источника лазерный диод не сразу переходит в режим генерации излучения. При токе меньше порогового имеет место спонтанное излучение с большой шириной спектра излучения – несколько десятков мкм (синяя огибающая на рис. 4.14). ЛД работает как СИД. При достижении током накачки порогового значения ЛД переходит в режим генерации (красная кривая на рис. 4.14), при этом испускаемое излучение существенно сужается одновременно по ширине спектра и по пространственной расходимости. С дальнейшим увеличением тока накачки

⁵ threshold value – пороговое значение, pump - накачка

многомодовых ЛД. С увеличением тока также может сдвигаться центральная длина волны из-за повышения температуры *p-n* перехода.

Пороговый ток в значительной степени зависит от температуры:

$$I_{th} = I_{th0} \cdot \exp(\Delta T / T_D) \quad (4.22)$$

где T_D - характеристическая температура или температура Дебая (см. табл. 4.1), I_{th0} - пороговый ток при температуре T_D . Обычно пороговый ток для ЛД с мощностью до нескольких мВт составляет 45-80 мА.

По вольтамперной характеристике можно определить ток накачки, необходимый для получения требуемой мощности излучения.

Диаграмма направленности

На пространственное распределение поля излучения, в основном, оказывает влияние наличие боковых поперечных мод. 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 40^0 в плоскости, перпендикулярной плоскости *p-n* перехода, и $5^0...10^0$ в плоскости, параллельной *p-n* переходу.

4.3.3. Электрические параметры и характеристики ЛД

Вольтамперная характеристика

По вольтамперной характеристике можно определить напряжение, которое нужно приложить к ЛД, чтобы через него потек нужный ток. Вольтамперная характеристика ЛД принципиально не отличается от вольтамперной характеристики 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).

Коэффициент полезного действия

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%.

4.3.4. Конструкции ЛД

ЛД с резонатором Фабри-Перо

На рис. 4.16а показана конструкция лазера с резонатором Фабри-Перо (FP), изготовленного на основе арсенида галлия. Конструкция этого лазера в целом аналогична конструкции торцевого СИД. Отличие заключается в наличии второго зеркала, формирующего резонатор. Зеркала (френелевские отражатели) получают шлифовкой торцевых поверхностей кристалла или про-

стым скальванием искусственного кристалла вдоль атомных плоскостей, перпендикулярных оси резонатора. Толщина активного слоя составляет от 0.1 до 1 мкм.

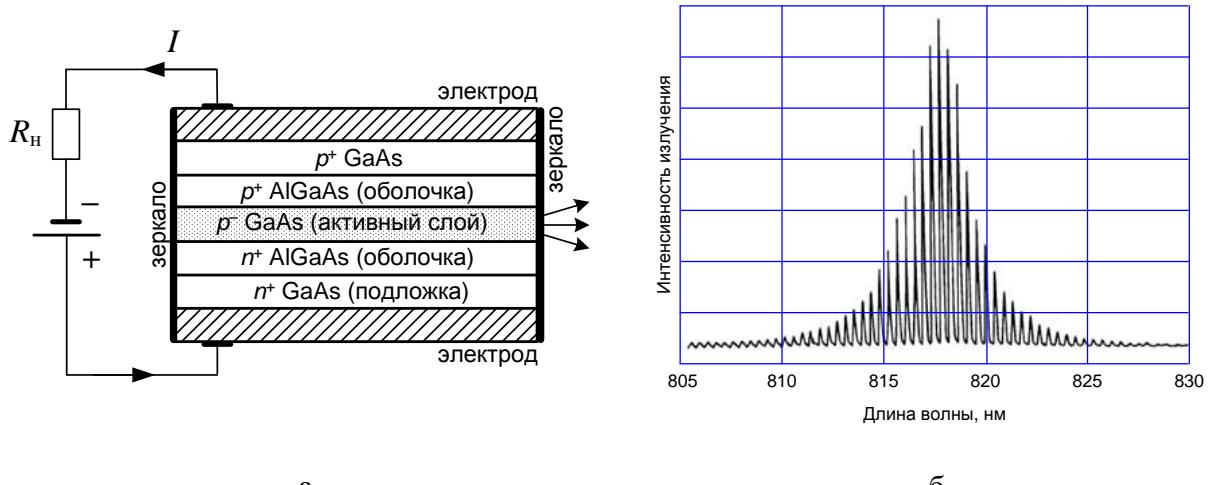


Рис. 4.16. Конструкция и схема включения ЛД с резонатором Фабри Перо (а) и типичный спектр его излучения (б)

Его номинальная излучаемая длина волны составляет 871 нм (табл. 4.1). Однако ее можно управлять в диапазоне примерно от 750 до 880 нм, например, изменяя соотношение галлия и алюминия в оболочках (параметр x , см. табл. 4.1) и/или размеры активной области. На рис. 4.16б показан спектр такого ЛД с центральной длиной волны 817.5 нм.

Такой ЛД является многомодовым, то есть наряду с главным пиком, в котором сосредоточена основная мощность излучения, существуют побочные максимумы. Ширина спектра обычно составляет 2-3 нм. При пороговом токе порядка 10 мА они имеют выходную мощность 5 – 10 мВт. Температурный дрейф длины волны у лазера без термостабилизации составляет 0.4 нм/°C.

Основным достоинством такого лазера является простота конструкции и малая стоимость. Основные недостатки, ограничивающие использование этих источников в ВОСП: большая ширина спектра излучения и большая температурная зависимость излучаемых длин волн.

Лазеры FP находят применение на линиях небольшой протяженности (локальные сети) при прямой модуляции излучения током через p - n переход ЛД.

ЛД Фабри-Перо является многомодовым. Для использования его в качестве одномодового можно использовать оптический фильтр. Однако для одномодовой работы чаще используют одномодовые ЛД:

- с распределенной обратной связью (DFB - distributed feedback laser),

- с распределенным брэгговским отражением (DBR - distributed Bragg reflector),
- с вертикальным резонатором (VCSEL - Vertical-Cavity Surface Emitting Laser).

ЛД с распределенной обратной связью

Резонатор ЛД DFB состоит из активной среды, включающей в себя периодическую отражающую структуру – решетка Брэгга, которая либо наносится на поверхность волновода, либо вытравливается в нем. В этой структуре возникает брэгговское отражение (рис. 4.17).

Период решетки Λ подбирается так, чтобы от нее отражалась нужная длина волны λ . Для этого должно выполняться фазовое условие Брэгга:

$$2n_{eff}\Lambda \sin \theta_B = \lambda, \quad (4.23)$$

где n_{eff} – средний показатель преломления решетки Брэгга вдоль оптической оси резонатора z , θ_B – угол между нормалью к плоскости решетки и осью z . Поскольку θ_B в данном случае равен 90° , (4.23) принимает вид:

$$2n_{eff}\Lambda = \lambda, \quad (4.24)$$

Условие отражения от периодической структуры (4.24) выполняется для лучей обоих направлений. Таким образом, периодическая решетка создает селективную обратную связь в обоих направлениях, распределенную по всей длине ЛД, то есть она одновременно является и резонатором и фильтром. Благодаря селективности обратной связи в ЛД DFB обеспечивается режим одномодовой генерации. Спектр DFB лазера с длиной волны 1590 нм показан на рис. 4.18.

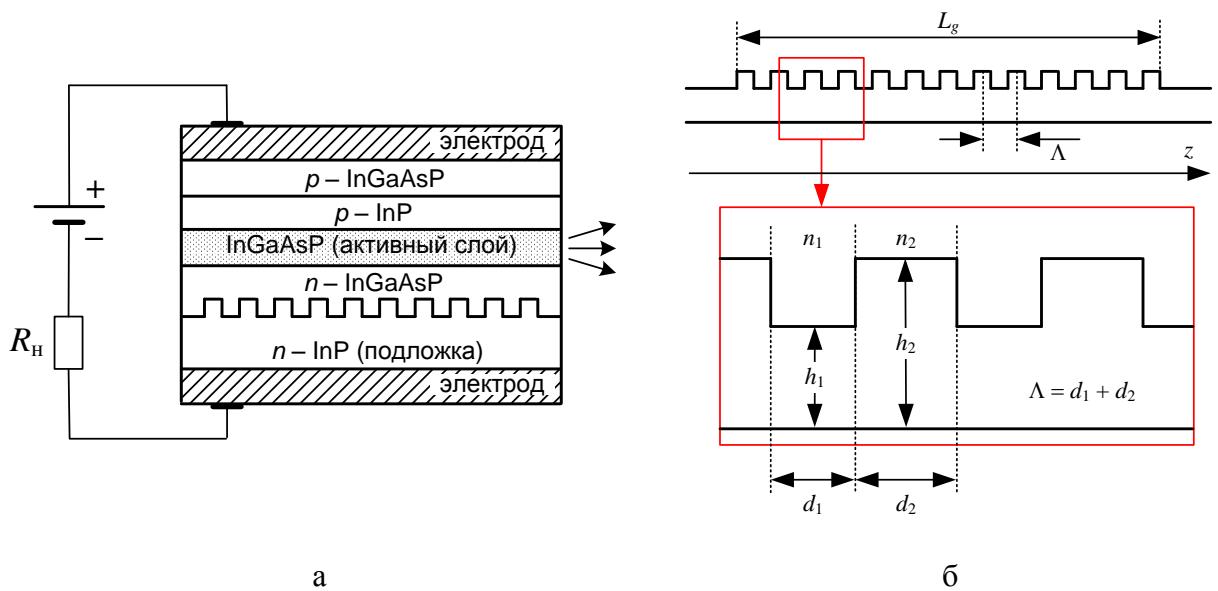


Рис. 4.17. Конструкция и схема включения ЛД DFB (а) и конструкция решетки Брэгга (б)

ЛД DFB способны излучать в различных спектральных диапазонах, от 0.8 мкм до 2.8 мкм. При использовании стабилизации температуры у ЛД DFB

наблюдается высокая стабильность длины волны. Выходная мощность может составлять десятки милливатт.

Ширина спектра излучения $\Delta\lambda$ лазера DFB оценивается на уровне -20 дБ от максимального значения интенсивности. В настоящее время существуют ЛД DFB с $\Delta\lambda = 0.01$ нм. В спектре излучения ЛД DFB наблюдаются боковые моды, величина подавления которых SMSR (Side Mode Suppression Ratio) должна быть не менее 30 дБ.

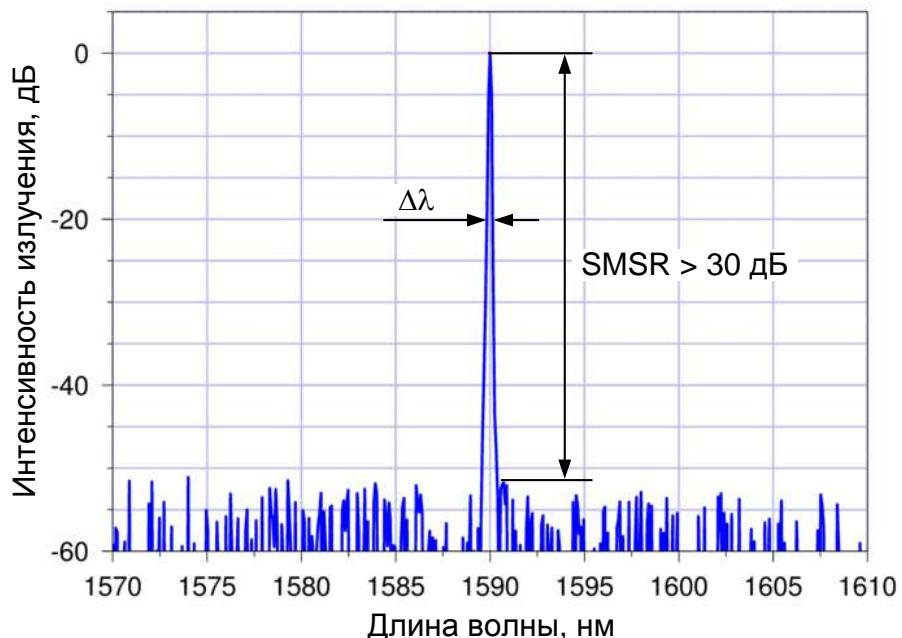


Рис. 4.18. Спектр излучения ЛД DFB

Лазер DFB можно сделать перестраиваемым. Известно, что коэффициент температурной зависимости длины волны излучения такого лазера составляет около 0.07 – 0.09 нм/К⁶. Поэтому, управляя температурой лазера, можно управлять длиной волны. Достоинством такого перестраиваемого источника является простота реализации. Однако диапазон перестройки длины волны составляет всего около 400 ГГц (несколько нанометров).

Ограниченнная область перестройки является одним из основных недостатков этих лазеров. Лучшими возможностями обладают ЛД DBR с распределенным брэгговским отражением

ЛД с распределенным брэгговским отражением

В ЛД DBR в качестве зеркал резонатора также, как и у ЛД DFB, используется решетка Брэгга, но она вынесена за пределы активной среды резонатора.

На рис. 4.19 показана одна из возможных конструкций ЛД DBR с двумя решетками Брэгга. Решетки Брэгга ведут себя как зеркала, которые могут

⁶ Изменение длины волны с изменением температуры происходит из-за температурной зависимости показателя преломления.

отражать свет только одной длины волны. Однако для получения узкого спектра отражения решетка должна быть относительно больших размеров и с небольшой глубиной модуляции, поэтому резонатор ЛД DBR (и DFB) обычно длиннее, чем у ЛД FP⁷.

Спектр излучения ЛД DBR имеет такой же вид, как и спектр ЛД DFB. Однако за счет большей свободы при формировании внешних решеток Брэгга в лазере DBR легче достичь узкой ширины спектра излучения.

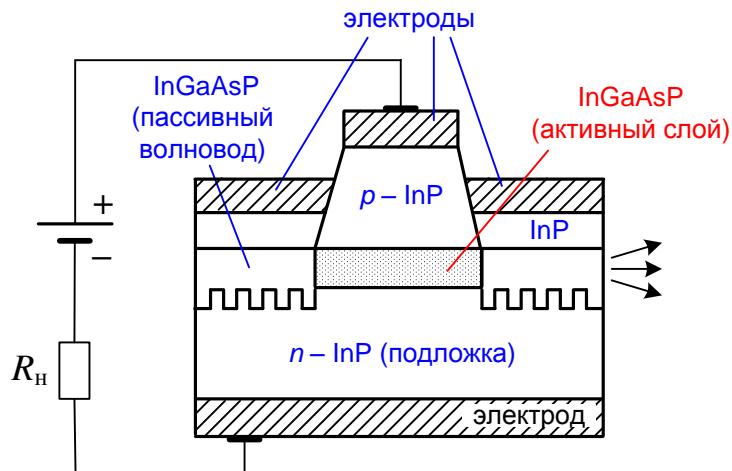


Рис. 4.19. Конструкция ЛД DBR

Лазер DBR можно перестраивать за счет изменения показателей преломления решеток. Для этого к боковым электродам прикладывается управляющее напряжение, которое изменяет ток через области решеток, при этом изменяются их показатели преломления и решетки перестраиваются на другую длину волны. Поскольку показатель преломления существенно зависит от управляющего тока, лазер DBR перестраивается в широких пределах.

Еще одним достоинством DBR лазеров является высокая стабильность длины волны при осуществлении высокоскоростной модуляции.

ЛД с вертикальным резонатором

ЛД VCSEL в отличие от ранее рассмотренных излучают свет в направлении, перпендикулярном поверхности кристалла.

Современные варианты конструкции ЛД VCSEL основаны на использовании вертикальных оптических микрорезонаторов с зеркалами на основе чередующихся слоев полупроводниковых материалов различного состава (например, твердых растворов AlGaAs с различным содержанием Al). Один из вариантов конструкции представлен на рис. 4.20.

⁷ Спектр отражения брэгговского отражателя определяется числом интерферирующих отраженных пучков, которое равно числу штрихов решетки. С увеличением числа интерферирующих пучков ширина спектра отражения уменьшается. Поэтому увеличением числа штрихов (длины решетки) можно добиться того, что условия генерации будут выполняться только для одной моды. Длина резонатора DBR – менее 2 мм, DFB – менее 1 мм

В отличие от обычных лазеров у вертикально излучающего очень малая угловая расходимость луча и хорошая симметричность диаграммы направленности выходного излучения. Излучающая площадка 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. Дополнительным преимуществом является стабильность температуры и параметров излучения.

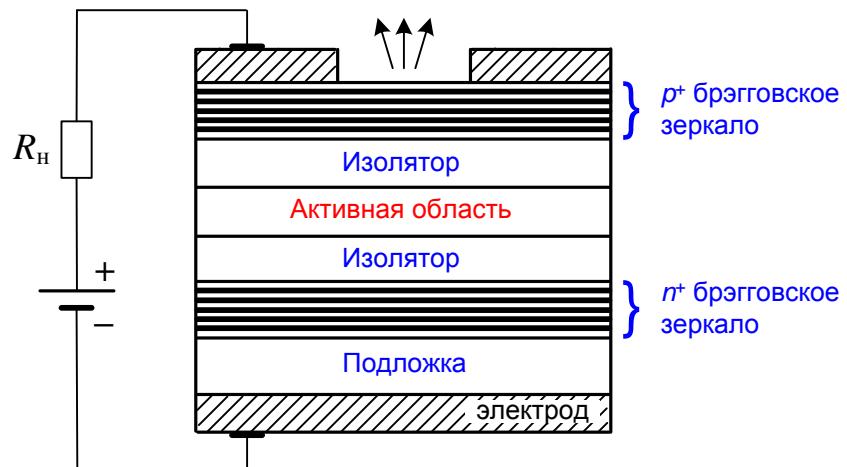


Рис. 4.20. Конструкция ЛД VCSEL

Типичная ширина спектра ЛД VCSEL больше, чем у ЛД DFB и DBR и составляет 0.8 нм на уровне половины максимальной интенсивности.

С точки зрения технологичности производства большим достоинством является возможность на одной пластине изготавливать лазеры VCSEL большими группами (рис. 4.21).

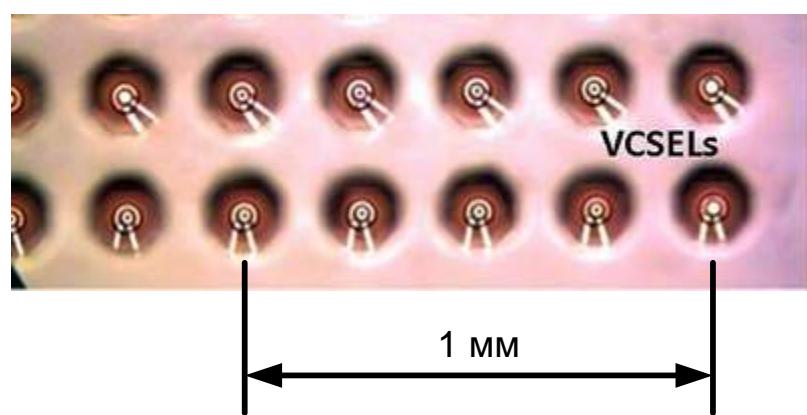


Рис. 4.21. ЛД VCSEL, размещенные на одной подложке

В настоящее время массово производятся ЛД VCSEL, обеспечивающие работу ВОСП со скоростями до 10 Гбит/с. В 2013 году американские ученые заявили о создании ЛД VCSEL для ВОСП со скоростью 40 Гбит/с.

5. Модуляция оптического излучения

5.1. Функции передающего оптического модуля.

Внутренняя и внешняя модуляция

Одним из важнейших узлов оптических систем связи являются передающие оптические модули (ПОМ), которые выполняют следующие функции:

- Генерация оптического излучения в источнике излучения (ИИ).
- Модуляция оптического излучения передаваемым электрическим сигналом.
- Ввод оптического излучения в среду передачи с помощью устройств согласования с ОВ.

Различают ПОМ с внутренней или прямой модуляцией и ПОМ с внешней модуляцией (рис. 5.1). Внутренняя модуляция осуществляется путем изменения тока накачки через p - n переход ИИ (СИД или ЛД). Для осуществления внешней модуляции используются специальные устройства – оптические модуляторы.

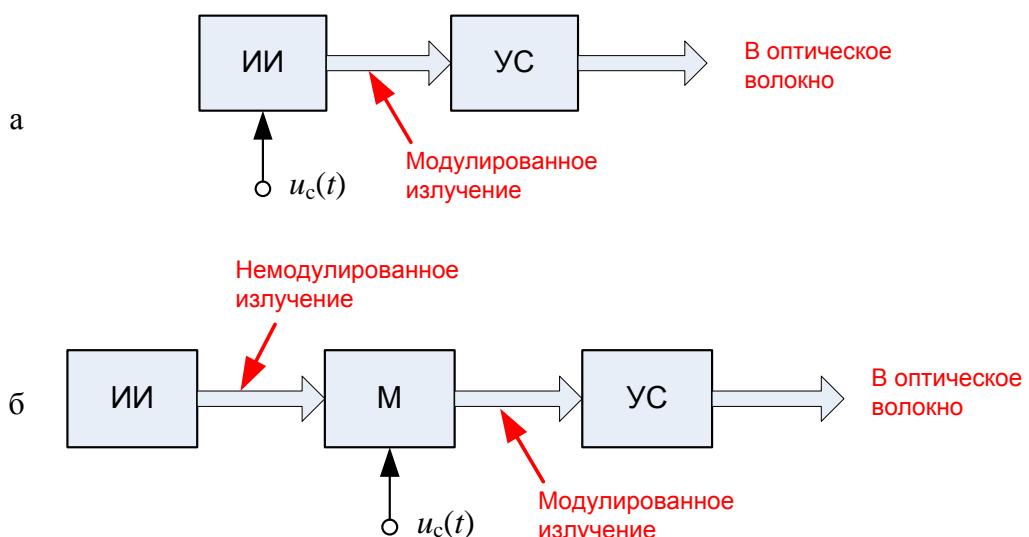


Рис. 5.1. Структурные схемы ПОМ с внутренней (прямой) (а) и внешней (б) модуляцией:
ИИ – источник излучения, М – модулятор, УС – устройство согласования.

Передающие устройства на основе СИД используют обычно только внутреннюю модуляцию. Передающие устройства на основе ЛД могут иметь как внутреннюю модуляцию, так и внешний модулятор.

5.2. Получение цифрового сигнала

Большинство современных систем связи являются цифровыми. Преобразование аналоговых сигналов (например, речи или видео) в цифровую форму происходит в несколько этапов (рис. 5.2):

1. Дискретизация аналогового сигнала. Дискретизация основана на теореме Котельникова, в соответствии с которой по каналу связи можно передавать вместо непрерывного аналогового сигнала его отдельные отсчеты.

1

Теорема Котельникова утверждает, что любая функция с ограниченным частотой f_{up} спектром может быть представлена в виде последовательности отсчетов, взятых через интервал времени $\Delta t \leq 1/(2 \cdot f_{up})$. Эта последовательность может быть без погрешности вновь превращена в исходный сигнал, если ее пропустить через идеальный ФНЧ.

2. Квантование отсчетов сигнала. Для этого диапазон возможных изменений амплитуды отсчетов разделяется на 2^n уровней квантования (обычно $n = 8$) и каждому отсчету приписывается значение, соответствующее ближайшему нижнему уровню.

3. Кодирование отсчетов сигнала. На этом этапе каждый отсчет кодируется n -разрядным кодом. Код представляет собой номер уровня квантования, соответствующего отсчету, в двоичной форме.

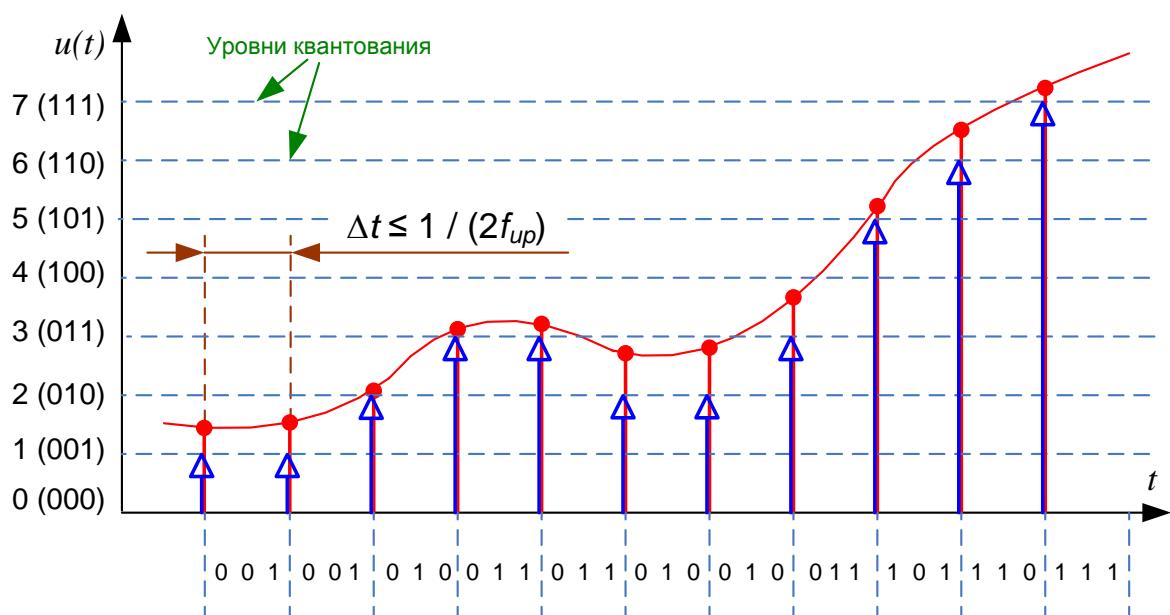


Рис. 5.2. Получение цифрового сигнала

Описанная процедура позволяет превратить любой аналоговый сигнал в последовательность единиц и нулей, из которой затем формируется модулирующий сигнал.

5.3. Получение модулирующего электрического сигнала

Модулирующий сигнал получается из последовательности логических единиц и нулей путем линейного кодирования и представляет собой последовательность электрических импульсов, которая используется либо для неп

посредственного воздействия на ИИ (при внутренней модуляции), либо для воздействия на оптический модулятор (при внешней модуляции).

Рассмотрим два наиболее популярных линейных кода: без возвращения к нулю *NRZ* (Non Return to Zero) и с возвращением к нулю *RZ* (Return to Zero) (рис. 5.3).

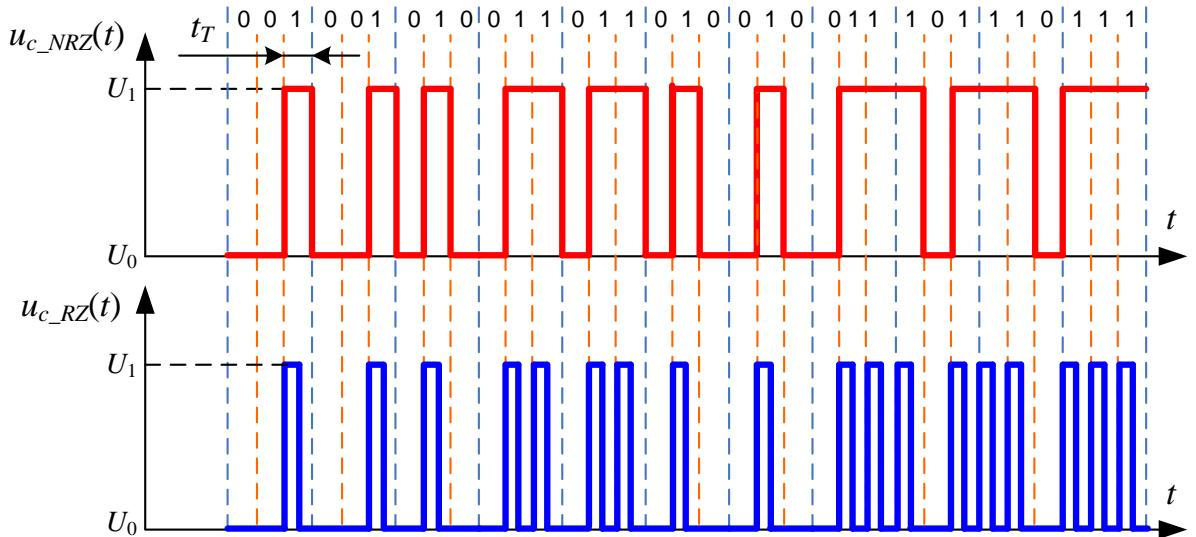


Рис. 5.3. Получение модулирующего сигнала

Код *NRZ* является безызбыточным двухуровневым кодом. В нем логической единице соответствует более высокий уровень напряжения U_1 , а логическому нулю – более низкий U_0 (или наоборот). Отличительной особенностью *NRZ* является то, что уровень сигнала не изменяется в течение тактового интервала t_T (время, отводимое на передачу одного бита):

$$t_T = \frac{1}{B_b}, \quad (5.1)$$

где B_b – скорость передачи данных в бит/с¹.

Достоинствами кода *NRZ* являются простая реализация (исходный сигнал не надо ни специально кодировать на передающем конце, ни декодировать на приемном конце), а также минимальная среди других кодов пропускная способность линии связи, требуемая при данной скорости передачи. Наиболее частое изменение сигнала в сети будет при непрерывном чередовании единиц и нулей (при передаче последовательности 1010101010...). Период такой последовательности составляет $T_{NRZ} = 2t_T$, то есть требуемая пропускная способность линии в Гц составит

¹ Выражение (5.1) справедливо только для двухуровневых кодов. Для многоуровневых кодов, позволяющих за один тактовый интервал передавать n бит информации ($n = \log_2 M$, где M – число уровней), длительность этого интервала равна $t_T = n/B_b = 1/B$. B – скорость передачи данных в бодах. Бод (англ. baud) – единица скорости передачи сигнала, количество символов в секунду. Названа по имени Эмиля Бодо, изобретателя кода Бодо — кодировки символов для телетайпов.

$$\Delta F_{NRZ} = \frac{1}{T_{NRZ}} = \frac{1}{2t_T} = \frac{B_b}{2}. \quad (5.2)$$

Отметим, что последнее равенство в (5.2) получено с учетом (5.1).

При формировании кода *RZ* между элементами сигнала создаются защитные промежутки – после значащего уровня сигнала в первой половине битового интервала следует возврат к некоторому «нулевому» уровню. В зависимости от того, как выбран «нулевой» уровень, этот код может быть двухуровневым («нулевой» уровень совпадает с одним из значащих уровней, например, с более низким) и трехуровневым («нулевой» уровень не совпадает ни с одним из значащих уровней и выбирается обычно посередине между значащими уровнями). В оптике чаще используется двухуровневый вариант (именно этот вариант показан на рис. 5.3).

В зависимости от соотношения длительностей значащего и «нулевого» уровней в тактовом интервале говорят о кодах *RZ*–50 (длительность значащего уровня составляет 50% от t_T), *RZ*–33 (длительность значащего уровня составляет 33% от t_T), *RZ*–67 (длительность значащего уровня составляет 67% от t_T).

Поскольку для кода *RZ* изменение уровня сигнала происходит внутри тактового интервала период чередования уровней при наиболее частой их смене (последовательность 11111111...) будет равен тактовому интервалу $T = T_{RZ}$.

$$\Delta F_{RZ} = \frac{1}{T_{RZ}} = \frac{1}{t_T} = B_b. \quad (5.3)$$

5.4. Внутренняя модуляция

Простейшим и наиболее распространенным способом модуляции излучения ИИ является внутренняя модуляция, которая осуществляется путем изменения тока накачки через *p-n* переход ИИ (СИД или ЛД).

Одной из важных характеристик ИИ, как мы уже знаем, является ваттамперная или модуляционная характеристика (рис. 5.4). Из графиков видно, что при изменении тока изменяется выходная оптическая мощность ИИ, то есть, управляя током, можно заставить выходную мощность изменяться по нужному закону (*NRZ* или *RZ*) (рис. 5.5). Поэтому такая модуляция является модуляцией по мощности или интенсивности.

Главное преимущество передающих устройств с внутренней модуляцией – существенно меньшая стоимость по сравнению с устройствами с внешней модуляцией.

Обобщенная структурная схема ПОМ представлена на рис. 5.6. В ней можно выделить три петли управления:

- управление рабочей температурой источника,

- управление средней мощностью (мощностью излучения при передаче логического 0) выходных оптических импульсов,
- управление амплитудой (мощностью излучения при передаче логической 1) выходных оптических импульсов.

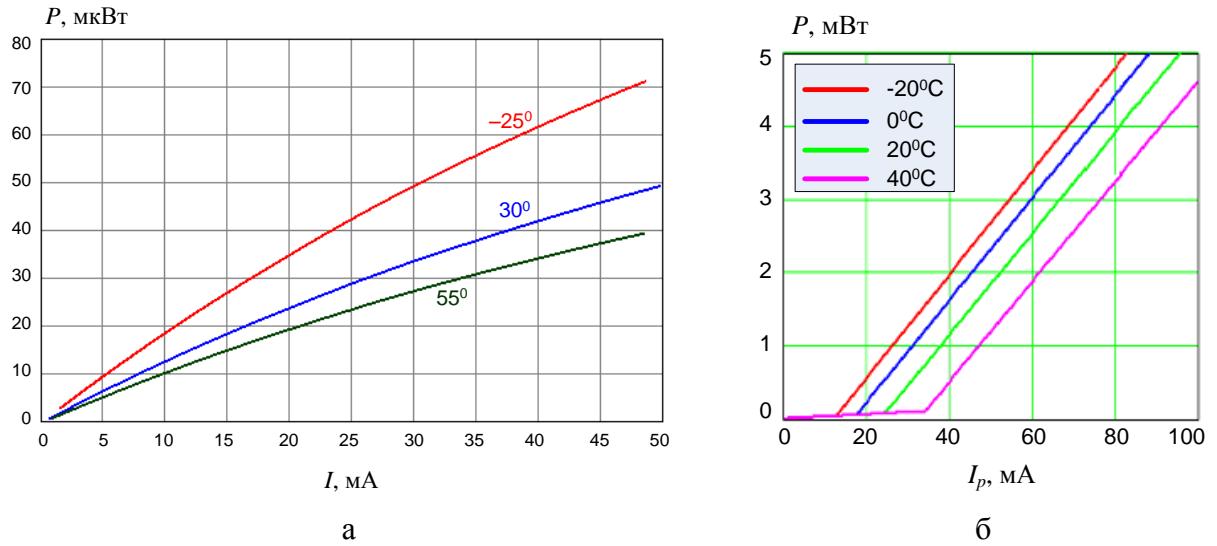


Рис. 5.4. Ваттамперные характеристики СИД (а) и ЛД (б)

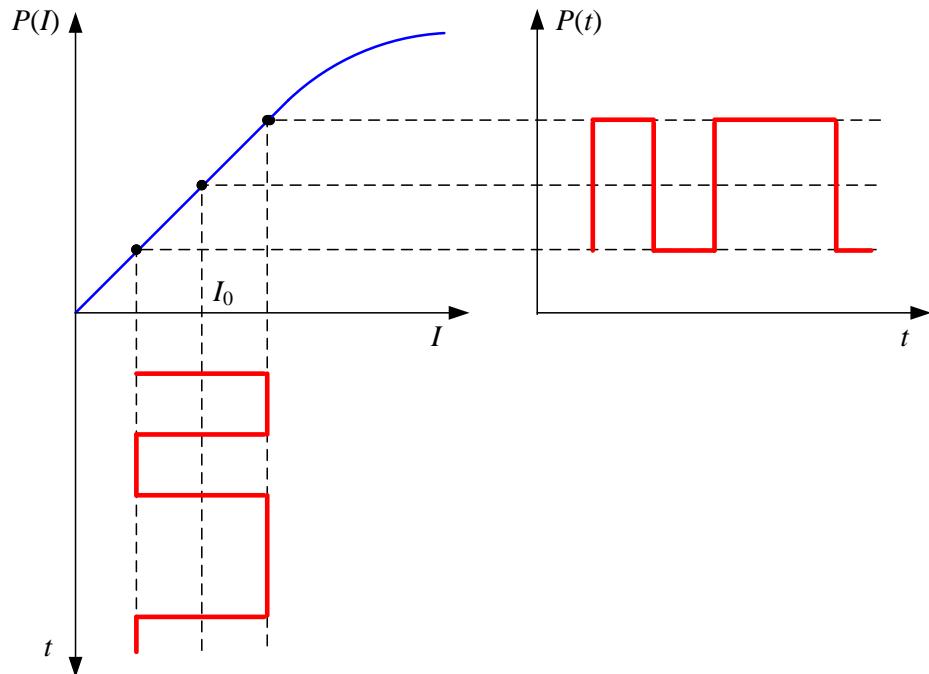


Рис. 5.5. Внутренняя модуляция излучения СИД

Конкретная схема управления может содержать одну, две или все три петли управления. Сформированный модулирующий сигнал $u_{c_NRZ}(t)$ или $u_{c_RZ}(t)$ подается на вход U_{in} .

Схема стабилизации температуры показана на рис. 5.6 красным цветом. При изменении температуры меняются средняя длина волны излучения (4.1), ширина спектра излучения СИД (4.4), ширина огибающей спектра из-

лучения ЛД, а также вольтамперные (4.6) и ваттамперные (рис. 5.4) характеристики. Поэтому температуру источника излучения, особенно лазерного нужно стабилизировать.

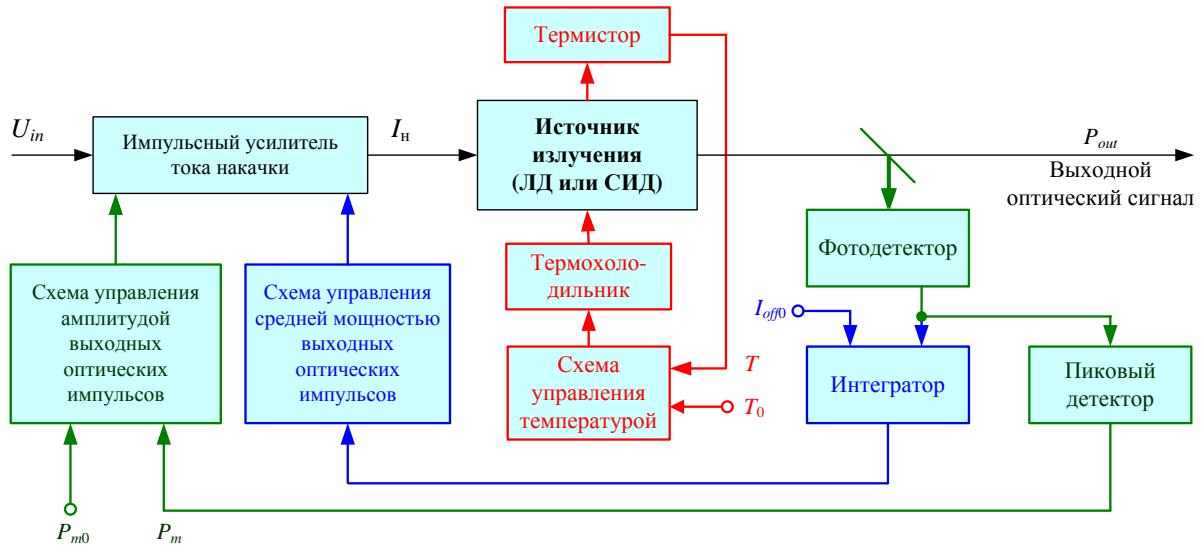


Рис. 5.6. Структурная схема ПОМ с внутренней модуляцией.

Схема стабилизации температуры включает схему управления температурой, термистор и термохолодильник. Нужное значение температуры T_0 подается на один вход схемы управления температурой. Измерение текущей температуры источника T осуществляется датчиком температуры на основе термистора². Результат измерения поступает на второй вход схемы управления температурой. Схема управления сравнивает значения температуры, поступившие на ее входы и в зависимости от результата сравнения управляет работой термохолодильника. Обычно применяются полупроводниковые термохолодильники на основе эффекта Пельтье³.

Схема стабилизации амплитуды выходных оптических импульсов показана на рис. 5.6 зеленым цветом. Она включает фотодетектор, пиковый детектор и схему управления амплитудой выходных оптических импульсов. На один вход схемы управления амплитудой импульсов подается нужное значение амплитуды импульсов P_{m0} (мощности излучения при передачи логической 1), на другой – текущее значение этой величины P_m . Для измерения текущего значения часть излучения источника с помощью ответвителя или полупрозрачного зеркала отводится на фотодетектор. Измерение амплитуды осуществляется пиковым детектором. Схема управления амплитудой импульсов сравнивает P_m и P_{m0} и в зависимости от результата сравнения управляет коэффициентом усиления импульсного усилителя тока накачки.

² Полупроводниковый резистор, сопротивление которого существенно изменяется с изменением температуры.

³ Эффект Пельтье – выделение или поглощение тепла при прохождении электрического тока через контакт двух различных проводящих материалов. Выделение тепла сменяется поглощением при изменении направления тока. Открыт Ж. Пельтье в 1834 г. Величина выделяемого или поглощаемого тепла зависит от вида контактирующих веществ, силы и времени прохождения тока.

Схема стабилизации средней мощности излучения (при бинарном коде с равной вероятностью передачи 1 и 0 средняя мощность равна $P_0 + (P_1 - P_0) / 2$, где P_0 и P_1 – мощности излучения при передаче 0 и 1 соответственно) показана на рис. 5.6 синим цветом. Средняя мощность стабилизируется путем регулирования тока смещения импульсного усилителя тока накачки.

С помощью ответвителя или полупрозрачного зеркала часть излучения источника отводится на фотодетектор. С фотодетектора принятый сигнал (фототок) поступает на один вход интегратора, на другой его вход поступает то значение тока смещения, которое мы будем поддерживать. Выходной сигнал интегратора возрастает при увеличении средней мощности принимаемых фотодетектором импульсов, и уменьшается при ее уменьшении. Схема управления средней мощностью оптических импульсов уменьшает ток смещения при возрастании поступающего с интегратора сигнала и увеличивает ток смещения при его уменьшении.

ПОМ на основе СИД имеют невысокое быстродействие и применяются только в относительно низкоскоростных системах передачи. Однако применение ПОМ с внутренней модуляцией на основе ЛД в высокоскоростных системах передачи также ограничено. Это связано с одним из недостатков внутренней модуляции, заключающимся в возникновении паразитной частотной модуляции («чирпинга») выходного излучения ПОМ. Физическая причина этого эффекта заключается в том, что показатель преломления полупроводникового материала, а значит и излучаемая длина волны (частота) зависят от протекающего тока (4.17). Паразитная частотная модуляция приводит к расширению спектра излучения ПОМ и увеличению искажений сигнала в ОВ. Поэтому внутренняя модуляция используется при скоростях передачи до 10 Гбит/с. При более высоких скоростях передачи используется внешняя модуляция, которая исключает «чирпинг».

5.5. Внешняя модуляция

5.5.1. Параметры оптического модулятора

Оптический модулятор – это оптоэлектронное устройство, предназначенное для ввода информации в несущее излучение за счет изменения во времени одной из его характеристик. Принципиально возможными являются амплитудная, частотная, фазовая и поляризационная модуляция. Все эти виды модуляции находят применение в оптических системах связи.

Основными параметрами оптического модулятора являются:

- глубина или степень модуляции
- полоса пропускания и время переключения
- вносимые потери
- потребляемая электрическая мощность

Глубина или степень модуляции η является одной из самых важных характеристик модулятора и определяет степень изменения модулируемого параметра.

Для модулятора интенсивности величина η определяется выражением:

$$\eta = \frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}, \quad (5.4)$$

где ΔI_{\max} – максимальное изменение интенсивности излучения в модулированном сигнале, I_{\max} – максимальная интенсивность излучения в модулированном сигнале.

Для фазового модулятора величина η определяется выражением:

$$\eta = \sin^2 \frac{\Delta \varphi_{\max}}{2}, \quad (5.5)$$

где $\Delta \varphi_{\max}$ – максимальное изменение фазы модулированного сигнала.

Полоса пропускания Δf . Этот параметр определяет диапазон частот модуляции, в котором может работать устройство. Полоса пропускания определяется разностью между верхней и нижней частотами, при которых глубина модуляции уменьшается на 50% от максимальной величины. С полосой пропускания Δf связан параметр, называемый временем переключения модулятора t_s и характеризующий его быстродействие:

$$t_s = \frac{2\pi}{\Delta f}, \quad (5.6)$$

Вносимые потери a_{IL} . Потери, вносимые модулятором, определяются формулами:

$$a_{IL} = 10 \lg \frac{I}{I_{\max}}, \quad (5.7a)$$

$$a_{IL} = 10 \lg \frac{I}{I_0}, \quad (5.7b)$$

где I – интенсивность света, генерируемого ИИ (в отсутствие модулятора), I_0 – интенсивность света на выходе модулятора в отсутствие электрического модулирующего сигнала. Формула (5.7a) справедлива для модулятора, в котором при приложении электрического сигнала увеличивается интенсивность проходящего света, а (5.7b) – для модулятора, в котором при приложении электрического сигнала уменьшается интенсивность проходящего света.

Потребляемая электрическая мощность. Модулятор является активным компонентом, то есть для обеспечения его работы необходимо затрачивать электроэнергию. Потребляемая модулятором мощность возрастает с

ростом частоты модуляции, поэтому принято оценивать не абсолютное значение потребляемой мощности P_{el} , а отношение $P_{el} / \Delta f$.

5.5.2. Физические явления, на которых может быть основана работа оптического модулятора

Внешняя модуляция может быть основана на следующих физических явлениях:

- Электрооптический эффект Поккельса – изменение параметров показателя преломления некоторых материалов (например, ниобата лития LiNbO_3) под действием электрического напряжения. Используется для фазовой и амплитудной модуляции.
- Магнитооптический эффект Фарадея – вращение плоскости поляризации излучения в некоторых материалах (аморфных и кристаллических) под действием магнитного поля, созданного электрическим током. Используется для фазовой и амплитудной модуляции.
- Акустооптический эффект – изменение параметров показателя преломления некоторых материалов под действием акустической (или механической) волны, создаваемой модулирующим сигналом (эффект Брэгга, эффект Рамана – Ната). Используется для фазовой и амплитудной модуляции, а также в качестве коммутатора оптических пучков.
- Электроабсорбционный эффект Франца-Келдыша – изменение затухания в некоторых материалах под действием электрического поля. Используется для амплитудной модуляции.

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.

5.5.1. Электрооптический модулятор

Рассмотрим принцип действия ЭОМ (рис. 5.7). Он основан на линейном электрооптическом эффекте или эффекте Поккельса, заключающемся в том, что показатель преломления некоторых материалов (ниобата лития, арсенид галлия и др.) линейно изменяется при приложении внешнего электрического поля:

$$n(E) = n_0 + \Delta n(E) = n_0 + k_p n_0^3 \frac{E}{2}, \quad (5.4)$$

где n_0 – показатель преломления электрооптического материала в отсутствие электрического поля, k_p – упругооптическая постоянная или постоянная Поккельса электрооптического материала (для ниобата лития $k_p = 3.7 \cdot 10^{-12} \text{ м/В}$), E – напряженность электрического поля.

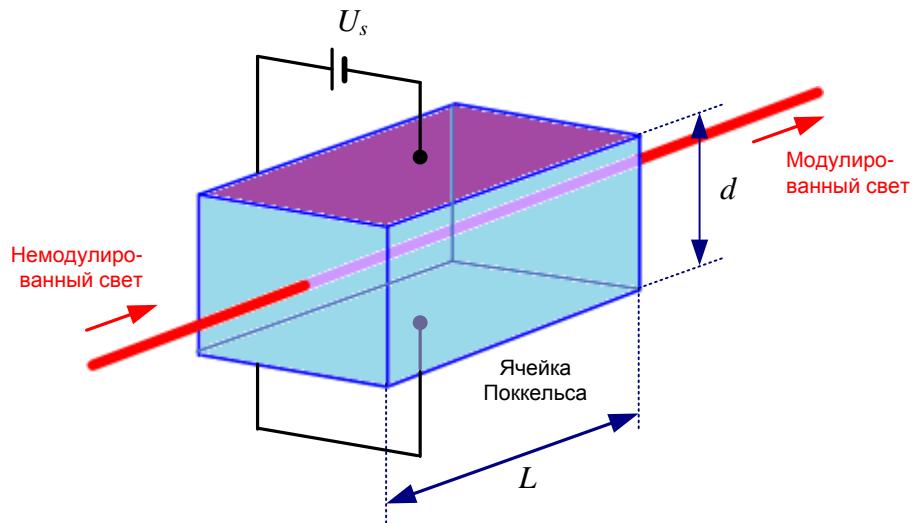


Рис. 5.7. Электрооптический фазовый модулятор

Из (5.4) следует, что показатель преломления электрооптического материала является функцией приложенного к кристаллу напряжения U_s (создающего в кристалле напряженность поля $E = U_s / d$).

При проходе через кристалл длиной L фаза излучения изменится на величину:

$$\varphi(E) = \frac{2\pi L}{\lambda} n(E). \quad (5.5)$$

Пусть на ячейку Поккельса подается переменное напряжение $u_{c_NRZ}(t)$, представляющее собой последовательность прямоугольных импульсов. В этом случае в течение каждого тактового интервала U_s может принимать одно из двух значений – U_0 или U_1 , что соответствует напряженностям электрического поля в кристалле $E_0 = U_0 / d$ или $E_1 = U_1 / d$. При этом фаза, приобретаемая немодулированным излучением при проходе через кристалл, изменится на $\varphi_0(E_0)$ или $\varphi_1(E_1)$, то есть возникнет фазовая модуляция.

Амплитуда изменения фазы составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda} (n(E_1) - n(E_0)) = \frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L (U_1 - U_0)}{\lambda \cdot d} = \frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L \cdot \Delta U}{\lambda \cdot d}. \quad (5.6)$$

Значение $\Delta U = \Delta U_\pi$, при котором $\Delta\varphi = \pi$, называют полуволновым напряжением.

$$\Delta U_\pi = \frac{\lambda \cdot d}{k_p n_0^3 L}. \quad (5.7)$$

Для получения большой амплитуды изменения фазы необходимы довольно высокие напряжения.

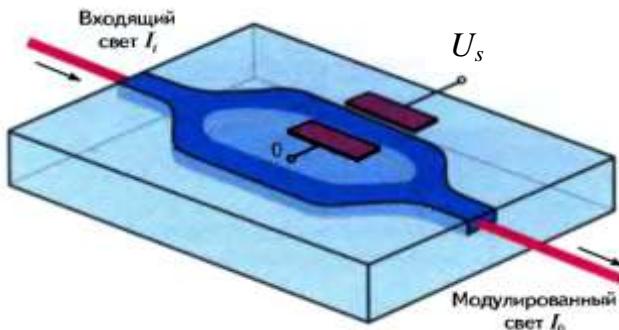


Рис. 5.8. Электрооптический модулятор интенсивности

формирующий ИМЦ изготавливается из электрооптического материала. Если входная интенсивность I_i в интерферометре делится пополам, то интенсивности выходящего I_0 и входящего I_i света связаны следующим образом

$$I_0 = \frac{I_i + I_i \cdot \cos(\Delta\varphi)}{2} = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L \cdot \Delta U}{2\lambda \cdot d}\right). \quad (5.7)$$

При размахе модулирующего напряжения равном полуволновому обеспечивается 100% модуляция.

5.5.2. Электроабсорбционный модулятор

Рассмотрим принцип действия ЭАМ (рис. 5.9) на основе эффекта электропоглощения Франца-Келдыша в анизотропных средах. Эффект Франца-Келдыша состоит в смещении спектра поглощения полупроводникового кристалла в сторону более длинных волн под действием напряженности электрического поля. На рис. 5.10 показаны спектры поглощения при выключенном (OFF) и включенном (ON) электрическом поле. Видно, что на определенной длине волны можно получить большую глубину модуляции по интенсивности.

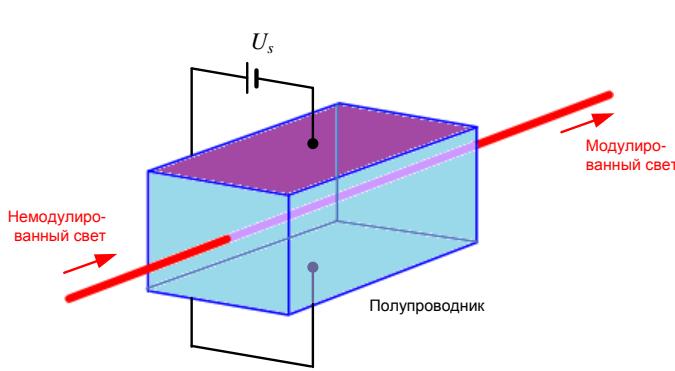


Рис. 5.9. Электроабсорбционный модулятор интен-

С помощью ячейки Покельса можно получить не только фазовую модуляцию, но и модуляцию по интенсивности. Фазовая задержка сама по себе не влияет на интенсивность светового пучка, однако фазовый модулятор, помещенный в одно плечо интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ), может действовать как модулятор интенсивности (рис. 5.8).

Планарный волновод,

формирующий ИМЦ изготавливается из электрооптического материала. Если входная интенсивность I_i в интерферометре делится пополам, то интенсивности выходящего I_0 и входящего I_i света связаны следующим образом

$$I_0 = \frac{I_i + I_i \cdot \cos(\Delta\varphi)}{2} = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L \cdot \Delta U}{2\lambda \cdot d}\right). \quad (5.7)$$

При размахе модулирующего напряжения равном полуволновому обеспечивается 100% модуляция.

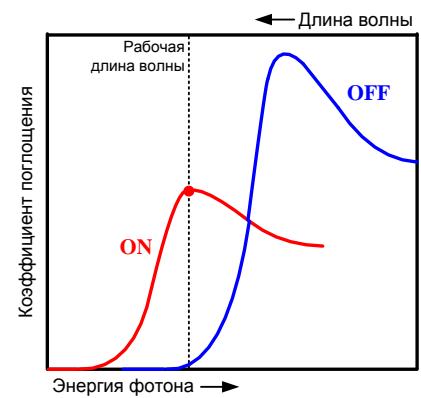


Рис. 5.10. Эффект электропогло-

сивности

щения

Достоинствами ЭАМ являются высокие скорости и глубина модуляции, малые управляющие напряжения, а также технологичность, позволяющая интегрировать модулятор с ЛД DFB и ЛД VCSEL.

5.6. Форматы модуляции, применяемые в современных оптических системах связи с внешней модуляцией

5.6.1. Форматы амплитудной модуляции

В форматах амплитудной модуляции (ASK, Amplitude Shift Keying) модулируемым параметром чаще всего является интенсивность электромагнитной волны света. Среди амплитудных форматов наиболее известными являются бинарные форматы, имеющие два информационных значения мощности, например, соответствующих включенному и выключеному состоянию передатчика. Такие форматы в зарубежной литературе обозначают аббревиатурой OOK (On/Off Keying).

Наиболее популярными среди амплитудных бинарных форматов модуляции являются форматы без возвращения к нулю ASK-NRZ (Non Return to Zero) и с возвращением к нулю ASK-RZ (Return to Zero).

В формате ASK-NRZ сигнал, соответствующей логической единице, представляется оптическим импульсом длительностью t_T , равной периоду следования символов. В формате ASK-RZ сигнал, соответствующей логической единице, представляется оптическим импульсом длительностью $t_p < t_T$.

Существует также улучшенный вариант ASK-RZ – ASK-CRZ (Chirped RZ), который формируется при прохождении сигнала в формате ASK-RZ через фазовый модулятор, на который подается периодический сигнал с частотой следования информационных сигналов. В сигнале ASK-CRZ информацию несет амплитудная модуляция, а фазовая служит для уменьшения нелинейных искажений и чувствительности к поляризационной модовой дисперсии. Этот формат применяется для сетей со скоростями от 10 Гбит/с.

Для сетей со скоростями 40 Гбит/с и выше использование амплитудных бинарных форматов становится нецелесообразным, из-за резкого возрастания чувствительности модулированных таким образом сигналов к нелинейным и дисперсионным искажениям и ужесточения требований к отношению сигнала к шуму на приемной стороне. Поэтому для систем передачи со скоростями 40 Гбит/с и более разработаны новые форматы внешней модуляции, которые уменьшают ширину оптического спектра сигнала и улучшают устойчивость к искажениям. В новых форматах используют многоуровневое кодирование с использованием фазовой модуляции, а также комбинаций амплитудной, фазовой и поляризационной модуляций.

5.6.2. Форматы фазовой модуляции

В форматах фазовой модуляции (PSK, Phase Shift Keying) модулируемым параметром является фаза электромагнитной волны света. В оптических системах очень сложно реализовать модуляцию абсолютного значения фазы, поэтому практический интерес представляют форматы на основе дифференциальной фазовой модуляции (DPSK – Differential PSK), в которых информация содержится в разности фаз между двумя последовательными импульсами. На рис. 5.11 показано, как формируются двухуровневые PSK-NRZ и DPSK-NRZ сигналы. Закон изменения фазы в зависимости от значений передаваемых информационных бит представлен в табл. 5.1.

Кроме двухуровневого формата DPSK получил распространение четырехуровневый формат DQPSK (Differential Quaternary PSK). Закон изменения фазы в зависимости от значений передаваемых информационных бит представлен в табл. 5.2.

Формат DQPSK позволяет за один тактовый интервал передать сразу 2 бит информации. Это позволяет в 2 раза снизить скорость подаваемого на модуляторы модулирующего электрического сигнала, то есть в 2 раза снизить требования к быстродействию электроники.

Для наглядного представления дискретных двухуровневых и многоуровневых амплитудных и фазовых форматов модуляции при определенном состоянии поляризации используют фазовые векторные диаграммы, на которых ось I соответствует фазовому сдвигу 0 (синфазная составляющая), а ось Q – сдвигу $\pi/2$ (квадратурная составляющая). Длина вектора определяет амплитуду напряженности E , а угол поворота – его фазу. Часто сами вектора не показывают, а оставляют только точки соответствующие вершинам векторов. На рис. 5.12 показаны фазовые диаграммы форматов ASK, DPSK и DQPSK.

Лучшей устойчивостью к нелинейным искажениям в ОВ обладают форматы с возвратом к нулю DPSK-RZ и DQPSK-RZ. В этих форматах используется дополнительная амплитудная модуляция, не несущая никакой информации (рис. 5.13).

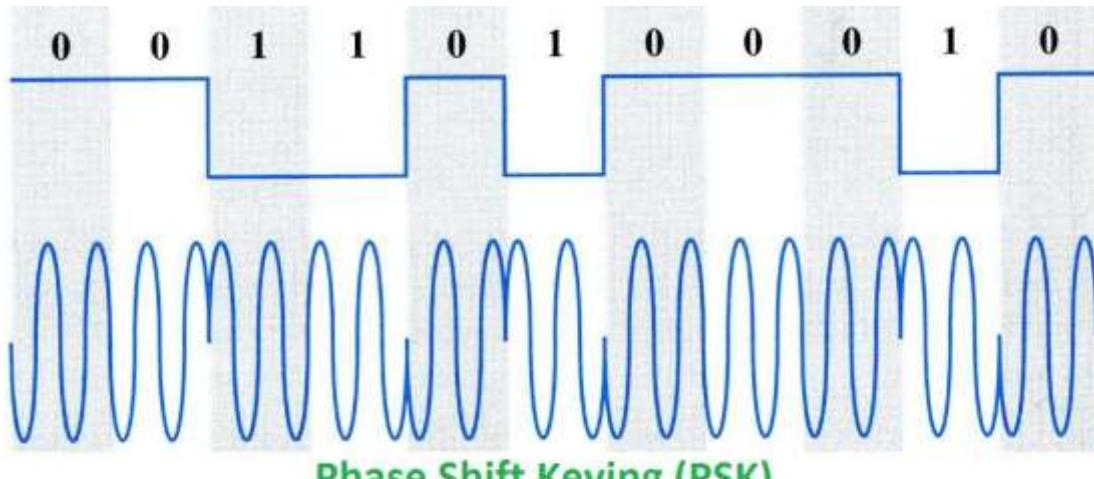
5.6.3. Комбинированные форматы модуляции

В высокоскоростных ВОСП хорошо зарекомендовали себя комбинированные форматы модуляции.

Одним из широко применяемых видов модуляции является амплитудно-фазовая ASK-QPSK – сочетание бинарного формата ASK и четырехуровневого DQPSK (рис. 5.14). Эту модуляцию иногда называют квадратурной (Quadrature). ASK-QPSK может иметь формат NRZ или RZ и позволяет за один тактовый интервал передать сразу 3 бит информации.

Еще один вид модуляции, применяемый в ВОСП – поляризационно-фазовая модуляция DP-QPSK – сочетание двухуровневой поляризационной

(DP, Dual Polarization) модуляции (два ортогональных состояния поляризации E_x и E_y) и четырехуровневой DQPSK (рис. 5.15). Этот формат модуляции позволяет за один тактовый интервал передать 4 бита информации – по 2 бит на каждом состоянии поляризации.



Два значения фазы, одно значение используется для передачи логического 0, другое – для передачи логической 1



Два значения фазы: при передаче логического 0 фаза не изменяется, при передаче логической 1 фаза изменяется

Рис. 5.11. Модуляция DPSK-NRZ

Таблица 5.1

Значение передаваемого бита	Формат PSK - абсолютное значение фазы ϕ		Формат DPSK – изменение фазы $\Delta\phi$	
	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 1	Вариант 2
0	0	π	0	π
1	π	0	π	0

Таблица 5.2

Значение передаваемой пары бит	Формат DQPSK – изменение фазы $\Delta\phi$
00	$3\pi/2$
01	0
10	π
11	$\pi/2$

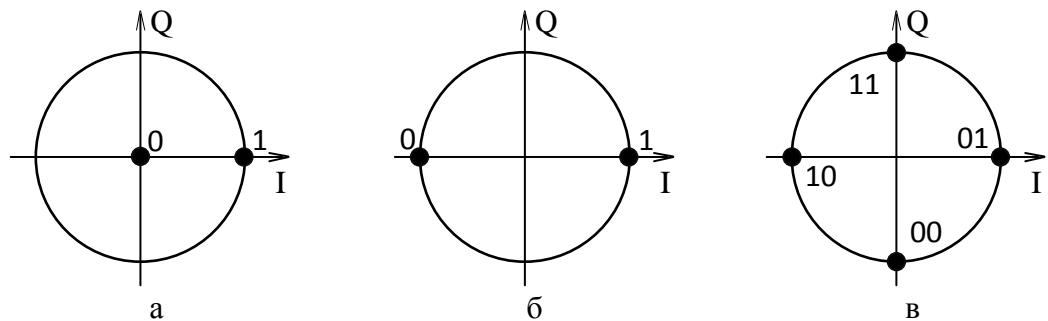


Рис. 5.12. Фазовые диаграммы форматов модуляции ASK (а), DPSK (б) и DQPSK (в)

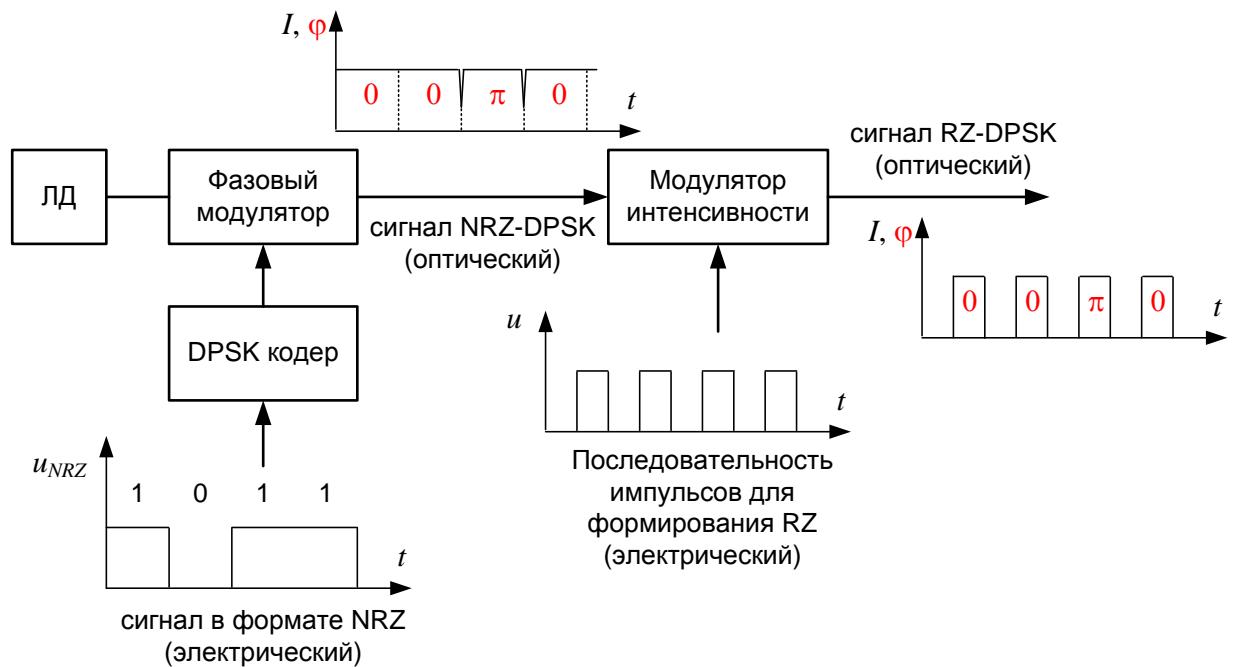


Рис. 5.13. Формирование сигнала DPSK-RZ

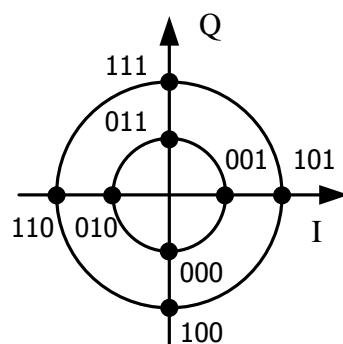


Рис. 5.14. Фазовая диаграмма сигнала ASK-QPSK

На рис. 5.16 показана структурная схема ПОМ, использующего этот формат модуляции. Схема содержит одномодовый ЛД, излучение которого разделяется в поляризационном разветвителе ПР1 поровну между двумя ортогональными линейными поляризациями.

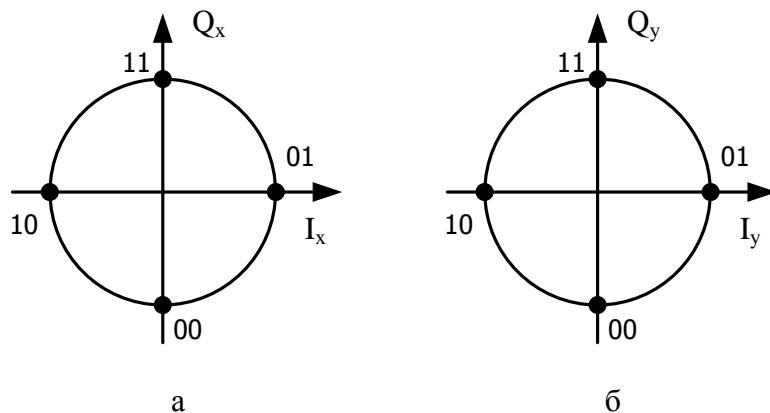


Рис. 5.15. Фазовая диаграмма сигнала DP-QPSK

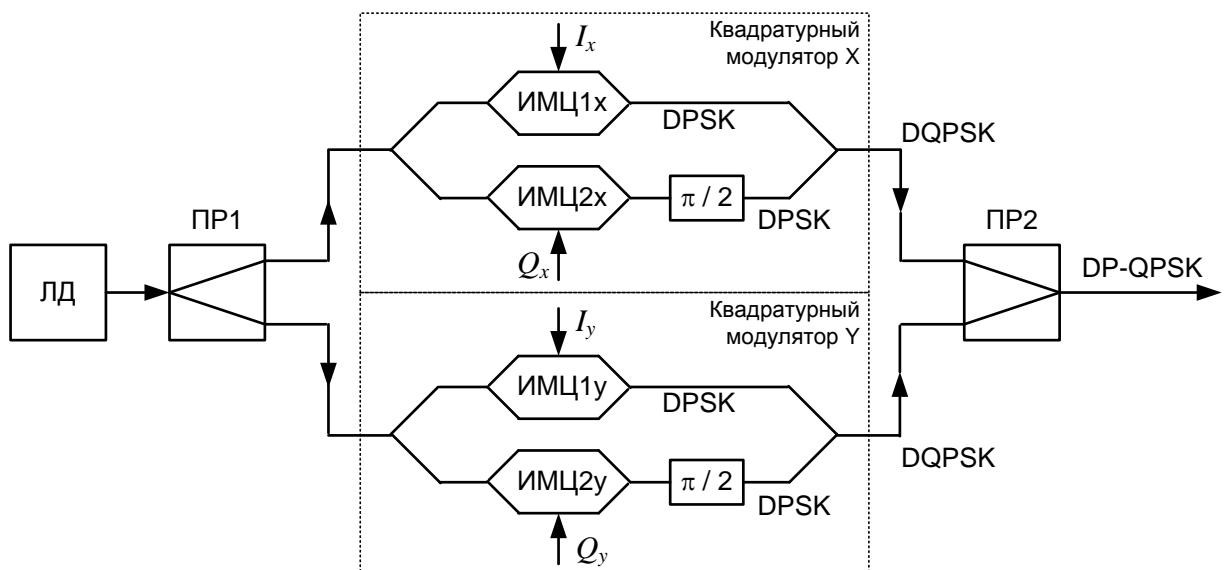


Рис. 5.16. Структурная схема ПОМ с DP-QPSK.

Каждая поляризация поступает на свой квадратурный модулятор, например, на основе ИМЦ, который в каждой из двух ветвей также имеет ИМЦ с фазовым модулятором, а в одной из них дополнительно фазовращатель на $\pi/2$. Квадратурный модулятор формирует сигналы DQPSK. Далее сигналы DQPSK с ортогональными поляризациями объединяются с помощью ПР2.

6. Приемники для оптических систем связи

6.1. Общие сведения о фотодиодах. Основные параметры фотодиода

Основным элементом фотоприемного устройства (ФПУ), осуществляющего преобразование оптического сигнала в электрический и первичную обработку электрического сигнала, является фотоприемник (ФП) или фотодетектор. В качестве фотоприемников в ОСП в настоящее время используются квантовые ФП – фотодиоды (ФД).

Фотодиод характеризуют следующими основными параметрами:

- Внешней квантовой эффективностью или квантовым выходом
- Токовой чувствительностью
- Спектральной характеристикой чувствительности

ФД, как и СИД и ЛД, представляет собой *p-n*-переход. Работа ФД основана на явлении внутреннего фотоэффекта – поглощении оптического излучения материалом полупроводника, сопровождающемся генерацией подвижных носителей заряда. При наличии замкнутой цепи в *p-n*-переходе возникает ток, называемый фототоком.

Если мощность падающего оптического излучения частотой f равна P , то число фотонов, падающих на ФД в единицу времени, равно:

$$n_{ph} = \frac{P}{hf}, \quad (6.1)$$

где $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка.

В идеальном ФД каждый падающий на него фотон поглощается и рождает электронно-дырочную пару (свободный электрон и дырку), то есть число рожденных в единицу времени электронов $n_{e pr}$ равно числу падающих в единицу времени фотонов n_{ph} . Кроме того, в идеальном ФД каждый родившийся электрон достигает *p-n*-перехода и вносит вклад в фототок I_{ph} . Значит:

$$\text{идеальный ФД} - n_{e pr} = n_{ph}, \quad (6.2)$$

$$\text{идеальный ФД} - I_{ph} = n_{e pr} \cdot q_e, \quad (6.3)$$

где $q_e = 1.602 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона.

В реальном ФД часть падающих на ФД фотонов не поглощается. Значит в реальном ФД число рожденных в единицу времени электронов $n_{e pr}$ не равно числу падающих в единицу времени фотонов n_{ph} :

$$\text{реальный ФД} - n_{e pr} < n_{ph} \quad (6.4)$$

Также в реальном ФД не каждый электрон, родившийся в результате поглощения фотона, вносит вклад в фототок. Обозначим через n_e число «полезных» электронов, которые за единицу времени дали вклад в фототок. Оно меньше общего числа родившихся электронов $n_{e pr}$.

$$\text{реальный ФД} - I_{ph} = n_e \cdot q_e, \quad (6.5)$$

Введем понятие **внешней квантовой эффективности (квантового выхода)** η – безразмерной величины, представляющей собой отношение числа «полез-

«полезных» электронов n_e , рождающихся в единицу времени, к числу фотонов n_{ph} , падающих на ФД в единицу времени:

$$\eta = \frac{n_e}{n_{ph}}, \quad (6.6)$$

Очевидно, что для идеального ФД $n_e = n_{e pr} = n_{ph}$ и $\eta = 1$. Для реального ФД $n_e < n_{e pr} < n_{ph}$ и $\eta < 1$.

Токовой чувствительностью S ФД называют отношение возникшего в нем фототока I_{ph} к мощности падающего на него оптического излучения P :

$$S = \frac{I_{ph}}{P}. \quad (6.7)$$

Токовую чувствительность принято выражать в А/Вт.

Токовая чувствительность ФД зависит от длины волны (частоты) падающего оптического излучения. Из (6.5), (6.6) и (6.1) следует:

$$S(f) = \eta \frac{q_e}{hf}, \quad S(\lambda) = \eta \frac{q_e \lambda}{hc} \quad (6.8)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме, f – частота падающего на ФД оптического излучения, λ – длина волны падающего на ФД оптического излучения в вакууме. Зависимость токовой чувствительности от длины волны называют **спектральной характеристикой чувствительности**.

Из (6.8) следует, что при постоянной η монохроматическая токовая чувствительность ФД возрастает с увеличением длины волны. Значит возрастет и число рождаемых в единицу времени электронов, в том числе и «полезных» – дающих вклад в фототок.

Идеальный ФД имеет неограниченный спектральный диапазон чувствительности. Спектральный диапазон чувствительности реального ФД ограничен минимальной λ_{min} и максимальной λ_{max} длинами волн.

Максимальная длина волны λ_{max} оптического излучения определяется красной границей фотоэффекта:

$$\lambda_{max} = \frac{hc}{W_g} = \frac{b_e}{E_g}, \quad (6.9)$$

где W_g и E_g – ширина запрещенной зоны в Дж и эВ соответственно, $b_e = 1.243 \cdot 10^{-6}$ эВ·м.

Нижняя граница диапазона чувствительности, со стороны коротких длин волн, обусловлена сильным поглощением излучения вблизи поверхности полупроводникового кристалла.

На рис. 6.1 показаны спектральные характеристики чувствительности различных ФД. Из рис. 6.1 следует, что *p-i-n* ФД на основе InGaAs/InP и Ge обеспечивают высокую чувствительность во всем диапазоне длин волн, используемых для оптической связи.

ФД работает при приложении к нему обратного напряжения смещения, когда «+» подается на *n*-слой, а «-» – на *p*-слой.

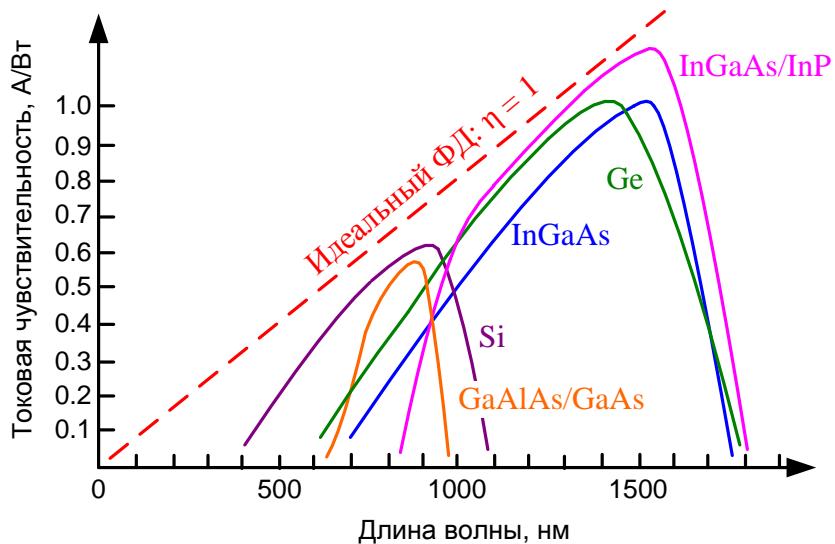


Рис. 6.1. Спектральные характеристики чувствительности идеального и реальных ФД с p - i - n структурой

6.2. Виды фотодиодов

Можно показать, что ФД на основе простого p - n перехода обладают низкой квантовой эффективностью, а значит и низкой чувствительностью. Поэтому в ОСП используют усовершенствованные виды ФД – ФД с p - i - n структурой и лавинные ФД.

Два варианта структуры p - i - n ФД показаны на рис. 6.2. В этих ФД между p и n слоями помещен еще один слой, слаболегированный донорной (рис. 6.2а) или акцепторной (рис. 6.2б) примесью. Концентрация примеси в дополнительном слое так мала, что его можно считать собственным i полупроводником.

Слои p и n называют базой и коллектором соответственно, если i -слой слабо легирован донорной примесью, и коллектором и базой соответственно, если i -слой слабо легирован акцепторной примесью. Слой i называют поглощающим, так как именно поглощенные в нем фотонны дают основной вклад в фототок.

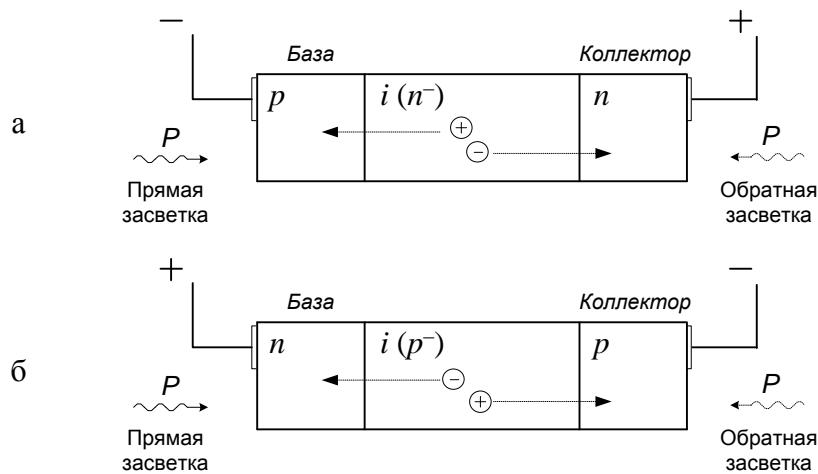


Рис. 6.2. ФД с p - i - n структурой

В *p-i-n* ФД может быть реализована прямая засветка, когда принимаемое оптическое излучение падает на базу, и обратная, когда оно падает на коллектор. Для уменьшения отражения падающего излучения на поверхность базы или коллектора наносят антиотражающее покрытие.

База обычно имеет меньшую толщину, чем коллектор, поэтому ФД с прямой засветкой обычно имеют большее быстродействие.

На рис. 6.3 показана конструкция типичного *p-i-n* фотодиода с гетеропереходом на основе фосфида индия InP. Сильно легированные P^+ и N^+ слои InP являются широкозонными ($E_g = 1.35$ эВ), а поглощающий n^- слой $In_{0.47}Ga_{0.53}As$, имеющий остаточную концентрацию донорной примеси (*i*-слой) – узкозонным ($E_g = 0.74$ эВ).

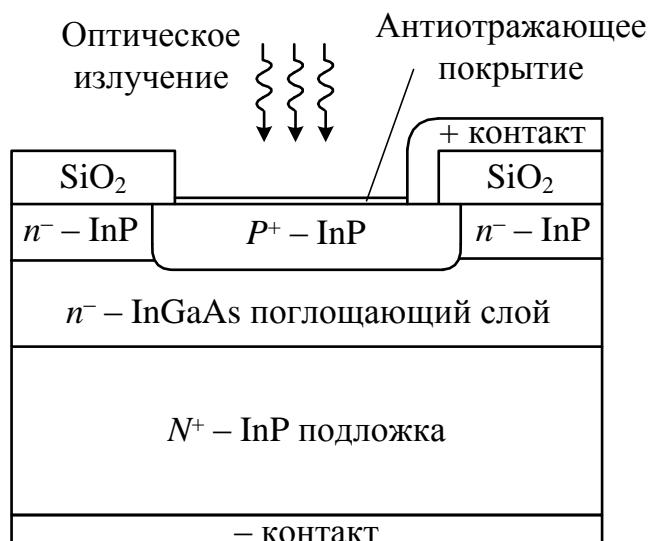


Рис. 6.3. *p-i-n* ФД с прямой засветкой на основе фосфида индия

Приемник ОСП должен принимать излучение малой мощности, ослабленное в процессе распространения по физической среде передачи. Поэтому фототок, возникающий в ФД, очень мал и его трудно усилить без внесения дополнительного шума.

Увеличить фототок перед усилением можно двумя способами:

1. увеличить мощность падающего на ФД излучения с помощью предварительного оптического усилителя;

2. увеличить непосредственно фототок, реализовав механизм его лавинного умножения.

Второй способ реализуется в лавинных ФД (ЛФД). Для этого в *p-i-n* структуре к сильно легированным слоям p^+ и n^+ добавляют средне легированный *n*-слой (рис. 6.4а) или *p*-слой (рис. 6.4б). Толщина *i*-слоя увеличивается по сравнению с *p-i-n* структурой.

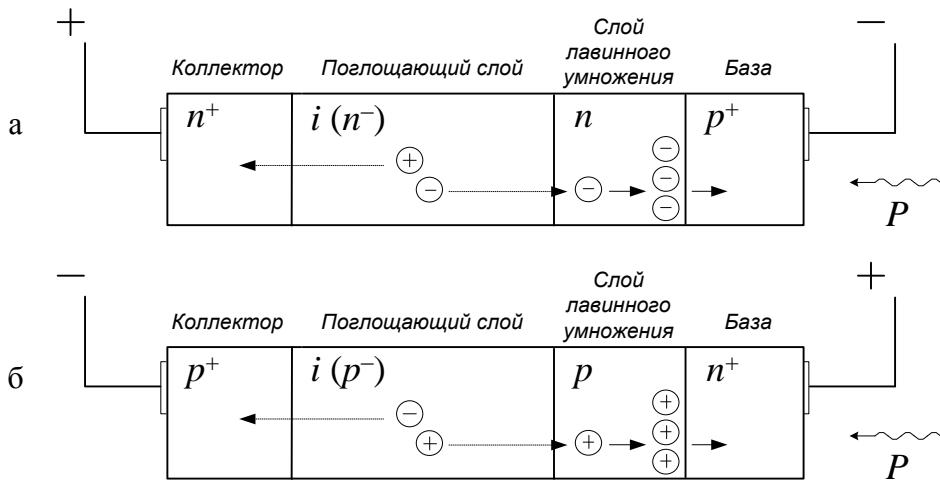


Рис. 6.4. Лавинные ФД

За счет увеличения напряжения смещения до значений, близких к пробивным, в i -слое происходит эффективное ускорение носителей заряда, родившихся в результате поглощения падающего излучения, и в дополнительный слой попадают носители заряда с большой кинетической энергией. Этой энергии оказывается достаточно для осуществления ударной ионизации атомов дополнительного слоя. Возникшие в результате ударной ионизации носители в свою очередь осуществляют ударную ионизацию, вызывая рождение новых носителей. Этот процесс приводит к тому, что концентрация носителей лавинно нарастает. В результате фототок увеличивается в M раз. Величину M называют коэффициентом лавинного умножения.

6.3. Вольтамперная характеристика ФД

На рис. 6.5 показано семейство **вольтамперных характеристик** ФД при разных значениях мощности P падающего на него излучения. Семейство вольтамперных характеристик (ВАХ) ФД p - i - n структуры описывается выражением

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right) - S \cdot P = I_{bc} + I_{ph}, \quad (6.10)$$

где I_0 – тепловой обратный ток, А; U – напряжение смещения, В, $\varphi_T = k \cdot T / q_e$ – температурный потенциал, Дж/Кл; $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, К; S – токовая чувствительность ФД, А/Вт.

Как мы уже знаем из темы 2 «Источники излучения для оптических систем связи», ток I_0 сильно зависит от температуры и его принято характеризовать температурой удвоения тока.

Первый член в (6.10) описывает темновой ток I_{bc} (black current – ток в отсутствие оптического излучения), второй член представляет собой фототок I_{ph} .

По семейству ВАХ можно определить токовую чувствительность ФД (рис. 6.5).

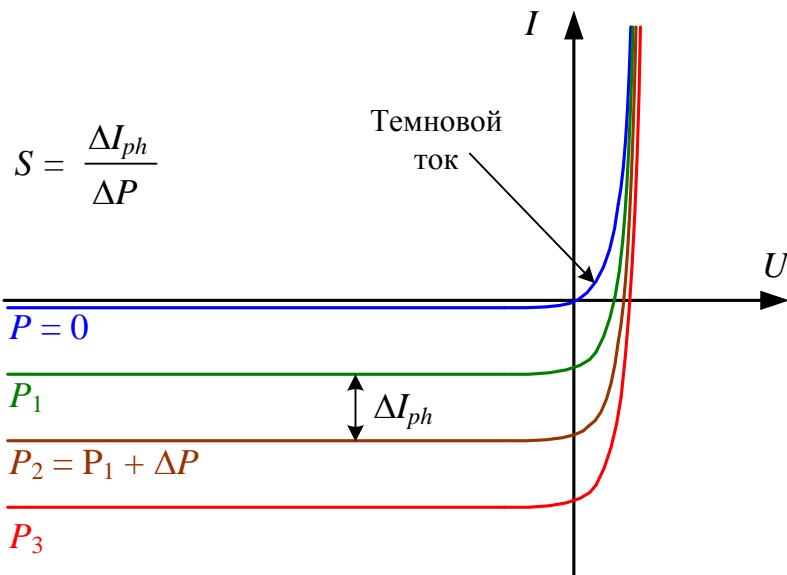


Рис. 6.5. Вольтамперные характеристики ФД p - i - n структуры.

Определение токовой чувствительности по ВАХ

напряжениях смещения по модулю существенно меньше обратных напряжениях смещения, близких к U_{bd} . Для темнового тока и фототока ЛФД справедливы соотношения:

$$I_{bc} = M \cdot I_{bc\,m} + I_{bc\,nm}, \quad (6.11)$$

$$I_{ph} = -M \cdot S \cdot P, \quad (6.12)$$

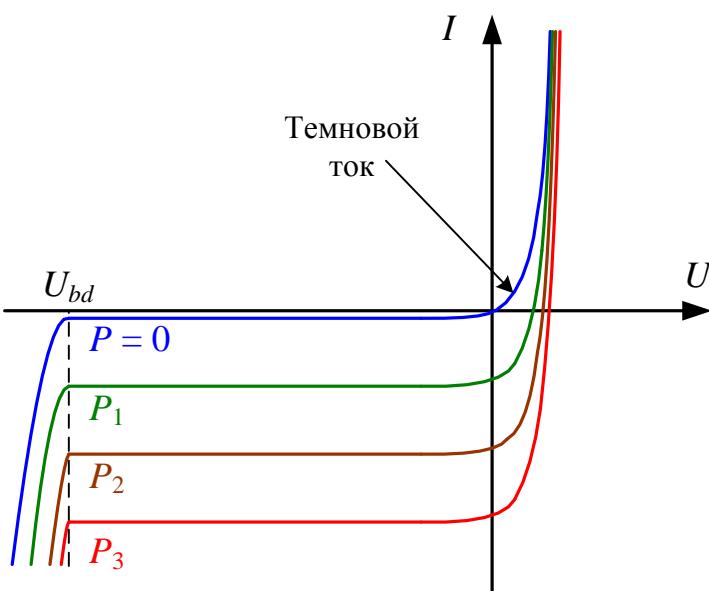


Рис. 6.6. Вольтамперные характеристики с учетом пробоя

T :

$$U_{bd}(T) = U_{bd0} + u_T(T - T_0) \quad (6.14)$$

$$\Delta(T) = \Delta_0 + \delta_T(T - T_0).$$

Выражение (6.10) не учитывает возможный пробой ФД при очень больших значениях обратного напряжения смещения, который характеризуется быстрым увеличением тока (рис. 6.6). Напряжение, начиная с которого наблюдается возрастание тока, называется напряжением пробоя (breakdown) U_{bd} . Для кремниевых ФД оно составляет 200–300 В, для германиевых – 20–60 В.

ФД p - i - n структуры работают при обратных напряжениях U_{bd} . ЛФД работают при

где M – коэффициент лавинного умножения, $I_{bc\,m}$ – умножаемая составляющая темнового тока, а $I_{bc\,nm}$ – его неумножаемая составляющая.

Коэффициент лавинного умножения ЛФД сильно зависит от напряжения смещения и от температуры. Обычно его аппроксимируют выражением:

$$M = \left[1 - \left(\frac{U}{U_{bd}} \right)^\Delta \right]^{-1}, \quad (6.13)$$

где Δ – эмпирический коэффициент, который для разных ЛФД принимает значения от 2 до 6. Параметры U_{bd} и Δ в (6.13) зависят от температуры

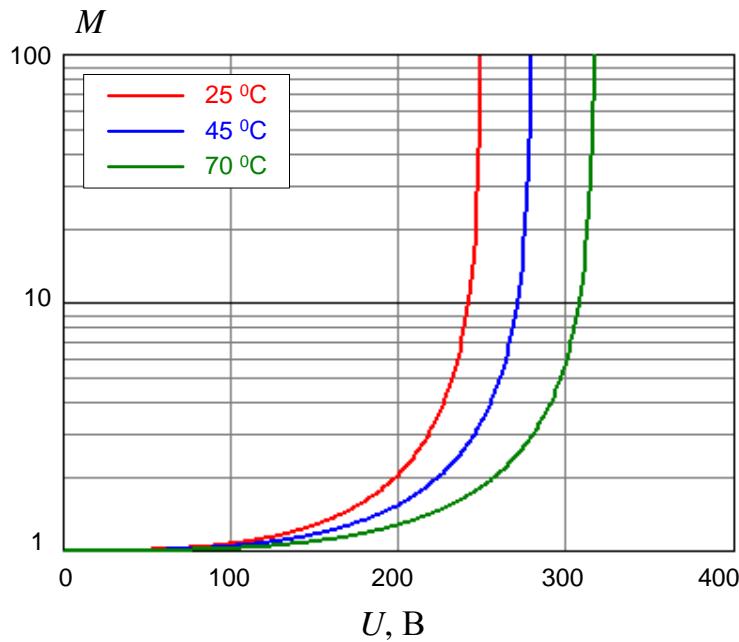


Рис. 6.7. Зависимость коэффициента лавинного умножения кремниевого ЛФД от напряжения и температуры коэффициента M .

В (6.14) U_{bd0} , Δ_0 – напряжение пробоя и эмпирический коэффициент при температуре T_0 , u_T , Δ_T – температурные коэффициенты напряжения пробоя и эмпирического коэффициента. На рис. (6.7) показаны зависимости M от напряжения и температуры. При напряжениях, недостаточных для наступления лавины, $M = 1$ и ЛФД ведет себя как ФД p - i - n структуры.

Из рисунка видна необходимость стабилизации температуры и напряжения питания ЛФД для стабилизации коэффициента лавинного умножения.

6.4. Схемы включения ФД

Падающее оптическое излучение в соответствии с ВАХ преобразуется в ФД в электрический сигнал – ток и напряжение. Чаще всего этот сигнал мал, поэтому основной задачей электрической схемы, в которую включается ФД, является его усиление.

Усиливать можно как напряжение, тогда схема будет содержать усилитель напряжения (УН), так и ток, тогда в состав схемы войдет усилитель фототока (УФТ). Выходным сигналом усилителя в обоих случаях должно быть напряжение, поэтому УФТ должен также осуществлять преобразование тока в напряжение.

1. Схемы с УН

1.1. Схема с УН без обратного смещения ФД (фотовольтаическая)

Схема, показанная на рис. 6.6а называется фотовольтаической. В этой схеме ФД просто подключается ко входу усилителя напряжения (рис. 6.8а).

Усилитель напряжения имеет очень высокое выходное сопротивление, поэтому ФД будет работать в режиме холостого хода, и рабочие точки на семействе вольтамперных характеристик будут лежать на нагрузочной прямой, которая совпадает с осью U (рис. 6.8б).

Из (6.10) при $I = 0$ получаем:

$$I_0 \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right) + I_{ph} = 0.$$

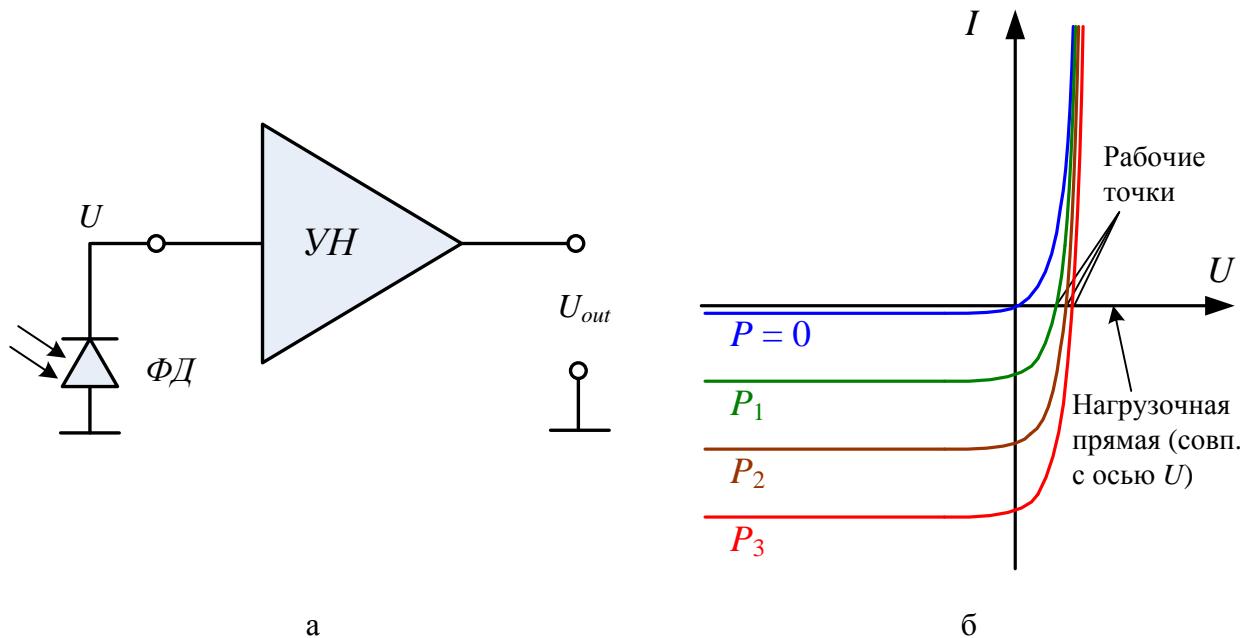


Рис. 6.8. Фотовольтаическая схема (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

Из этого соотношения следует, что напряжение на ФД (на входе усилителя напряжения) в этом случае равно:

$$U = \varphi_T \ln \left[-\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right]. \quad (6.15)$$

Выходное напряжение в этой схеме будет равно:

$$U_{out} = K \cdot U, \quad (6.16)$$

где K - коэффициент усиления усилителя.

Недостатком этой схемы является нелинейная связь между фототоком, а, следовательно, и оптической мощностью и выходным напряжением.

1.2. Схема с УН с обратным смещением ФД

В схеме рис. 6.9а ток через ФД преобразуется в напряжение, которое затем усиливается в УН с высоким входным сопротивлением. Для преобразования фототока во входное напряжение УН используется резистор R .

Ток I через ФД будет определяться соотношением (6.10) при $U = -E$. Входное сопротивление УН очень велико, поэтому ток через резистор R будет равен току I через ФД, а напряжение U_{in} на входе УН будет равно:

$$U_{in} = -I \cdot R, \quad (6.17)$$

При таком включении семейство рабочих точек ФД будет лежать на нагрузочной прямой, показанной на рис. 6.9б. Выходное напряжение в этой схеме будет равно:

$$U_{out} = K \cdot U_{in} = -K \cdot I \cdot R, \quad (6.18)$$

где K - коэффициент усиления УН.

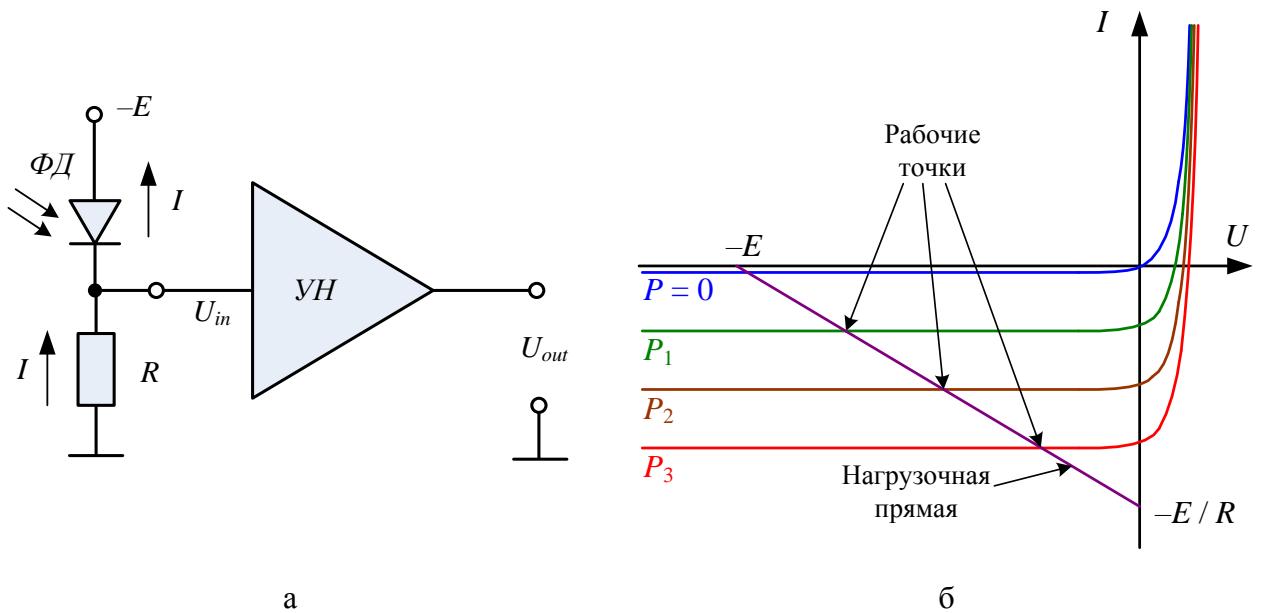


Рис. 6.9. Схема с УН и обратным смещением ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

2. Схемы с УФТ

Чаще всего используются схемы с УФТ. Схема (рис. 6.10а и 6.11а), в которой ФД подключается к входу УФТ, выполненного на основе операционного усилителя и резистора R в цепи отрицательной обратной связи, называется трансимпедансной, так как ее коэффициент передачи, равный отношению выходного напряжения к входному току имеет размерность сопротивления (импеданса).

2.1. Трансимпедансная схема без обратного смещения ФД

На рис. 6.10а показана трансимпедансная схема, в которой ФД работает без обратного смещения. Поскольку $U_{in+} = 0$ (вход заземлен), а у операционного усилителя $U_{in-} \approx U_{in+}$, ФД работает в режиме короткого замыкания, и рабочие точки на семействе вольтамперных характеристик будут лежать на нагрузочной прямой, которая совпадает с осью I .

Из (6.10) следует, что при $U = 0$ темновой ток I_{bc} тоже будет равен 0. Тогда через ФД будет течь только фототок I_{ph} :

$$I = I_{ph} = -S \cdot P \quad (6.19)$$

Выходное напряжение будет равно:

$$U_{out} = I \cdot R = -S \cdot P \cdot R \quad (6.20)$$

Достоинствами этого варианта трансимпедансной схемы включения являются высокая линейность преобразования оптической мощности в выходное напряжение, а также исключение шума темнового тока.

2.2. Трансимпедансная схема с обратным смещением ФД

В схеме рис. 6.11а показана трансимпедансная схема, в которой ФД работает с обратным смещением. По переменному току ФД в этой схеме также работает в режиме короткого замыкания.

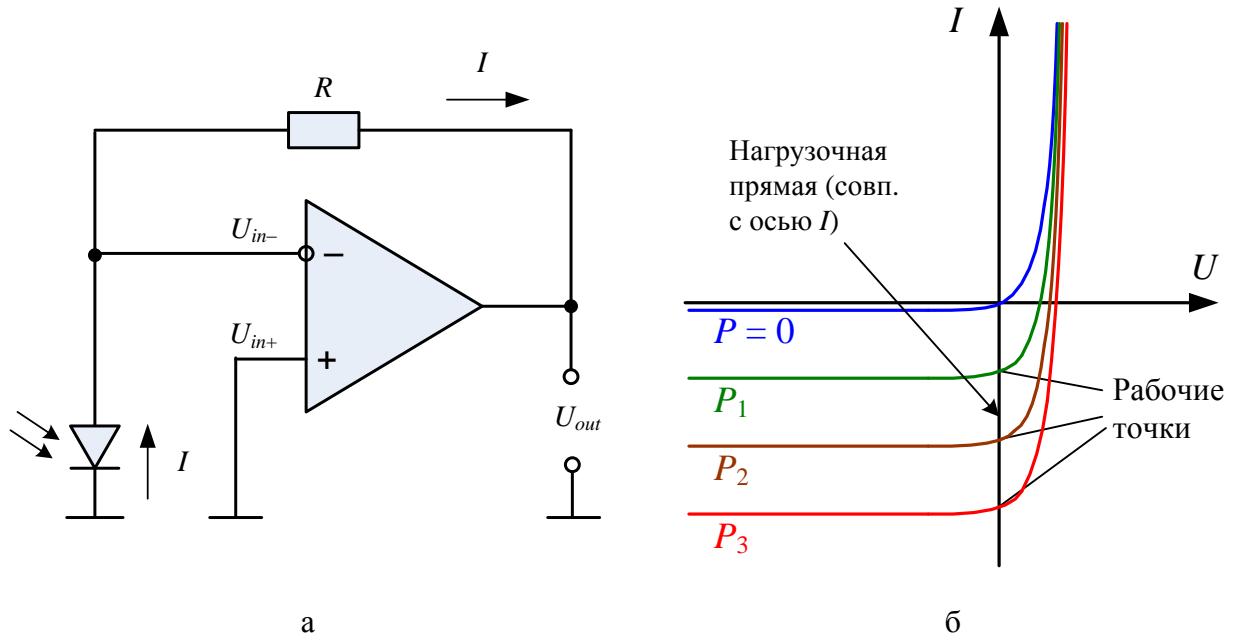


Рис. 6.10. Трансимпедансная схема без обратного смещения ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

В этой схеме напряжение на фотодиоде U равно $-E$, поэтому из (6.10) следует, что ток через него равен:

$$I = I_0 \cdot \left(\exp\left(\frac{-E}{\varphi_T}\right) - 1 \right) - S \cdot P \quad (6.21)$$

Семейство рабочих точек ФД будет лежать на нагрузочной прямой, которая параллельна оси I (рис. 6.11б).

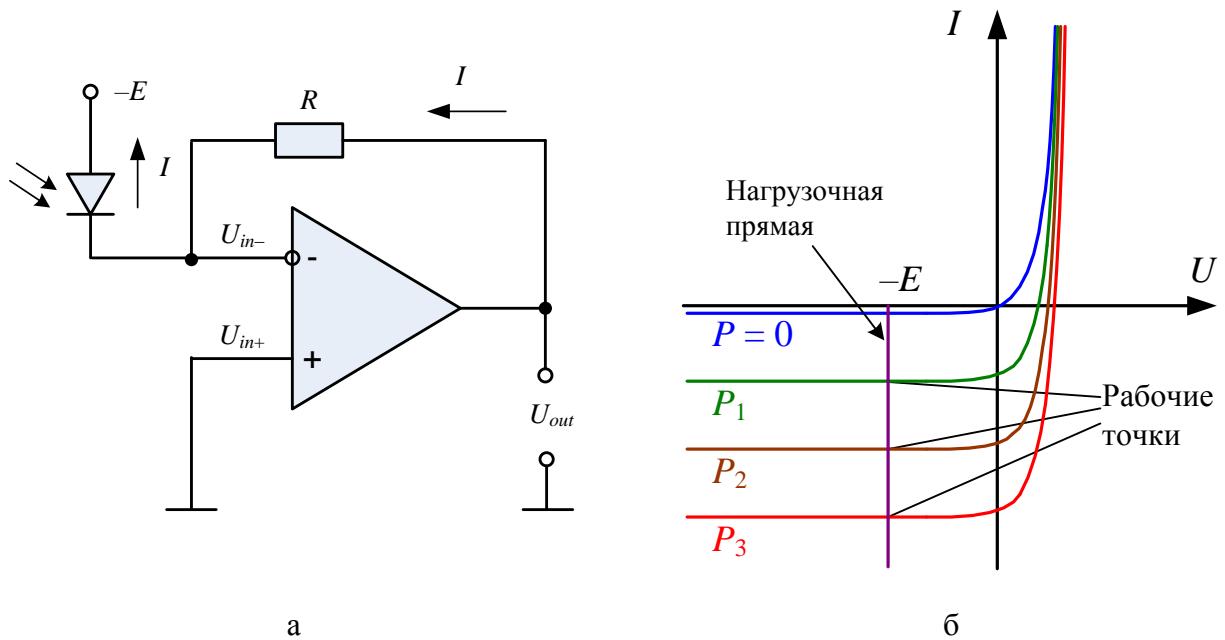


Рис. 6.11. Трансимпедансная схема с обратным смещением ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

Выходное напряжение в этой схеме, также как в предыдущей, равно:

$$U_{out} = I \cdot R. \quad (6.22)$$

Достоинствами этого варианта трансимпедансной схемы включения являются высокая линейность преобразования оптической мощности в выходное напряжение, а также более высокое по сравнению с предыдущим вариантом быстродействие.

6.5. Шумы ФД и УФТ

Основным источником шумов в ФД является **дробовой шум**. К возникновению дробового шума приводит дискретный характер тока. Количество преодолевших потенциальный барьер зарядов неодинаково в каждый момент времени, что приводит к небольшим беспорядочным отклонениям тока от его среднего значения. Среднеквадратическое значение шумового тока $\sigma(I_d)$, обусловленное дробовым шумом в полосе частот Δf для ФД *p-i-n* структуры можно рассчитать по выражению:

$$\sigma^2(I_d) = 2 \cdot q_e \cdot I \cdot \Delta f = 2 \cdot q_e \cdot (I_{ph} + I_{bc}) \cdot \Delta f \quad (6.23)$$

В ЛФД к дробовым шумам добавляются шумы лавинного умножения и для среднеквадратического значения шумового тока справедливо выражение:

$$\sigma^2(I_d) = 2 \cdot q_e \cdot [M^2 \cdot F(M) \cdot (I_{ph} + I_{bcm}) + I_{bcnm}] \cdot \Delta f, \quad (6.24)$$

где Δf – полоса пропускания ФПУ, которая должна быть не меньше полосы частот модулирующего сигнала, $F(M)$ – шум-фактор или коэффициент шума лавинного умножения, который можно определить по формулам Макинтайра:

$$\text{для ЛФД на рис. 6.4a: } F(M) = M \cdot \left[1 - (1 - k) \cdot \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right], \quad (6.25)$$

$$\text{для ЛФД на рис. 6.4б: } F(M) = M \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{1}{k} \right) \cdot \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right], \quad (6.26)$$

где M – средний коэффициент лавинного умножения, при инициировании лавины электроном (6.25) или дыркой (6.26), $k = a/b$ – ионизационное отношение, a и b – коэффициенты ударной ионизации электронов и дырок: для Si $k = 0.05\text{--}0.1$, для Ge – k близко к 1, для AsGa – $k = 0.4\text{--}0.5$.

На рис. 6.12 приведены результаты расчетов величины $Y_F(M) = 10\lg[F(M)/F(1)]$ при различных k для ЛФД, структура которого показана на рис. 6.4а.

Как видно из (6.23) и (6.24) при очень малых сигналах (малых I_{ph}), дробовой шум вызывается в первую очередь темновым током. Именно темновым током определяются предельные возможности ФД по обнаружению слабых потоков излучения при отсутствии засветок. Поэтому желательно, чтобы темновой ток был как можно меньше. По этому параметру ФД *p-i-n* структуры имеют преимущество перед ЛФД, однако несмотря на это, как мы увидим при изучении следующей темы,

фотоприемные устройства на основе ЛФД часто позволяют регистрировать более слабые оптические сигналы.

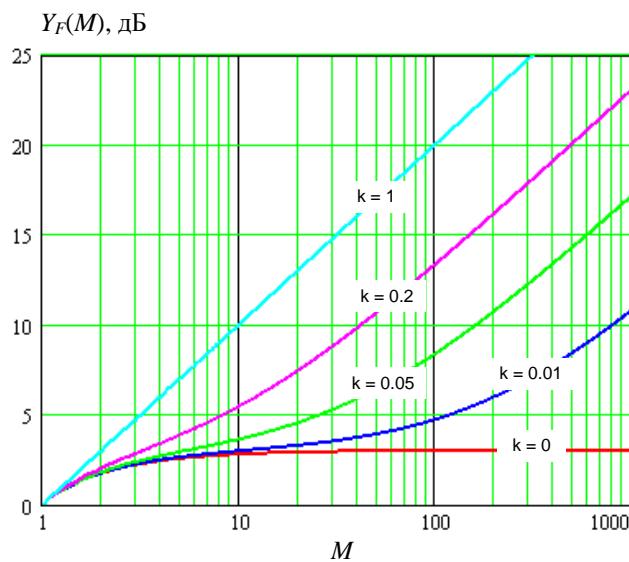


Рис. 6.12. Зависимость коэффициента шума от коэффициента лавинного умножения.

можно путем введения модуляции.

Шумы усилителя фототока рассмотрим на примере трансимпедансной схемы (рис. 6.11). Для этой схемы необходимо учитывать тепловые шумы резистора обратной связи R , шумовой входной ток операционного усилителя (ОУ) и шумовое напряжение ОУ, приведенное к входу. Среднеквадратическое значение шумового тока усилителя в полосе частот Δf :

$$\sigma^2(I_d) = \left[\frac{4 \cdot k \cdot T}{R} + S_I + \frac{S_U}{R^2} \right] \cdot \Delta f, \quad (6.27)$$

где S_I – спектральная плотность шумового тока УФТ ($\text{A}^2/\text{Гц}$), S_u – спектральная плотность шумового напряжения УФТ, приведенная ко входу ($\text{B}^2/\text{Гц}$).

Результирующее среднеквадратическое значение шумового тока ФД с УФТ:

$$\sigma^2(I_n) = \sigma^2(I_d) + \sigma^2(I_a). \quad (6.28)$$

Зная среднеквадратическое значение шумового тока, можно определить величину пороговой мощности P_{\min} , которой соответствует отношение сигнала к шуму равное 1. Для этого нужно приравнять сигнал (фототок I_{ph}) к шуму:

$$\sqrt{\sigma^2(I_d) + \sigma^2(I_a)} = I_{ph} \quad (6.29)$$

Из (6.29) получаем:

$$\text{для PIN ФД: } P_{\min} = \frac{1}{S} \left(q_e \Delta f + \sqrt{\left(q_e \Delta f \right)^2 + \left[2q_e I_{bc} + \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} + S_I + \frac{S_U}{R^2} \right] \cdot \Delta f} \right)$$

Дробовой шум имеет нормальное распределение и является белым, то есть его спектральная плотность S (Вт/Гц) не зависит от частоты сигнала, кроме низкочастотных сигналов, где проявляются избыточные шумы (рис. 6.13).

Природа избыточных шумов 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

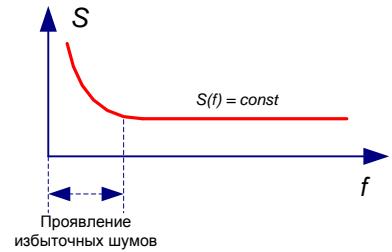


Рис. 6.13. Спектральная плотность дробовых шумов

для ЛФД:
$$P_{\min} = \frac{1}{S \cdot M^2} \cdot \left(M^2 F(M) q_e \Delta f + \sqrt{\left(M^2 F(M) q_e \Delta f \right)^2 + \Delta f \left[2q_e \left(M^2 F(M) I_{bcm} + I_{bcnm} \right) + \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} + S_I + \frac{S_U}{R^2} \right]} \right) \quad (6.30)$$

На рис. 6.14 представлены результаты расчета зависимостей уровня пороговой мощности u_{\min} от скорости передачи и коэффициента лавинного умножения. Расчет проведен для AsGa ФД при следующих параметрах: $S = 0.7 \text{ A/Bт}$, $I_{bcm} = 1 \text{ нА}$, $I_{bcnm} = 0$, $R = 100 \text{ Ом}$, $T = 300 \text{ К}$, $S_I = 3.2 \cdot 10^{-26} \text{ А}^2/\text{Гц}$, $S_U = 4.2 \cdot 10^{-17} \text{ В}^2/\text{Гц}$.

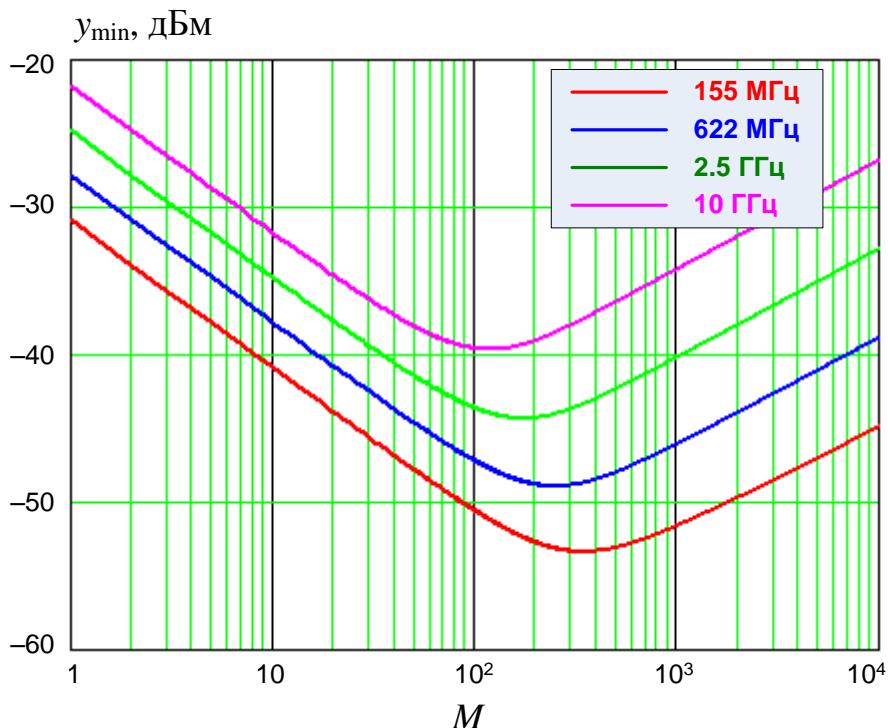


Рис. 6.14. Зависимости уровня пороговой мощности от коэффициента лавинного умножения.

Из рис. 6.14 видно, что ЛФД позволяет регистрировать меньшие сигналы по сравнению с $p-i-n$ ФД. Кроме того, видно, что существует оптимальный коэффициент лавинного умножения, зависящий от ширины полосы оптического сигнала.

6.5. Эквивалентная схема ФД с входной цепью усилителя

Эквивалентная схема для переменного тока (рис. 6.15) отрицательно смещенного ФД при слабых сигналах включает в себя генераторы фототока I_{ph} и шумового I_n тока, дифференциальную проводимость G_D и емкость перехода C_D .

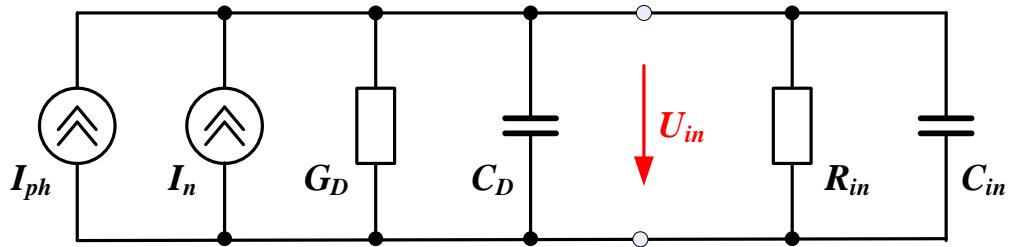


Рис. 6.15. Эквивалентная схема ФД с входной цепью усилителя

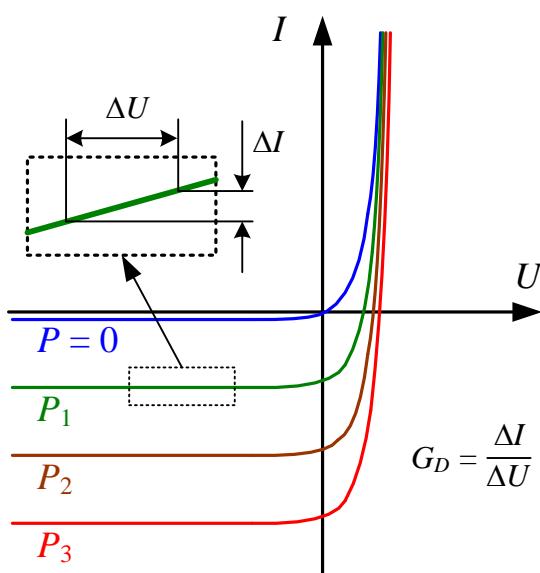


Рис. 6.16. Определение дифференциальной проводимости по ВАХ

Если ФД работает при отрицательном смещении, шунтирующая проводимость G_D в схемах на рис. 6.9а, 6.10а и 6.11а имеет небольшую величину, которая соответствует наклону вольтамперной характеристики при отрицательном смещении (рис. 6.16), то есть ее сопротивление велико и она практически не влияет на U_{in} . В схеме на рис. 6.8а величина G_D наоборот велика.

К емкости перехода C_D параллельно подключены входное сопротивление R_{in} и входная емкость C_{in} усилителя фототока, которая включает в себя также емкость монтажа. R_{in} для схемы 6.8а R_{in} бесконечно велико, для схемы 6.9а – равно R , для схем 6.10а и 6.11а – равно 0).

Быстродействие ФД в первом при-

ближении определяется постоянной времени

$$\tau = R_{in} \cdot (C_D + C_{in}). \quad (6.27)$$

Если мощность излучения, падающего на фотодиод изменяется быстро (высокоскоростные сигналы), емкости будут влиять на U_{in} , внося инерционность и снижая быстродействие. Если мощность излучения, падающего на фотодиод изменяется медленно (низкоскоростные сигналы), то влиянием емкостей можно пренебречь.

7. Фотоприемные устройства

7.1. Принципы приема оптических сигналов

По принципу регистрации и первичной обработки информации, содержащейся в оптическом сигнале, различают два метода приема оптического излучения:

- метод прямого детектирования (энергетический прием),
- метод приема со смешением оптических сигналов на фотодетекторе (когерентный прием).

Оба метода реализуются фотоприемными устройствами (ФПУ) на основе фотодиодов (ФД) – *p-i-n* структуры или лавинных (рис. 7.1).

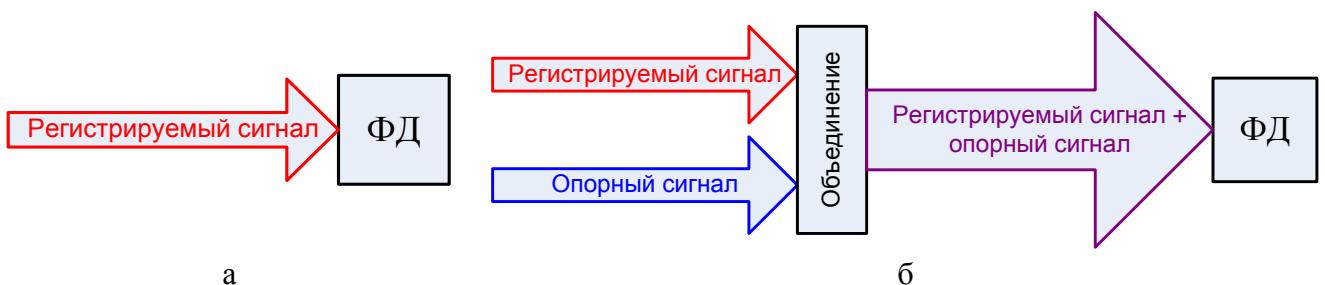


Рис. 7.1. Принципы прямого детектирования (а) и когерентного приема (б)

При прямом детектировании на фоточувствительную площадку ФД падает непосредственно регистрируемое оптическое излучение (рис. 7.1а). Напряженность электрического поля световой волны на фоточувствительной площадке ФД имеет вид:

$$E = E_0 \exp(-i(\omega t + \varphi)), \quad (7.1)$$

где E_0 , ω и φ – амплитуда, круговая частота и фаза волны.

Это оптическое излучение вызовет фототок, пропорциональный его мощности P :

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot P, \quad (7.2)$$

где S – токовая чувствительность ФД, M – коэффициент лавинного умножения (для ФД *p-i-n* структуры равен 1).

Мощность излучения можно связать с напряженностью электрического поля:

$$P = v \cdot A \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{2} \cdot E \cdot E^*, \quad (7.3)$$

где v – скорость света в среде, $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость среды, A – площадь фотодетектора, E^* – комплексно-сопряженная величина напряженности электрического поля.

Поскольку из (7.1) следует, что $E \cdot E^* = E_0^2$, из (7.2) и (7.3) получаем:

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot v \cdot A \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{2} E_0^2. \quad (7.4)$$

Таким образом, при прямом детектировании сигнал на выходе ФД пропорционален квадрату амплитуды световой волны (интенсивности) и не несет никакой информации о ее частоте и фазе.

При когерентном детектировании на фоточувствительной площадке ФД интерферируют две световой волны – волна регистрируемого излучения E (7.1) и опорная волна E_r (reference):

$$E_r = E_{r0} \exp(-i(\omega_r t + \varphi_r)), \quad (7.5)$$

В этом случае мощность излучения на фоточувствительной площадке окажется равной:

$$P = v \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \mathcal{E}}{2} \cdot (E + E_r) \cdot (E^* + E_r^*). \quad (7.6)$$

Подставляя в (7.6) выражения (7.1) и (7.5), получим:

$$P = v \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \mathcal{E}}{2} \cdot [E_0^2 + E_r^2 + 2E_0 E_r \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r)]. \quad (7.7)$$

С учетом (7.2) получим:

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot v \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \mathcal{E}}{2} \cdot [E_0^2 + E_r^2 + 2E_0 E_r \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r)]. \quad (7.8)$$

Таким образом, выходной ток ФД содержит постоянные составляющие, обусловленные прямым фотодетектированием исследуемого и опорного полей, а также составляющую на разностной частоте $(\omega - \omega_r)$. Так как амплитуда фототока на разностной частоте зависит от мощности опорного излучения, существует возможность «усиления» слабого полезного сигнала за счет мощного опорного излучения. Кроме того, в фототоке сохраняется информация о частоте и фазе принимаемой световой волны. Третьей особенностью является перенос информации о частоте и фазе принимаемого излучения из оптического диапазона (ω) в область радиочастот ($\omega - \omega_r$).

7.2. Квантовый предел детектирования

Квантовым пределом детектирования называют пороговую мощность, которую можно зарегистрировать с помощью идеального ФПУ. Под идеальным ФПУ понимают квантовый счетчик, не создающий шумов и имеющий квантовую эффективность, равную 1. Квантовый предел детектирования обусловлен только статистической природой излучения света (фотонными или квантовыми шумами).

ФПУ считает фотоны в течение некоторого интервала времени, называемого временем наблюдения. Для цифровых систем связи с временным уплотнением это время равно длительности тактового интервала t_T .

Предположим, что на фоточувствительную площадку ФД падает поток излучения с постоянной интенсивностью J , то есть среднее число фотонов N_{ph} , принимаемых ФПУ за время t_T , постоянно, независимо от положения t_T на оси времени. Тогда вероятность регистрации за время t_T некоторого числа фотонов, равного n_{ph} , будет подчиняться закону Пуассона:

$$p(n_{ph}, t_T) = \frac{(N_{ph})^{n_{ph}} e^{-N_{ph}}}{n_{ph}!} . \quad (7.9)$$

Дисперсия числа фотонов для распределения Пуассона равна:

$$\sigma^2(n_{ph}) = N_{ph} . \quad (7.10)$$

Поскольку квантовая эффективность идеального ФПУ равна 1, число возникающих за время t_T свободных электронов n_e , создающих фототок будет равно числу фотонов n_{ph} . Это значит, что дисперсия n_e будет равна дисперсии n_{ph} :

$$\sigma^2(n_e) = N_{ph} . \quad (7.11)$$

Выражение (7.11) представляет собой дисперсию фототока, обусловленную квантовым шумом, то есть отношение сигнала к шуму S/N для фототока будет равно:

$$S/N = \frac{\bar{I}_{ph}^2}{\sigma^2(\bar{I}_{ph})} = \frac{N_{ph}^2}{N_{ph}} = N_{ph} . \quad (7.12)$$

При прямом детектировании среднее значение мощности падающего излучения будет равно:

$$\bar{P} = hf \cdot \frac{N_{ph}}{t_T} , \quad (7.13)$$

где $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка, f – частота оптического излучения. С учетом (7.12) запишем (7.13) в виде:

$$\bar{P} = hf \cdot \frac{S/N}{t_T} . \quad (7.14)$$

Квантовый предел детектирования достигается при $S/N = 1$, то есть при пороговой мощности P_q равной:

$$P_q = \frac{hf}{t_T} . \quad (7.15)$$

Из (7.15) следует, что для детектирования оптического излучения достаточно, чтобы на фоточувствительную площадку ФД за время t_T попал хотя бы один фотон.

Если квантовая эффективность ФПУ равна $\eta < 1$, она появится в выражении для пороговой мощности P_q :

$$P_q = \frac{hf}{\eta t_T} . \quad (7.15)$$

Рассмотрим теперь случай, когда падающее на фоточувствительную площадку ФД излучение модулировано двухуровневым цифровым сигналом, в котором логическая 1 представляется излучением некоторой интенсивности J в течение интервала t_T , а логический 0 – отсутствием излучения в течение интервала t_T (излучением нулевой интенсивности). Предположим, что вероятности появления логической 1 и логического 0 одинаковы и равны 0.5.

Тогда при приеме логической 1 в течение t_T будет зарегистрировано n_{ph} фотонов. Среднее число зарегистрированных фотонов будет равно N_{ph} , а дисперсия числа зарегистрированных фотонов будет определяться выражением (7.10). При приеме логического 0 будет зарегистрировано 0 фотонов, причем и среднее число зарегистрированных фотонов будет равно 0, и дисперсия числа зарегистрированных фотонов будет равна 0.

Вероятность ошибки p_e в этом случае будет равна:

$$p_e = 0.5 \cdot p(0|1), \quad (7.16)$$

где $p(0|1)$ – вероятность того, что при приеме логической 1 в течение t_T не будет зарегистрировано ни одного фотона. Из (7.9) получаем:

$$p(0|1) = e^{-N_{ph}}. \quad (7.17)$$

Из (7.16) и (7.17) можно получить минимально необходимое число фотонов для получения заданной вероятности ошибки:

$$N_{ph} = \ln 0.5 - \ln p_e. \quad (7.18)$$

Для ФПУ с квантовой эффективностью η (7.18) примет вид:

$$N_{ph} = \frac{\ln 0.5 - \ln p_e}{\eta}. \quad (7.19)$$

На рис. 7.2 показана зависимость минимально необходимого числа фотонов N_{ph} от вероятности ошибки при различных значениях квантовой эффективности η .

Из (7.19) можно получить выражение для пороговой мощности излучения, ограниченной квантовой природой света, в рассматриваемом случае:

$$P_q = \frac{hf}{2\eta t_T} N_{ph} = \frac{hf}{2\eta} B \cdot (\ln 0.5 - \ln p_e), \quad (7.20)$$

где $B = 1 / t_T$ – скорость передачи данных в бит/с.

На рис. 7.3 показаны результаты расчетов по выражению (7.20) зависимостей пороговой мощности излучения P_q от скорости передачи B при $p_e = 10^{-12}$.

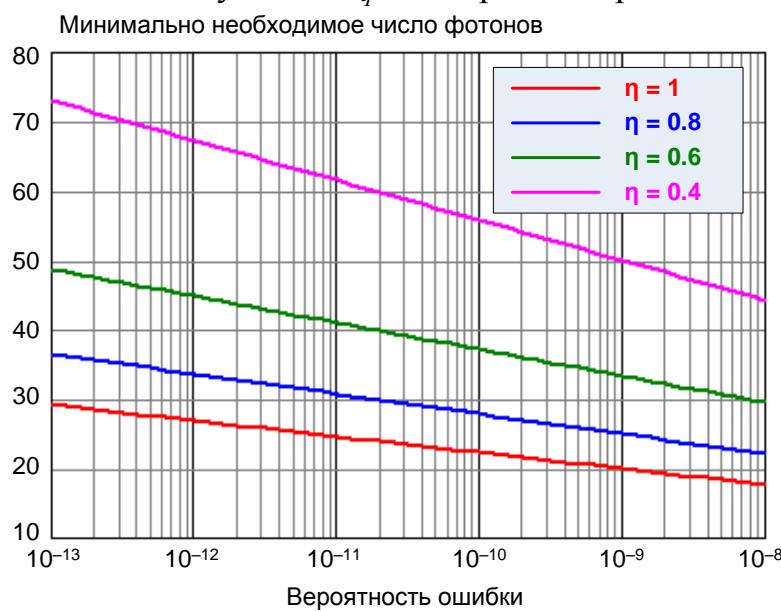


Рис. 7.2. Зависимость необходимого количества фотонов на тактовый интервал от вероятности ошибки

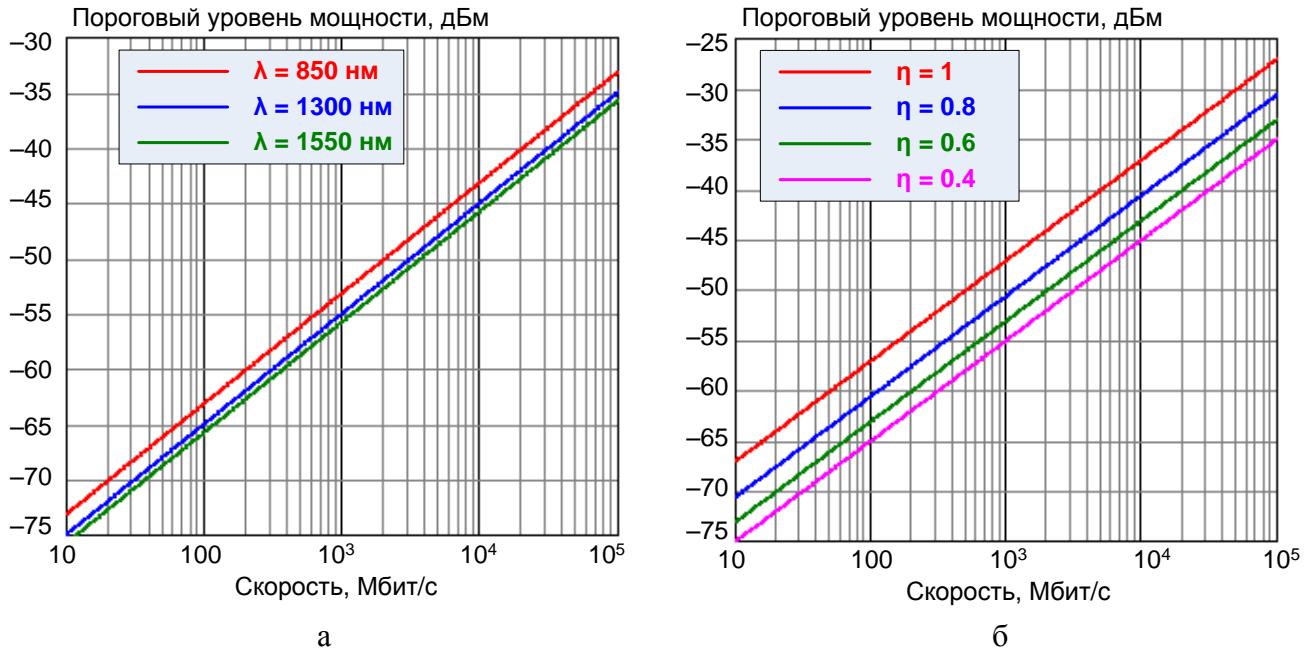


Рис. 7.3. Зависимость порогового уровня мощности от скорости передачи при $p_e = 10^{-12}$: а – $\eta = 0.8$, б – $\lambda = 850$ нм.

7.3. Фотоприемные устройства с прямым детектированием

В ВОСП, обеспечивающих скорость передачи до 10 Гбит/с, в основном используются ФПУ с прямым детектированием оптических сигналов.

Обобщенная структурная схема ФПУ прямого детектирования приведена на рис. 7.4. Она включает оптический предусилитель, ФД, усилитель фототока, корректор и усилитель напряжения с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Некоторые элементы структурной схемы, например предусилитель, могут отсутствовать.



Рис. 7.4. Обобщенная структурная схема ФПУ.

Оптический предусилитель 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, который представляет собой электрический фильтр. Назначение корректора – максимизировать отношение сигнал/шум на входе регенератора электрических сигналов.

Усилитель напряжения усиливает сигнал до требуемых величин для дальнейшей обработки сигнала. В ФПУ часто используют схему АРУ, которая компенсирует изменения затухания линейного тракта, изменения мощности излучателя, изменение параметров ФД (особенно ЛФД), усилителей фототока и напряжения.

Заключительным этапом обработки принятого сигнала (цифрового) является его регенерация, под которой понимают полное восстановление передаваемого сигнала. Восстанавливается сигнал в 3R регенераторе. Акроним 3R означает, что регенерируется не только амплитуда (reamplifying) и форма импульсов (reshaping), но и положение импульсов на временной шкале (retiming).

ФПУ с прямым детектированием предназначены для приема оптических сигналов с амплитудной модуляцией или модуляцией по мощности (интенсивности). Если принимаемый сигнал был модулирован иначе, необходимо преобразовать исходную модуляцию в амплитудную.

На рис. 7.5а 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 преобразователь фазовой манипуляции в амплитудную. Он представляет собой интерферометр Маха-Цендера (ИМЦ), в одно из плеч которого вместо фазового модулятора включено устройство задержки на время, равное тактовому интервалу t_T . После ИМЦ сигналы с одинаковыми фазами складываются, а сигналы в противофазе подавляются, и сигналы приобретают модуляцию по интенсивности (рис. 7.5б) и могут регистрироваться ФПУ с прямым детектированием.

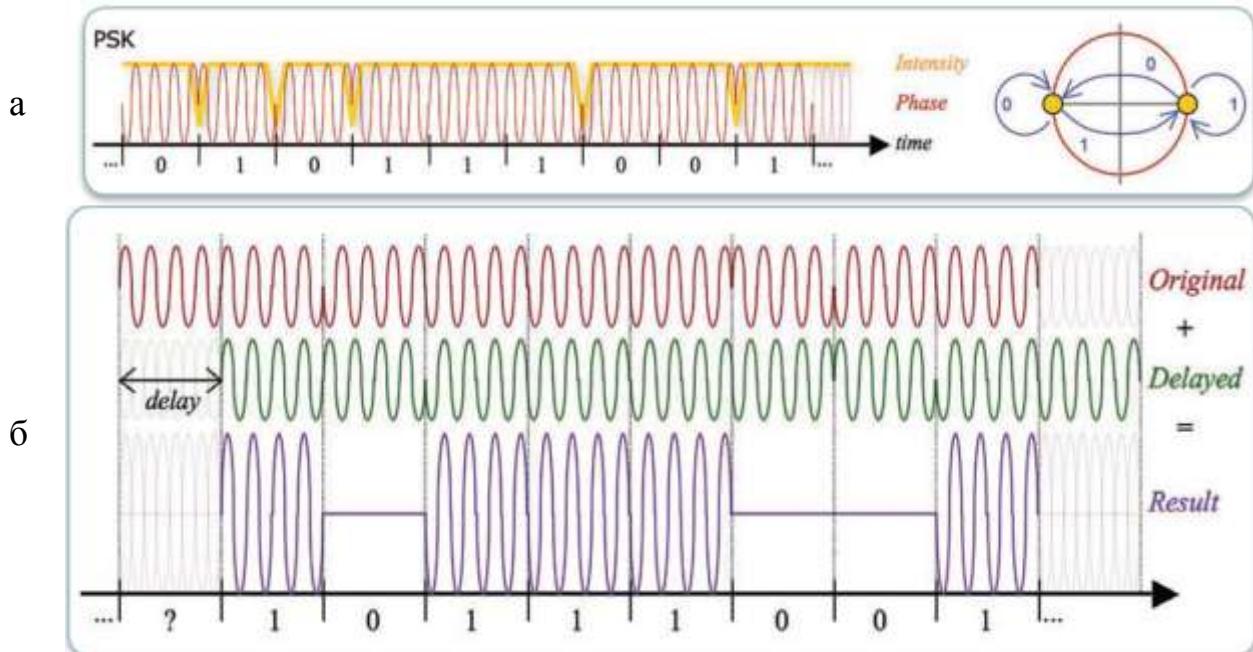


Рис. 7.5. Временные и фазовые диаграммы сигнала NRZ DPSK (а) и преобразование фазовой модуляции в амплитудную (б).

7.4. Регенерация принятого сигнала. Вероятность ошибки. Параметр Q

Регенерация носит пороговый характер: когда напряжение $u_r(t)$ в схеме сравнения в момент принятия решения больше порогового значения U_{por} , то восстанавливается «1», а если оно меньше, то восстанавливается «0» (рис. 7.6). Слабые возмущения сигнала при этом устраняются полностью, что и обуславливает высокую помехозащищенность цифровых линий.

Считается, что цифровой сигнал восстановлен полностью, если коэффициент ошибок (BER) меньше специфицированного для данной линии значения (обычно 10^{-12}). Коэффициент ошибок является мерой вероятности ошибки в линии.

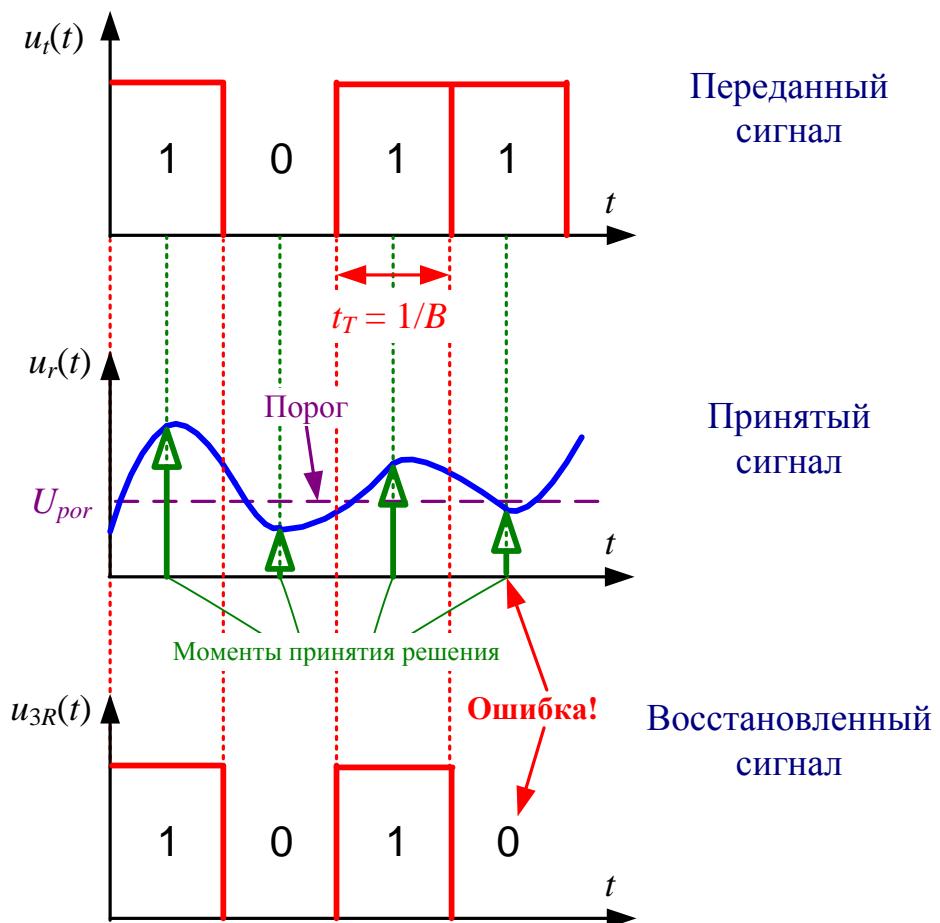


Рис. 7.6. Регенерация сигнала в формате NRZ: $u_t(t)$ – исходный (модулирующий) сигнал, $u_r(t)$ – принятый сигнал на входе регенератора, $u_{3R}(t)$ – сигнал на выходе регенератора.

Наряду с коэффициентом ошибок используется другой, однозначно связанный с ним параметр, называемый параметром Q или Q-фактором. Связь между коэффициентом ошибок и Q-фактором имеет вид:

$$BER = \frac{erfc\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)}{2} = \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (7.21)$$

На рис. 7.7 показана зависимость BER от Q. Видно, что коэффициенту ошибок 10^{-12} соответствует значение Q, примерно равное 7.

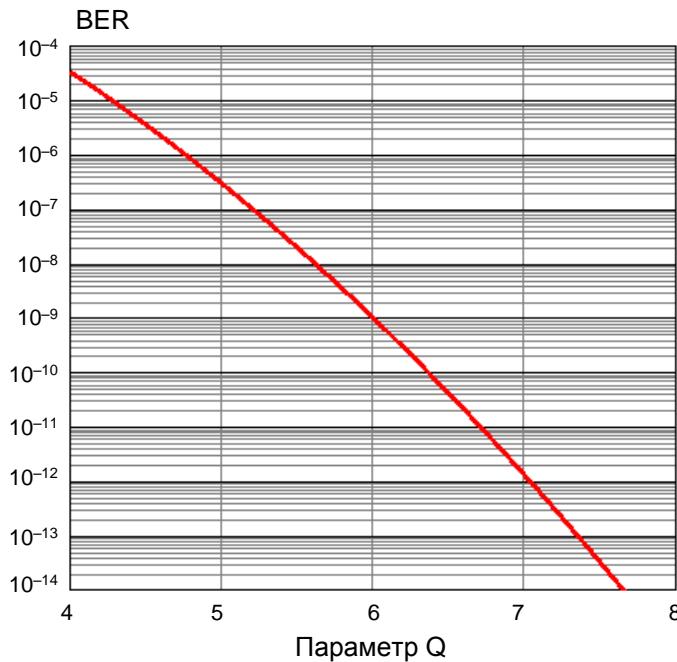


Рис. 7.7. Зависимость коэффициента ошибок от величины параметра Q

Параметр Q относится к системным параметрам ЦСП (рекомендации МСЭ G.972 и G.976). Он измеряется проще, чем коэффициент ошибок, может измеряться без перерыва связи. Измерения проводятся по «глаз-диаграмме» и методом сдвига порога решения (МСТ – Э О.201).

Из рис. 7.10 видно, что коэффициент ошибок существенно зависит от правильного выбора порогового значения.

Будем считать, что ФПУ принимает бинарный сигнал с мощностями сигнала P_1 и P_0 , соответствующими передаче логической 1 и 0, соответственно. Полагая, что полоса пропускания преобразователя Δf достаточна для неискаженной передачи сигнала, получим для выходных напряжений сигнала U_{1s} , U_{0s} и дисперсии шумов $\sigma^2(U_{1n})$, $\sigma^2(U_{0n})$ при передаче логической 1 и 0, соответственно.

$$U_{1s} = I_{ph1}R = S \cdot P_1 \cdot M \cdot R, \quad (7.22)$$

$$U_{0s} = I_{ph0}R = S \cdot P_0 \cdot M \cdot R, \quad (7.23)$$

$$\sigma^2(U_{1n}) = [\sigma^2(I_{d1}) + \sigma^2(I_a)] \cdot K_I^2 \cdot \Delta f_1 + U_y^2 \cdot \Delta f_2, \quad (7.24)$$

$$\sigma^2(U_{0n}) = [\sigma^2(I_{d0}) + \sigma^2(I_a)] \cdot K_I^2 \cdot \Delta f_1 + U_y^2 \cdot \Delta f_2, \quad (7.25)$$

где $\Delta f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot R^2} \int_0^\infty K_I^2(\omega) \cdot d\omega$ и $\Delta f_2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty K_u(\omega) \cdot d\omega$ - эквивалентные полосы пропускания УФТ для источников тока и напряжения.

На рис. 7.8а показаны зависимости плотности вероятности мгновенных значений напряжения на входе решающего устройства регенератора при приеме логической «1» и «0». Расчеты проведены для следующих исходных данных: $C_p=2.5$ Гбит/с, $R=100$ Ом, $C_{ex}=1$ пФ, $P_I=25$ мкВт, $P_0=2.5$ мкВт, $M=5$. Напряжения на выходе ФПУ составили: $U_{Is}=1$ В, $U_{0s}=0.1$ В, $U_{In}=0.015$ В, $U_{0n}=0.085$ В. Шумы предполагались гауссовскими. Для того, чтобы увидеть пересечения распределений сигналов при приеме логического «0» и «1» на рис. 7.8б те же зависимости показаны в логарифмическом масштабе. На рисунке хорошо видно, как надо выбирать порог решения.

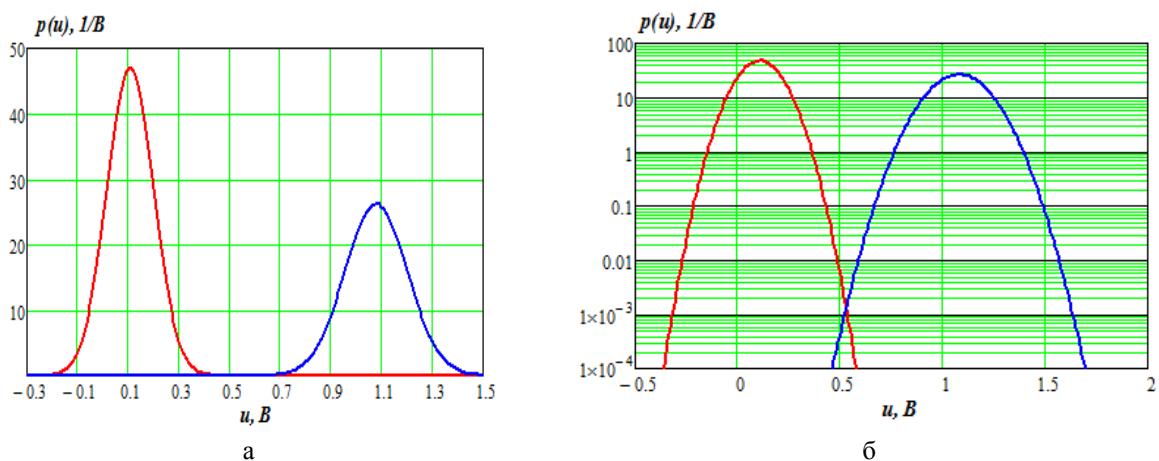


Рис.7.8. Плотности вероятности напряжения на входе решающего устройства при приеме логической 1 и 0 в линейном масштабе (а) и логарифмическом (б).

Можно показать, что оптимальное значение порога составляет:

$$U_{por} = \frac{U_{1s} \cdot U_{n0} + U_{0s} \cdot U_{n1}}{U_{n0} + U_{n1}} \quad (7.26)$$

7.5. ФПУ когерентного приема.

Существуют две разновидности когерентного приема – гетеродинный и гомодинный. Оптический **гетеродинный прием** основан на смешивании излучения сигнала частоты ω с излучением опорного источника (гетеродина) с частотой ω_r , близкой к частоте сигнала. Для смешивания излучений используют полупрозрачные зеркала (ППЗ) или направленные ответвители (НО) (рис. 7.9).

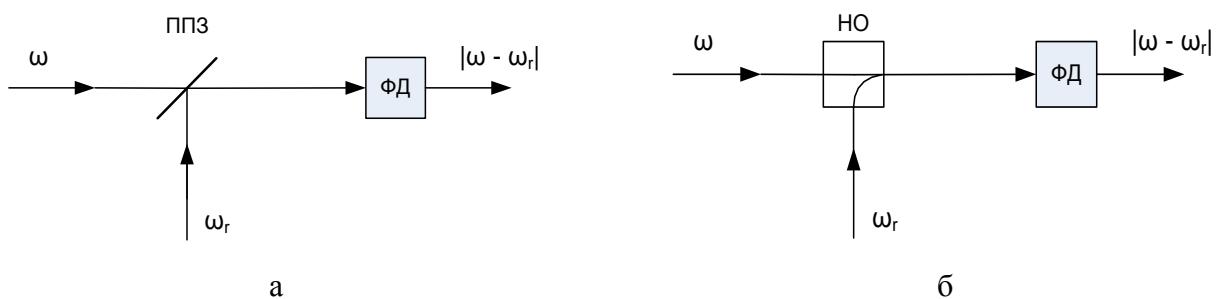


Рис. 7.9. Когерентное преобразование оптического сигнала.

Выше было показано, что фототок в этом случае определяется выражением (7.8) и содержит полезную переменную составляющую I_{phu} с разностной частотой $\omega - \omega_r$. Выразим ее через мощности излучения сигнала P и гетеродина P_r :

$$I_{phu} = -2SM \sqrt{P \cdot P_r} \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r) \quad (7.27)$$

В ФПУ когерентного приема на частоту $\omega - \omega_r$ настраивается последующий усилитель, который называют усилителем промежуточной частоты (УПЧ). УПЧ отфильтровывает и усиливает эту составляющую фототока. С выхода УПЧ сигнал поступает на демодулятор.

Рассмотрим амплитудную модуляцию сигнала с верхней частотой f_{upp} . В этом случае спектр фототока будет содержать несущую частоту $\omega - \omega_r$ и две боковых полосы с общей шириной спектра $\Delta f = 2f_{upp}$. Этот спектр выделяет УПЧ и подает на демодулятор – квадратичный детектор. Мощность сигнала на выходе квадратичного детектора пропорциональна произведению квадрата фототока на сопротивление нагрузки R_d :

$$P_{dm}(t) = I_{phu}^2 R_d = 2S^2 M^2 P(t) P_r R_d^1. \quad (7.28)$$

Одним из основных источников шума при таком приеме будет дробовой шум, вызываемый излучением гетеродина. Для СКО шумового тока, обусловленного дробовыми шумами гетеродина, можно записать:

$$\sigma^2(I_{dr}) = 2q_e S M P_r \Delta f = 4q_e S M P_r f_{upp}. \quad (7.29)$$

Мощность шумов при приеме будет равна:

$$P_n = \sigma^2(I_{dr}) R_d = 4q_e S M P_r R_d f_{upp}. \quad (7.30)$$

Определим пороговую мощность сигнала, соответствующую отношению сигнала к шуму, равному 1. Приравнивая (7.28) к (7.30) и решая полученное уравнение относительно P , получим:

$$P_{min} = \frac{2q_e f_{upp}}{SM}. \quad (7.31)$$

Разновидностью гетеродинного приема является **гомодинный прием**, когда частота гетеродина выбирается равной несущей частоте сигнала. В этом случае (7.21) примет вид:

$$I_{phu} = -2SM \sqrt{P(t) \cdot P_r} \quad (7.32)$$

Из (7.31) следует, что в этом случае демодулятор не нужен, а требуемая полоса пропускания $\Delta f = f_{upp}$ выделяется усилителем сигнала, который по существу представляет собой фильтр низких частот с подавлением постоянной составляющей. Мощность электрического сигнала при гомодинном приеме будет равна

$$P_{dmg}(t) = I_{phu}^2 R_d = 4S^2 M^2 P(t) P_r R_d, \quad (7.33)$$

а мощность шумов:

¹ Поясним, как получен результат: $I_{phu}^2 = 4S^2 M P(t) P_r \cos^2((\omega - \omega_r)t) = 2S^2 M P(t) P_r + 2S^2 M P(t) P_r \cos(2(\omega - \omega_r)t)$.

Второе слагаемое будет отфильтровано при детектировании, то есть можно записать: $I_{phu}^2 = 2S^2 M P(t) P_r$.

$$P_{ng} = \sigma^2 (I_{dr}) R_d = 2q_e SMP_r R_d f_{upp}. \quad (7.34)$$

Пороговая мощность сигнала в этом случае составит:

$$P_{\min} = \frac{q_e f_{upp}}{2SM}. \quad (7.35)$$

Сопоставляя (7.28) и (7.30) с (7.33) и (7.34), можно сделать вывод, что при гомодинном приеме мощность полезного сигнала оказывается в 2 раза больше, а мощность шумов – в 2 раза меньше (за счет сужения в 2 раза полосы частот сигнала Δf), чем при гетеродинном приеме. Таким образом, гомодинный прием при использовании амплитудной модуляции обеспечивает в 4 раза большее отношение мощностей сигнала к шуму, чем гетеродинный прием. Из выражений (7.31) и (7.35) следует, что пороговая мощность сигнала при гомодинном приеме в 4 раза меньше, чем при гетеродинном.

При достаточной мощности гетеродина рассмотренные когерентные методы приема позволяют достичь квантового предела детектирования.

При гетеродинном и гомодинном приеме требуется обеспечить согласование волновых фронтов на поверхности фотодиода принимаемого излучения и излучения гетеродина. Частоты модулируемого источника излучения и гетеродина должны быть достаточно стабильными.

Рассмотрим когерентное ФПУ для сигналов DP QPSK (рис. 7.10), формирование которых было рассмотрено в главе 3. Входной сигнал ФПУ P с помощью поляризационного сплиттера (PBS1) делится на две ортогональные поляризационные компоненты, каждая из которых смещивается с непрерывным излучением опорного лазера P_r в двух 90° оптических смесителях (polarization-diversity 90° -degree optical hybrid) (рис. 7.11).

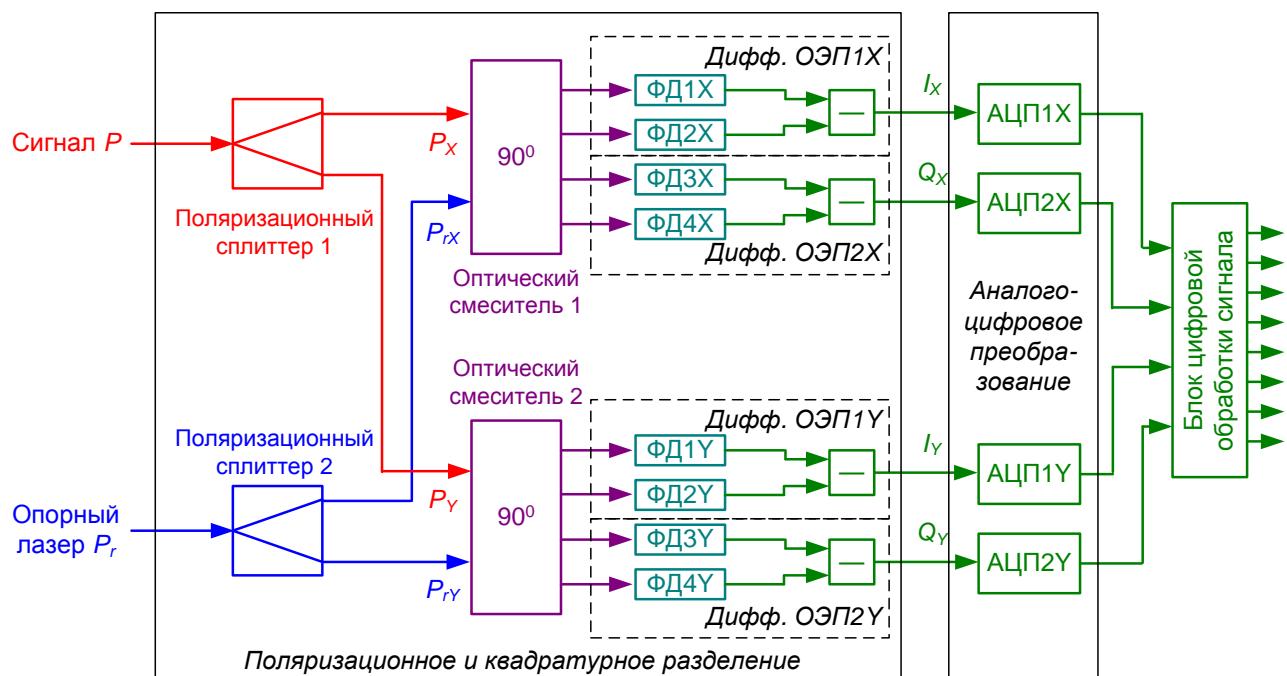


Рис. 7.10. Упрощенная структурная схема для приема сигналов с форматом модуляции DP QPSK.

На выходе каждого смесителя формируются 4 оптических сигнала, которые являются комбинациями входного оптического сигнала и излучения опорного лазера. Эти сигналы поступают на дифференциальные оптоэлектронные преобразователи (ОЭП), каждый из которых состоит из двух фотодиодов и схемы вычитания. На выходах ОЭП 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).

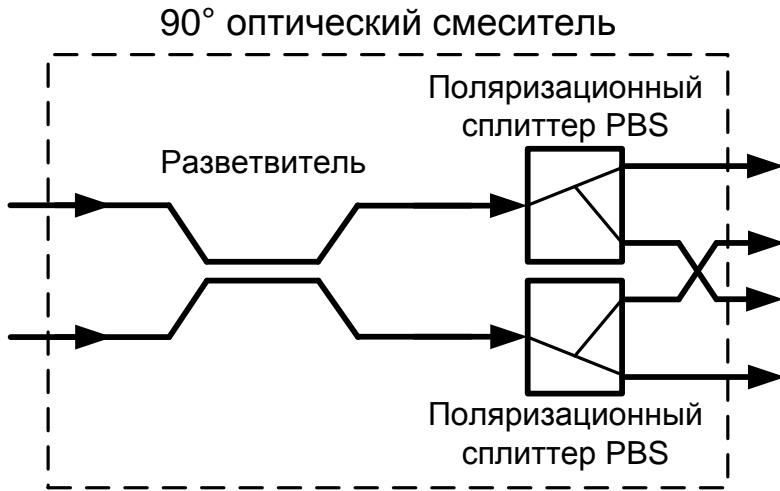


Рис. 7.11. Оптический смеситель в схеме когерентного ФПУ на рис. 7.7.

Аналоговые сигналы с выходов балансных фотоприемников оцифровываются в быстродействующих АЦП. Частота дискретизации АЦП выбирается из условия 2 отсчета на 1 бод, то есть при битовой скорости 100 Гбит/с она составит 50 ГГц. После АЦП сигналы поступают в блок цифровой обработки сигналов (ЦОС). Обработка состоит из нескольких операций (рис. 7.12).

На первом шаге блок ЦОС осуществляет синхронизацию и коррекцию отсчетов компонентов сигналов и их сглаживающую фильтрацию. При этом:

- устраняются ошибки, например, связанные с относительной задержкой выборок между I и Q компонентами сигнала и поляризационными искажениями в оптическом смесителе,
- производится преобразование асинхронной частоты дискретизации АЦП (50 Гигаотсчетов в секунду) в частоту 2 отсчета на символ,
- сглаживание отсчетов, устраняющее неравенство амплитуд из-за различия в величинах токовой чувствительности балансных приемников и отклонения от номинальных значений фазовых задержек в смесителе.

На втором шаге производится электронная компенсация дисперсии в линии. Такая компенсация возможна потому, что при когерентном приеме в электрическом сигнале сохраняется полная информация о комплексной огибающей оптического поля. Компенсация дисперсии проводится независимо для электрических сигналов, соответствующих двум ортогональным поляризациям оптического сигнала.

На третьем шаге применяется алгоритм поиска постоянного значения модуля сигнала (СМА — constant modulus algorithm). Этот алгоритм обеспечивает ми-

нимизацию отклонения амплитуды сигнала от некоторого искомого среднего значения.

На четвертом шаге оценивается и устраняется разность частот между опорным лазером и оптической несущей принятого сигнала, которая приводит к вращению фазовой диаграммы.

На пятом шаге оценивается и компенсируется фазовый шум.

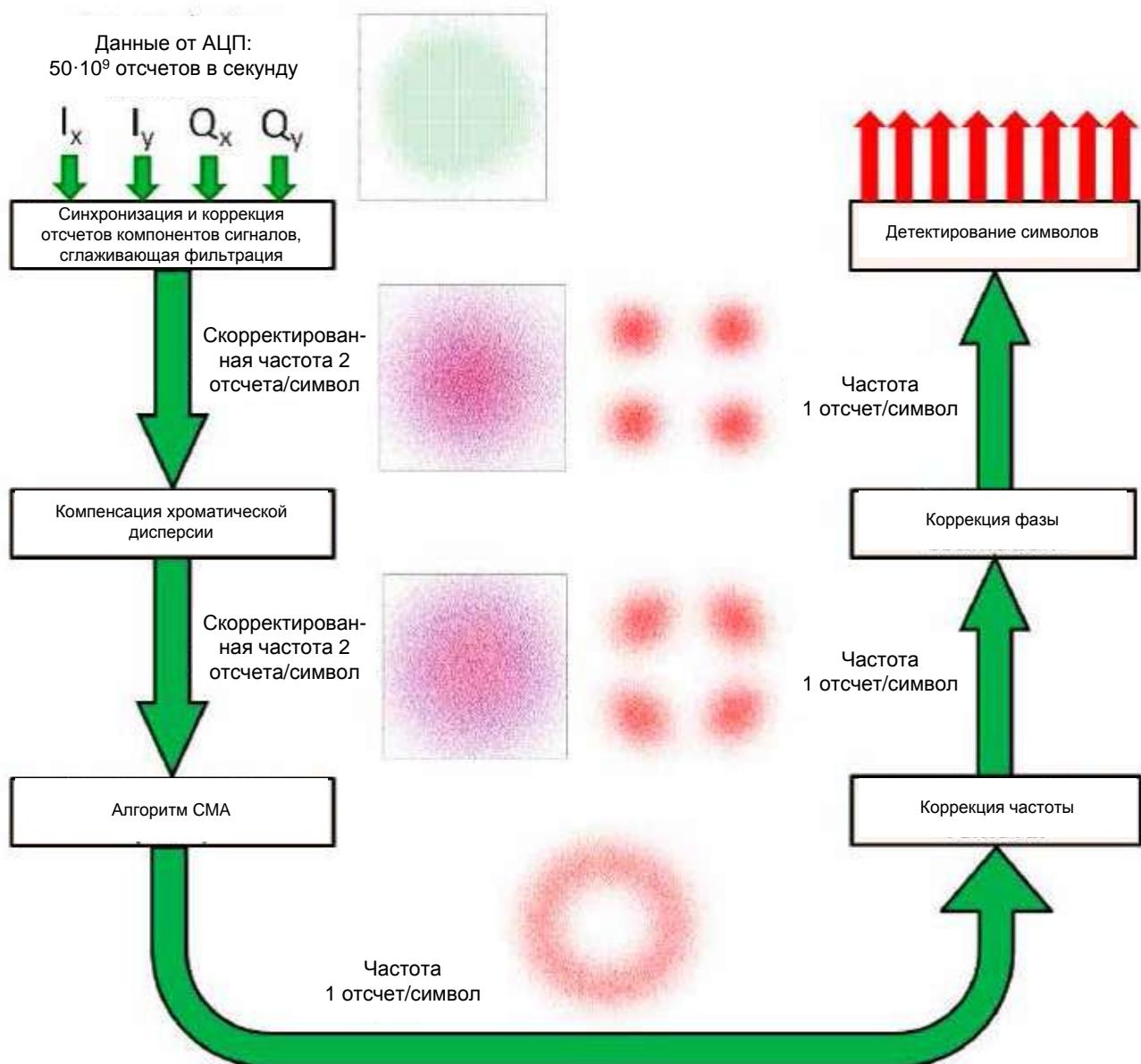


Рис. 7.12. Операции, выполняемые блоком ЦОС.

На заключительном этапе определяются значения принятых символов и применяется алгоритм исправления ошибок (FEC), который позволяет уменьшить коэффициент ошибок (BER) от $2 \cdot 10^{-2}$ до 10^{-12} .