

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.

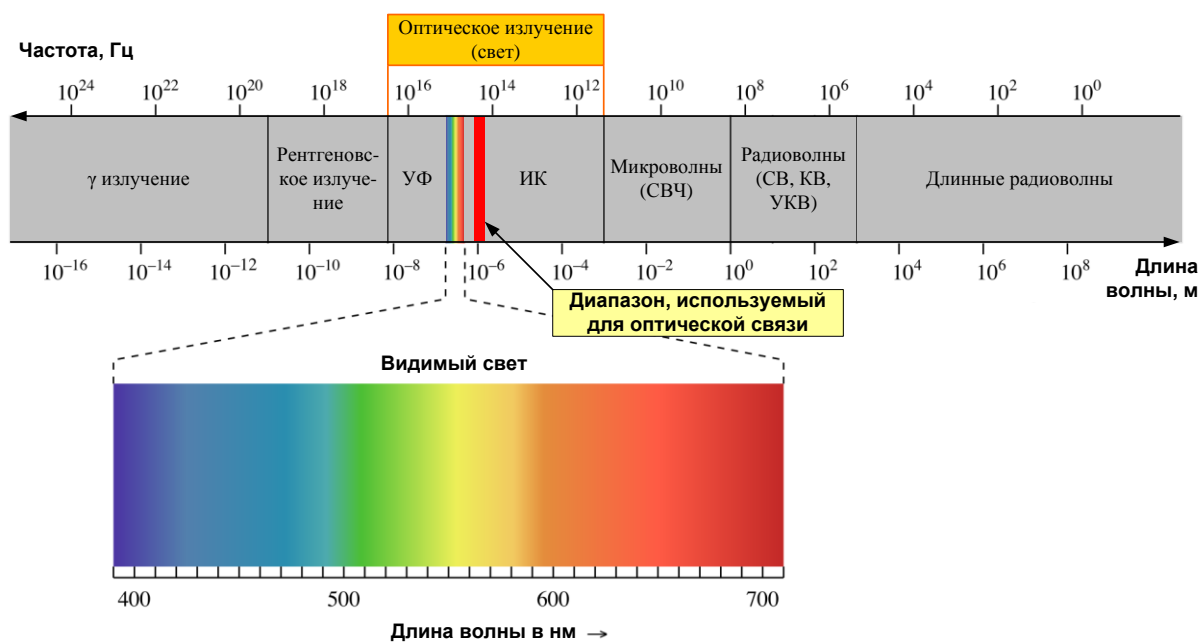


Рис. 1.1. Электромагнитное излучение

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, предназначенной 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 сердцевинной 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 иглки.

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;

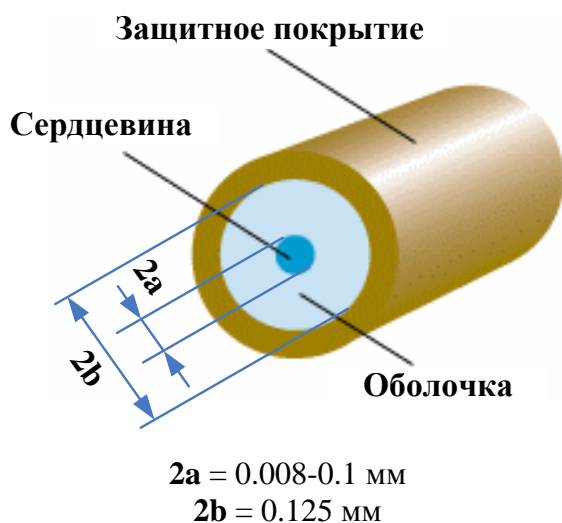


Рис. 1.2. Конструкция и геометрические размеры оптического волокна

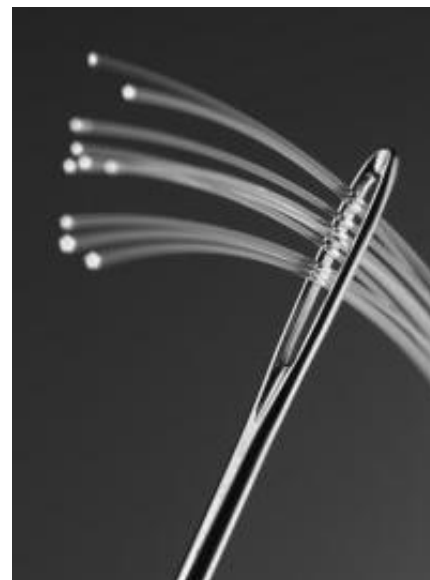


Рис. 1.3. Волокна в игольном ушке.

- 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-

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 полносвязанной 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.

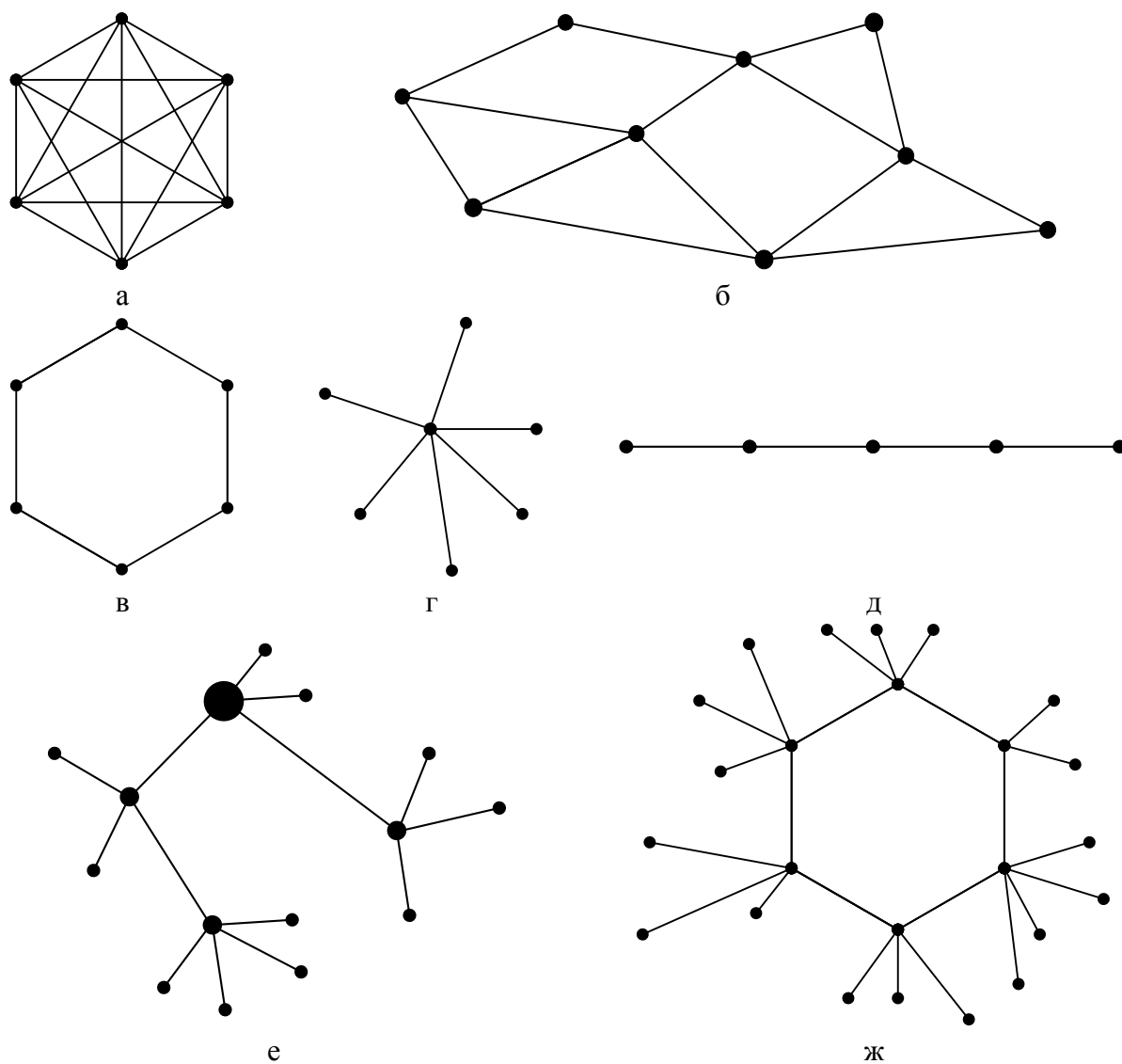


Рис. 1.12. Топологии сетей связи: а – полносвязанная, б – ячеистая, в – кольцевая, г – звездообразная, д – шинная, е – древовидная, ж – радиально-узловая,

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

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 демультимплексирования 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.

Таблица 1.1. Уровни иерархии PDH.

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.

Таблица 1.2. Уровни иерархии SDH.

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 зонавых 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 (ОТН – 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 ОТН (табл. 1.3). Линейный сигнал соответствующего уровня называется оптическим транспортным модулем (Optical Transport Unit – OTU) и обозначается OTU-N.

Таблица 1.3. Уровни иерархии ОТН.

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

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

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).

Стандарт	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	ММ	2	1000
802.3j	1993	10Base-F		840–860	Manchester	ММ	2	2000
Fast Ethernet, 100 Мбит/с								
802.3u	1995	100Base-FX		1260–1355	4B/5B	ММ	2	400
					4B/5B	ОМ		2000
802.3ah	2004	100Base-LX10	Long wavelength	1260–1360	4B/5B	ОМ	2	10 000
		100Base-BX10	Bidirectional long wavelength	D: 1480–1580 U: 1260–1360	4B/5B	ОМ	1	10 000
Gigabit Ethernet, 1 Гбит/с								
802.3z	1998	1000Base-SX	Short wavelength	840–860	8B/10B	ММ	2	550
		1000Base-LX	Long wavelength	1260–1355	8B/10B	ММ		2
						8B/10B	ОМ	
802.3ah	2004	1000Base-LX10	Long wavelength	1260–1360	8B/10B	ОМ	2	10 000
		1000Base-BX10	Bidirectional long wavelength	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	ОМ	1	10 000
		1000Base-PX10	Long wavelength passive optical networks	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	ОМ	1	10 000
		1000Base-PX20	Long wavelength passive optical networks	D: 1480–1500 U: 1260–1360	8B/10B	ОМ	1	20 000
10Gigabit Ethernet, 10 Гбит/с								
802.3ae	2002	10GBase-SR/SW	Short wavelength (LAN/WAN)	840–860	64B/66B	ММ (ОМ3)	2	300
		10GBase-LR/LW	Long wavelength (LAN/WAN)	1260–1355	64B/66B	ОМ	2	10 000
		10GBase-ER/EW	Extra long wavelength (LAN/WAN)	1550	64B/66B	ОМ	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	ММ	2	300
ОМ	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	ОМ	1	20 000
		10GBase-PR	Passive optical networks, D: 10 Гбит/с, U: 10 Гбит/с	D: 1575–1580 U: 1260–1280	64B/66B	ОМ	1	20 000

Стандарт	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	ММ (ОМ3)	8	100
					64B/66B	ММ (ОМ4)		150
		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	ОМ	2	10 000
100 Gigabit Ethernet, 100 Гбит/с								
802.3ba	2010	100GBase-SR10	Short wavelength (10×10Гбит/с)	840-860	64B/66B	ММ (ОМ3)	20	100
					64B/66B	ММ (ОМ4)		150
		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	ОМ	2	10 000
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	ОМ	2	30 000		

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 демультимплексора 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

стабильности излучения источников, параметрам оптических фильтров и мультиплексов. Системы CWDM находят применение на городских и зональных сетях.

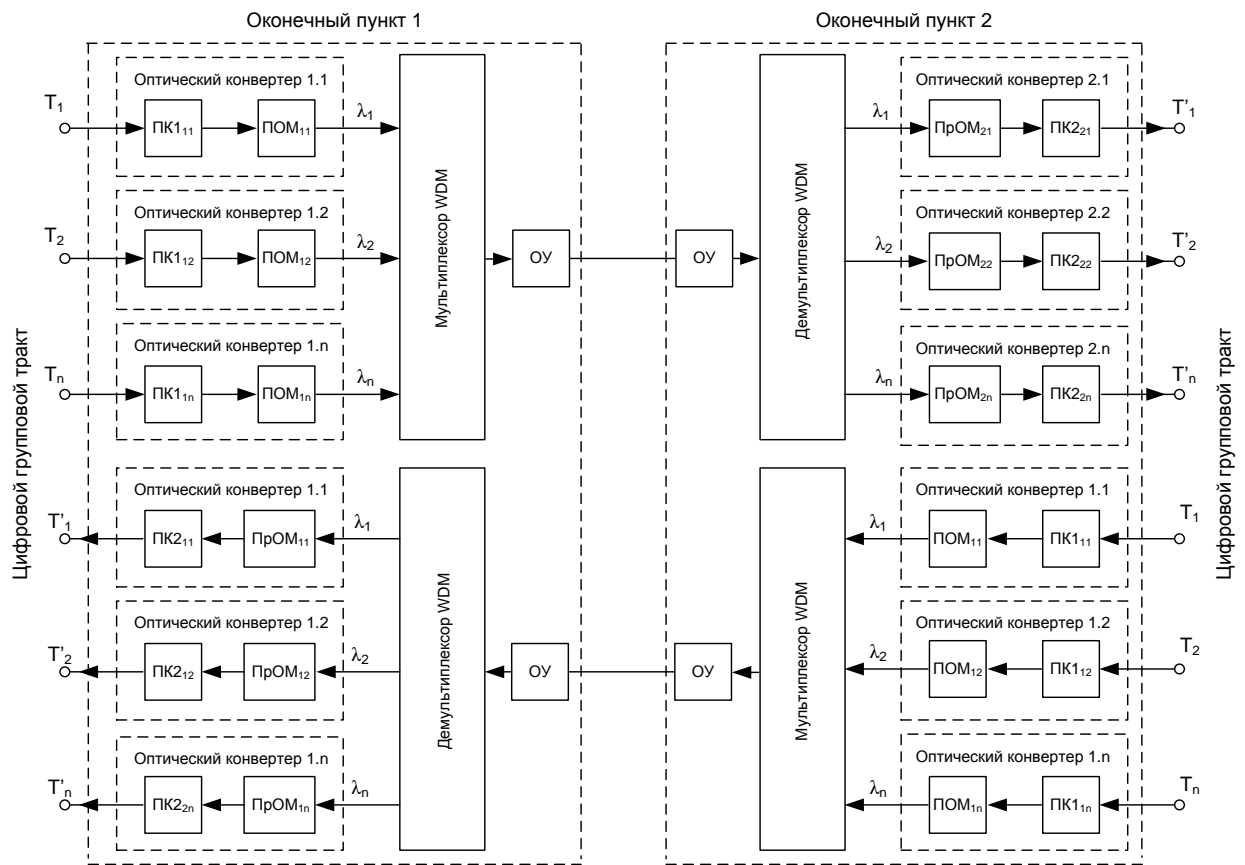


Рис.1.7. Общая схема передачи цифровых сигналов по оптическому линейному тракту со спектральным уплотнением

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

узлом (ONT – Optical Network Terminal или ONU – Optical Network Unit) используются только пассивные оптические компоненты (ОБ, разветвители, разъёмные соединители и т.п.). Упрощенная схема построения одного сегмента PON, обслуживающего N абонентов показана на рис. 1.8.

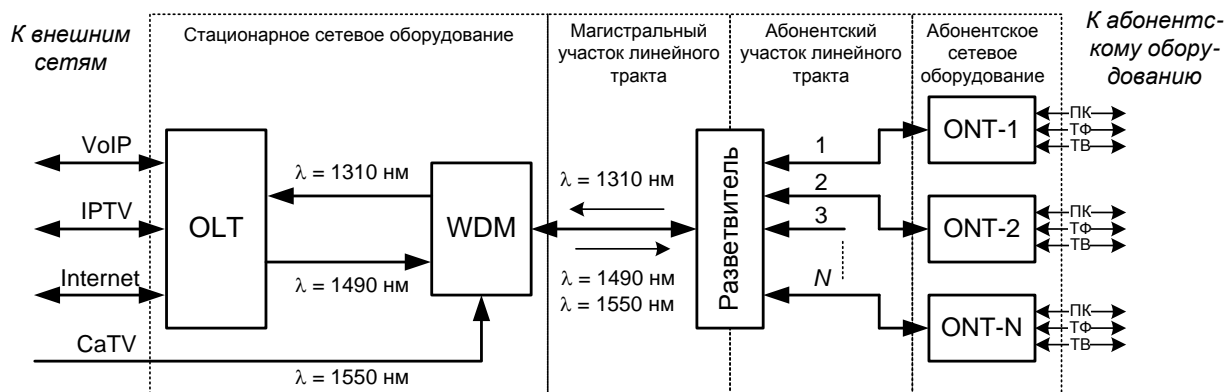


Рис. 1.8. Упрощенная схема одного сегмента PON.

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 ОБ 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 ОБ;

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

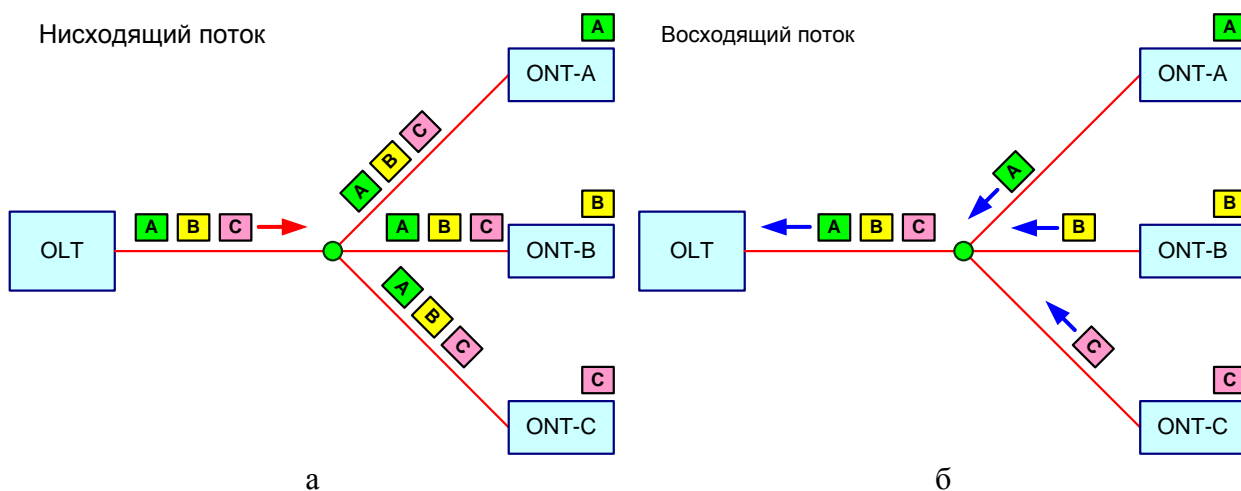


Рис. 1.9. Движение пакетов в сети PON в нисходящем (а) и восходящем (б) потоках.

Табл. 1.5. Основные характеристики современных сетей PON

Характеристики	GPON		GEPON	
	ITU-T		IEEE	
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. Источники излучения для оптических систем связи

2.1. 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, уравниваются 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.

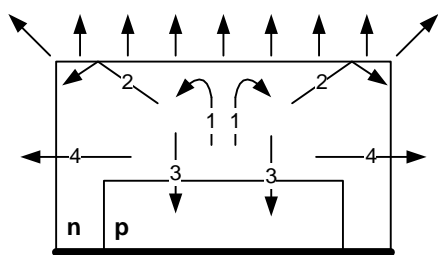


Рис. 2.1. Вывод излучения

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. 2.1).

1. Излучение, возникающее в результате излучательной рекомбинации, характеризуется отсутствием направленности. Часть его вообще не достигает излучающей поверхности источника, образуя обратное (лучи 3 на рис. 2.1) 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**.

2.2. Спонтанная и вынужденная люминесценции

Генерация света в $p-n$ переходе при пропускании через него электрического тока называется электролюминесценцией. Люминесценция бывает спонтанной (рис. 2.2) и вынужденной (рис. 2.3).

При спонтанной люминесценции (рис. 2.2) 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. 2.3). Для того чтобы возникло вынужденное излучение необходимо, чтобы излучательная рекомбинация произошла не са-

¹ О когерентности см. п. 2.3.1.

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

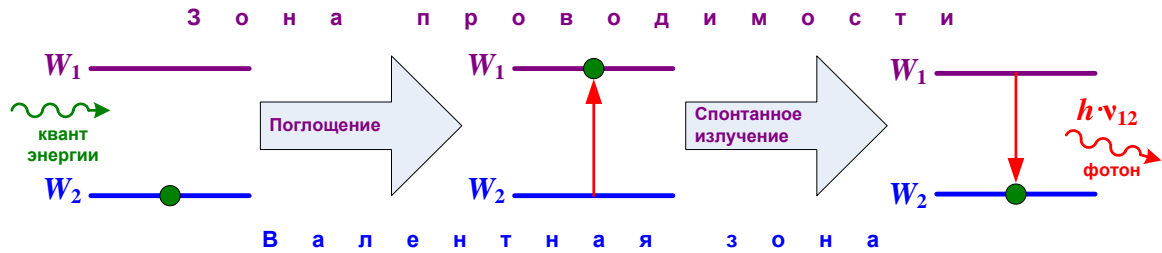


Рис. 2.2. Спонтанная люминесценция

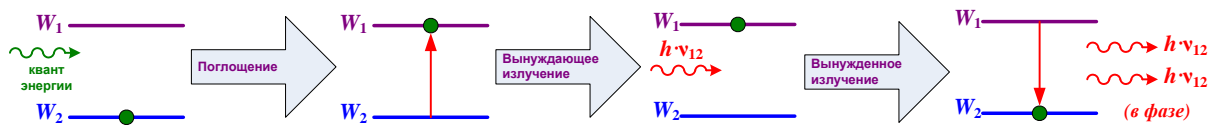


Рис. 2.3. Вынужденная люминесценция

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.

2.3. Светоизлучающие диоды

2.3.1. 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 p-n перехода в К), будут возникать фотоны и с большей энергией. На рис. 2.1 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:

$$\lambda_0 = \frac{h \cdot c}{W_g + \frac{kT}{2}} \approx \frac{h \cdot c}{W_g}, \quad (2.1)$$

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 (2.1)

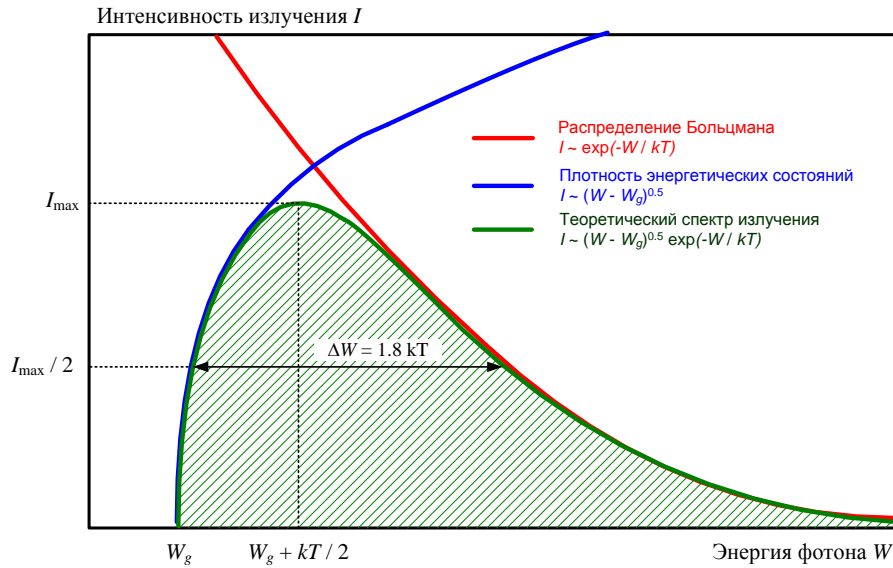


Рис. 2.4. Теоретический спектр излучения p - n перехода².

Ширина запрещенной зоны W_g в (2.1) 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:

$$E_g = \frac{W_g}{k_e}, \quad (2.2)$$

где $k_e = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Дж/эВ. Из (2.1) и (2.2) получаем:

$$\lambda_0 = \frac{b_e}{E_g}, \quad (2.3)$$

где $b_e = hc / k_e = 1.243 \cdot 10^{-6}$ эВ·м.

Параметры наиболее часто используемых для ИИ материалов приведены в табл. 2.1.

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

$$\Delta\lambda \approx \frac{1.8 \cdot k \cdot T}{W_g} \lambda_0 = \frac{1.8T}{\tau_e} \lambda_0^2 \quad (2.4)$$

где $\tau_e = 0.014$ К·м. Второе равенство в (2.4) получено с учетом (2.1).

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 (1эВ = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Дж).

Таблица 2.1.

Материал	Ширина запрещенной зоны при $T = 300 \text{ К}$, 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. 2.5 показаны относительные спектральные характеристики излучения различных $p-n$ переходов. Расчеты проведены в предположении, что спектр излучения СИД имеет форму:

$$F(\lambda) = F_0 \frac{(\Delta\lambda/2)^2}{(\lambda - \lambda_0)^2 + (\Delta\lambda/2)^2}. \quad (2.5)$$

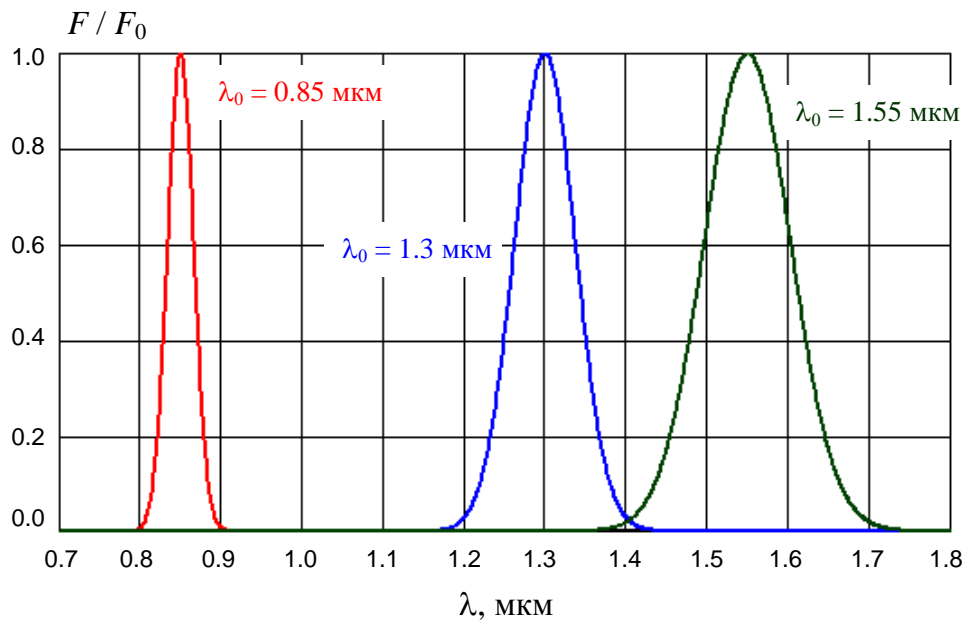


Рис. 2.5. Относительные спектральные характеристики излучения $p-n$ переходов.

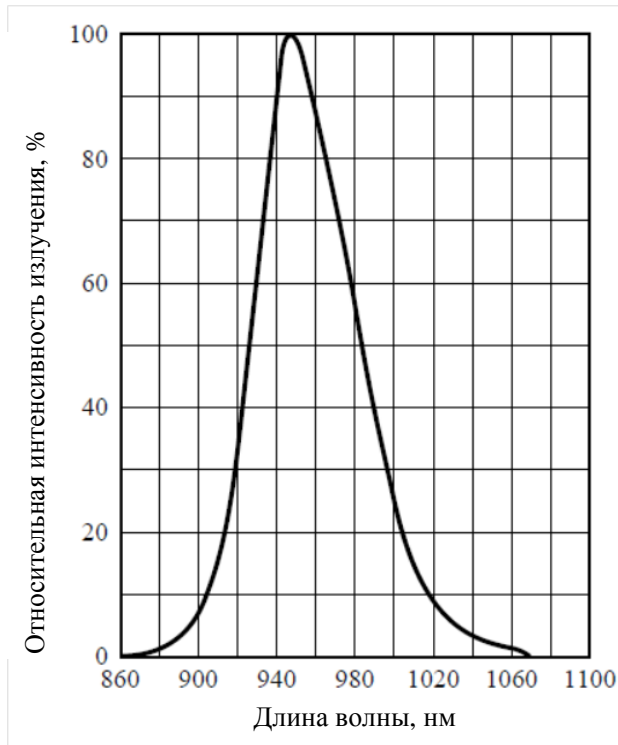


Рис. 2.6. Спектр излучения реального СИД.

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 (2.5). На рис. 2.6 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 через $p-n$ переход. По ваттамперной характеристике можно определить силу тока, необходимую для получения определенной мощности излучения. Типичная статическая излучательная характеристика СИД приведена на рис. 2.7 (экспериментальные данные).

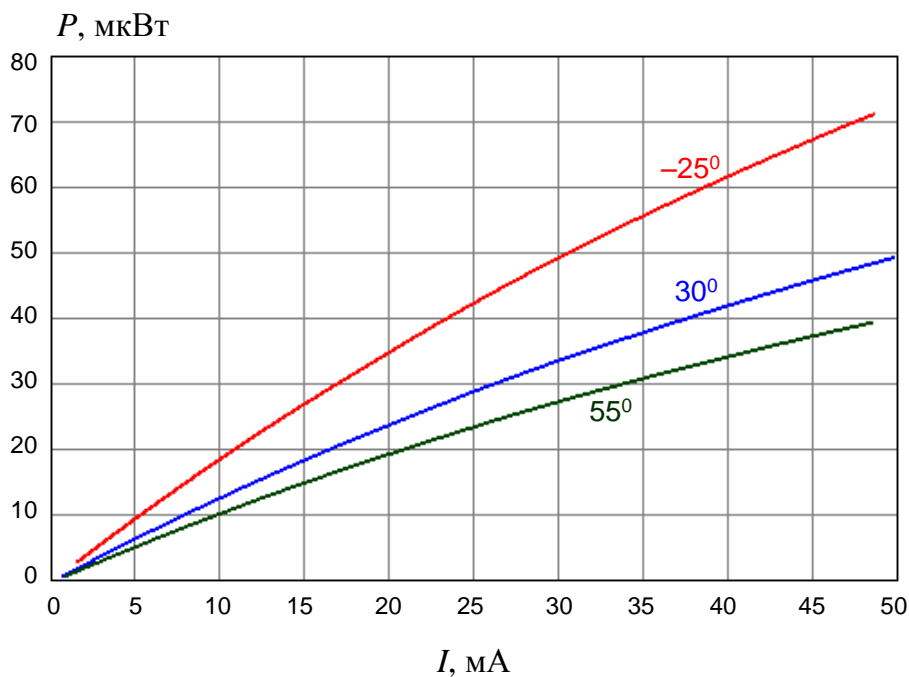


Рис. 2.7. Излучательные характеристики СИД.

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. 2.8, 2.9).

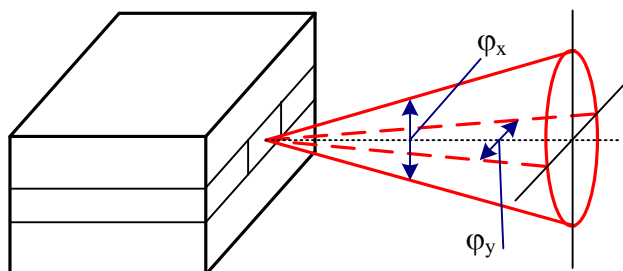


Рис. 2.8. Угловая расходимость излучения СИД

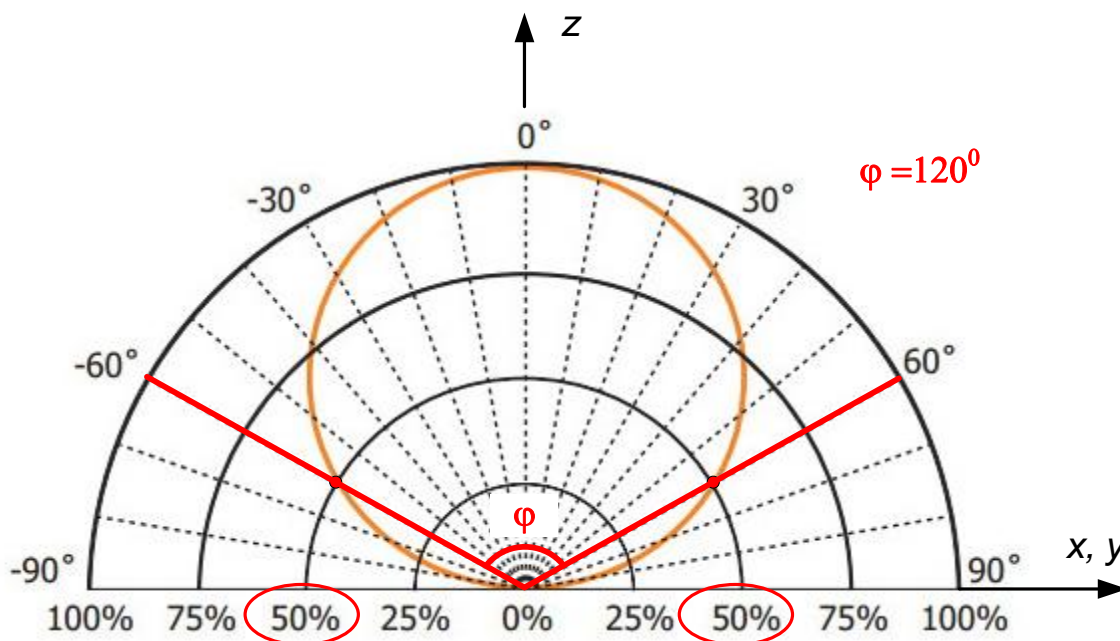


Рис. 2.9. Определение угловой расходимости излучения по диаграмме направленности

2.3.2. 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

$$I = I_0 \left(\exp \left(\frac{U}{m \cdot \varphi_T} \right) - 1 \right), \quad (2.6)$$

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:

$$I_0(T) = I_0(T_0) \cdot 2^{\Delta T / T_y}, \quad (2.7)$$

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

$$T_y = \frac{k \cdot T_0^2}{W_g} \cdot \ln(2), \quad (2.8)$$

На рис. 2.8 приведены вольт-амперные характеристики p - n переходов для наиболее распространенных материалов.

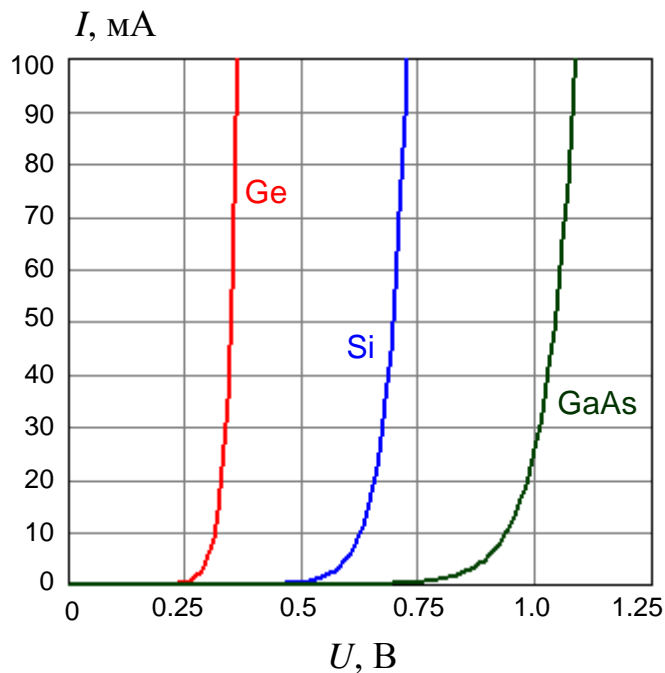


Рис. 2.8. Вольт-амперные характеристики p - n переходов

Амплитудно-частотная характеристика и быстродействие СИД

На рис. 2.9 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 (2.6)

$$r_{dif} = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\varphi_T}{I} \quad (2.9)$$

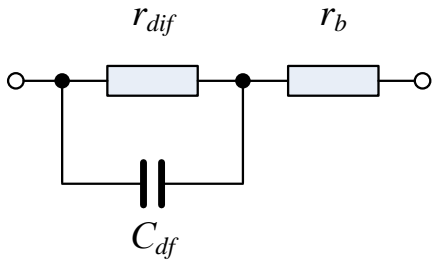


Рис. 2.9. Упрощенная эквивалентная схема излучающего p - n перехода.

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

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

$$C_{df} \approx \frac{k_x \cdot I \cdot \tau_{eff}}{\varphi_T}, \quad (2.10)$$

где $k_x = 0.5 - 1$ – 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:

$$\tau_{eff} \approx \sqrt{\frac{q_e \cdot d \cdot S}{I \cdot B}}, \quad (2.11)$$

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. 2.1.

Для определения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) найдем из (2.9-2.11) постоянную времени источника излучения τ_s :

$$\tau_s = r_{dif} \cdot C_{df} = k_x \cdot \tau_{eff} = k_x \cdot \sqrt{\frac{q_e \cdot d \cdot S}{I \cdot B}}. \quad (2.12)$$

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

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_s^2}}. \quad (2.13)$$

На рис. 2.10 показано семейство АЧХ СИД для различных значений среднего тока через p - n переход:

$$Y = 10 \cdot \lg \frac{F(\omega)}{F(\omega_0)}. \quad (2.14)$$

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

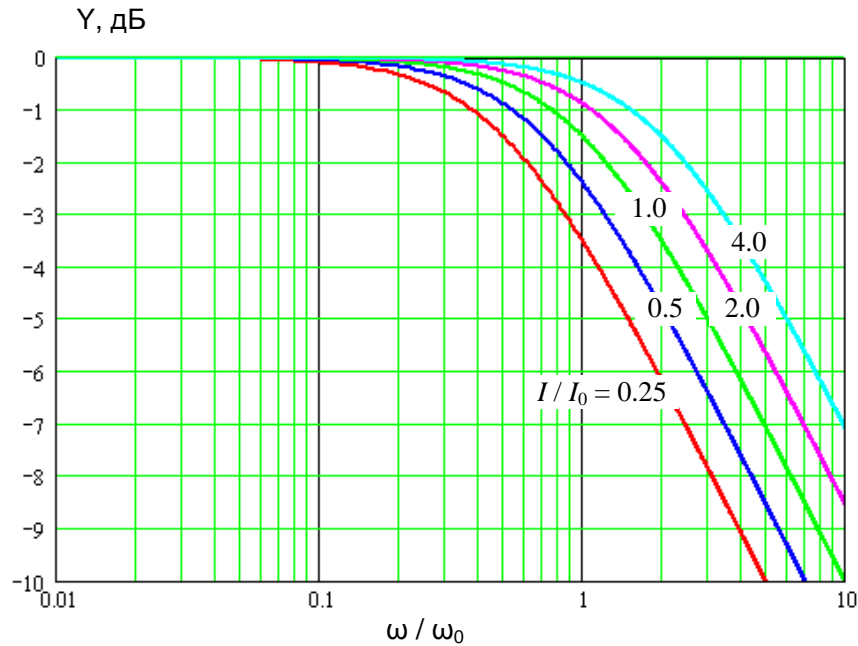


Рис. 2.10. Семейство амплитудно-частотных характеристик СИД при малых входных сигналах

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.

2.3.3. Конструкции СИД

Конструкция СИД должна обеспечивать эффективность вывода излучения из p-n-перехода и ввода его в оптическое волокно. По конструкции различают СИД с плоскостным или поверхностным (рис. 2.11) и торцевым (рис. 2.12) выводом излучения.

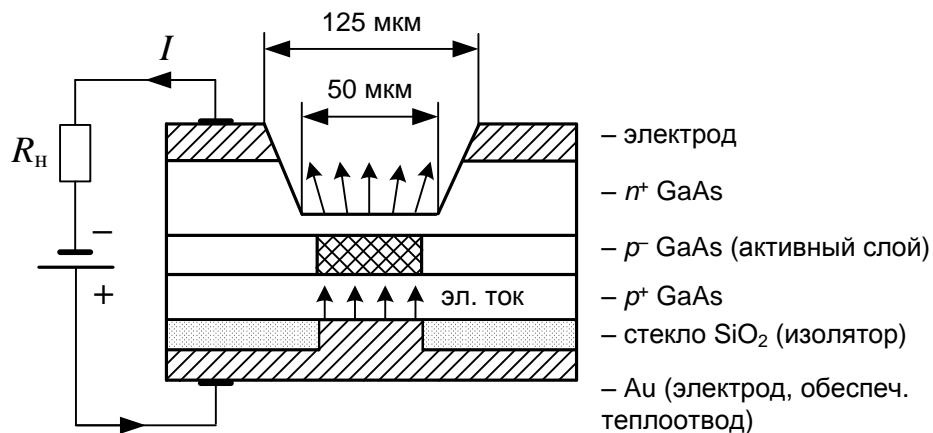


Рис. 2.11. Конструкция и схема включения СИД с плоскостным выводом излучения

В плоскостном СИД спонтанное излучение возникает в тонком слое p-n перехода и выходит в том же направлении, в котором течет электрический

ток (рис. 2.11), 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 ($\varphi_x \approx \varphi_y$) с расходимостью излучения 120 – 150° и вследствие этого низкую эффективность ввода излучения в волокно. Ширина спектра излучения плоскостного СИД составляет 30 – 60 нм.

СИД с торцевым выводом излучения (рис. 2.12) имеют лучшие характеристики. У простейшего торцевого СИД активный слой имеет форму параллелепипеда длиной L , шириной w и толщиной d ($L > w \gg d$). На рис. 2.12 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 – 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.

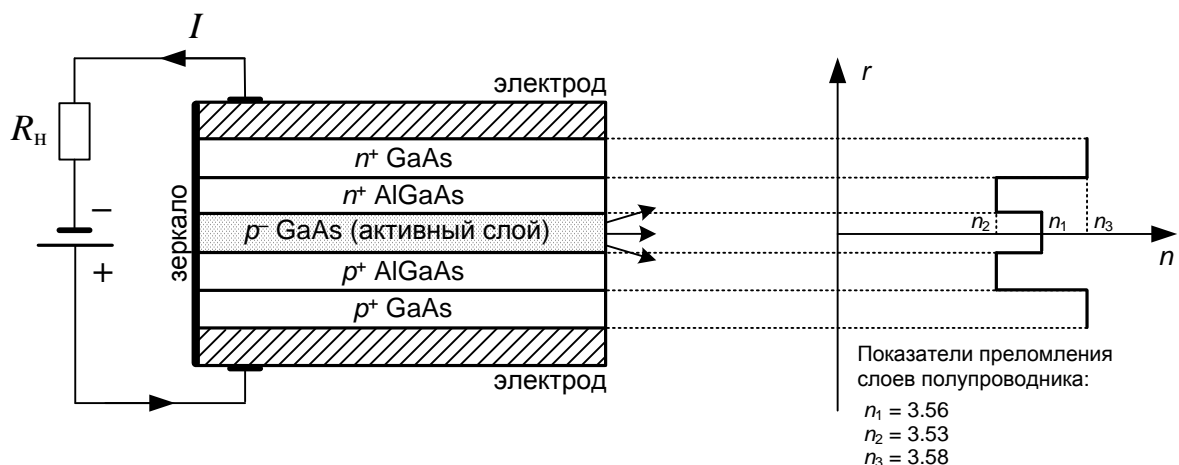


Рис. 2.12. Конструкция и схема включения СИД с торцевым выводом излучения

Торцевые СИД имеют ширину спектра 10 – 30 нм, диаграмму направленности, в поперечном сечении представляющую собой эллипс с углами расходимости по меньшей оси – 30° , а по большей – 120° .

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.

2.3.4. 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.

2.4. Лазерные диоды

2.3.1. 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 :

$$L_k = c \cdot \tau_k. \quad (2.15)$$

Работа ЛД основана на явлении вынужденной люминесценции. Само слово лазер изначально являлось не самостоятельным словом, а аббревиатурой: **L**ight **A**mplification by **S**timulated **E**mission of **R**adiation – усилитель света путем вынужденного излучения.

Условия, при которых возникает усиление света

Пока кристалл полупроводника находится в состоянии равновесия переходы, сопровождающиеся излучением и поглощением света, уравниваются 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 источника количество дополнительной энергии, достаточное для того чтобы вынужденное излучение начало преобладать над спонтанным. Критерием служит возникновение **инверсии населенностей** энергетических уровней –

состояния, когда число возбужденных атомов превышает число невозбужденных.

В полупроводниковых лазерах чаще всего электрическая накачка – пропускание через кристалл электрического тока. Инверсия населенностей 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. 2.13.

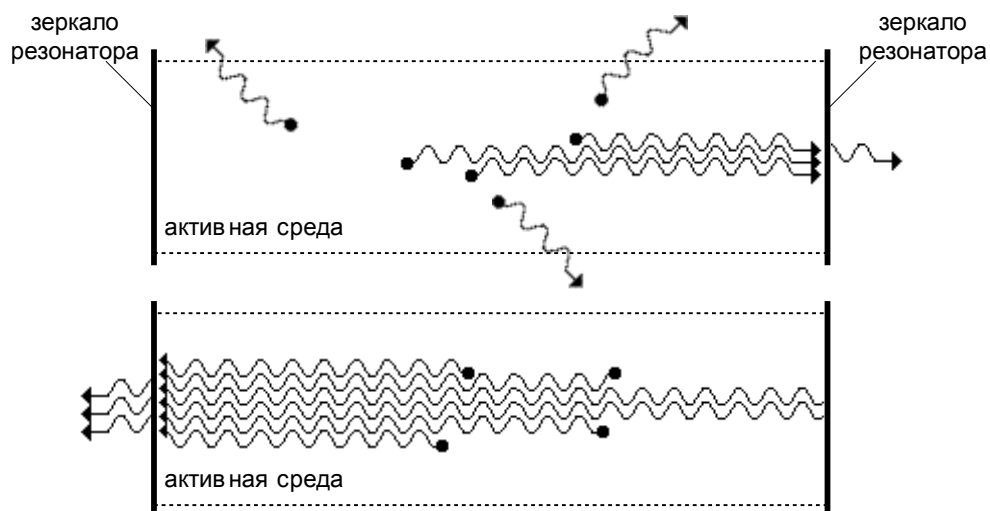


Рис. 2.13. Возникновение генерации в оптическом резонаторе.

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:

$$R_1 R_2 \exp((g - \alpha) \cdot L) \geq 1, \quad (2.16)$$

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:

$$L = i \cdot \frac{\lambda_a}{2} = i \frac{\lambda}{2n_a}, \quad (2.17)$$

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. 2.13). 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 несколько сотен милливатт.

2.3.2. 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 (2.17):

$$\lambda_i = \frac{2 \cdot L \cdot n_a}{i}, \quad \nu_i = \frac{i \cdot c}{2 \cdot L \cdot n_a}, \quad (2.18)$$

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. 2.14 показан спектр излучения лазера с резонатором Фабри-Перо.

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

$$\Delta\nu_m = \frac{c}{2 \cdot L \cdot n_a} [(i+1) - i] = \frac{c}{2 \cdot L \cdot n_a}. \quad (2.19)$$

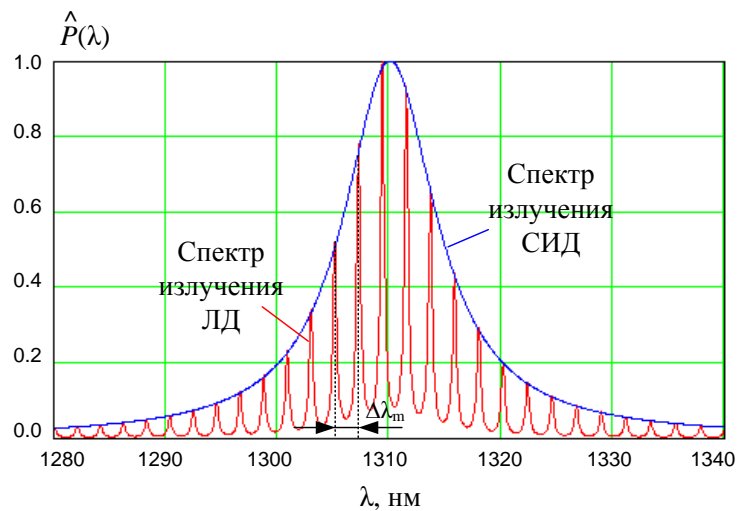


Рис. 2.14. Спектр излучения FP лазера

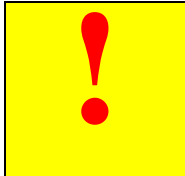
Величине $\Delta\nu_m$ соответствует интервал $\Delta\lambda_m$ между соседними модами:

$$\Delta\lambda_m = \frac{\Delta\nu_m \cdot \lambda_0^2}{c} \quad (2.20)$$

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. 2.14 показан спектр излучения FP лазера. Общая ширина огибающей спектра усиления лазера и ее центральная длина волны приблизительно определяются выражениями (2.4) и (2.1). 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 (2.17).

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

$$Q = \frac{\nu_0}{\Delta\nu}, \quad (2.21)$$

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

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_a \cdot L \cdot \nu_0 \cdot \sqrt[4]{R_1 R_2}}{c \cdot (1 - \sqrt{R_1 R_2})}, \quad (2.22)$$

где R_1 и R_2 – коэффициенты отражения от зеркал резонатора. Из (2.21) и (2.22) получаем:

$$\Delta\nu = \frac{\nu_0}{Q} = \frac{c \cdot (1 - \sqrt{R_1 R_2})}{2 \cdot \pi \cdot n_a \cdot L \cdot \sqrt[4]{R_1 R_2}}. \quad (2.23)$$

Это соответствует:

$$\Delta\lambda = \frac{\Delta\nu \cdot \lambda_0^2}{c} \quad (2.24)$$

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

Таблица 2.2

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 сателлиты (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 уровней 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. 2.15)

$$P(I_p) = \begin{cases} k_1 \cdot I_p & \text{при } I_p < I_{th} \\ k_2 \cdot (I_p - I_{th}) + k_1 \cdot I_p & \text{при } I_p \geq I_{th} \end{cases} \quad (2.21)$$

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 ($k_2 = dP/dI_p$).

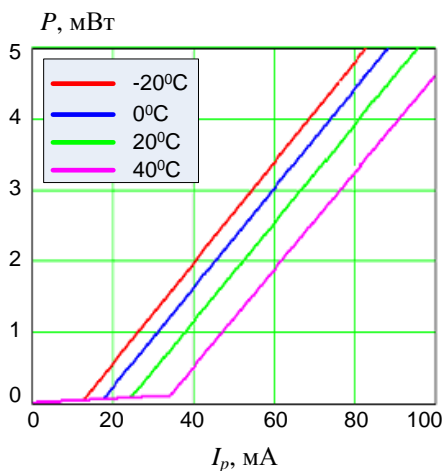


Рис. 2.15. Ватт-амперная характеристика ЛД

С дальнейшим увеличением тока накачки ширина спектра сужается до 2-5 нм для многомодовых ЛД. С увеличением тока также может сдвигаться центральная длина волны из-за повышения температуры p - n перехода.

Пороговый ток в значительной степени зависит от температуры:

$$I_{th} = I_{th0} \cdot \exp(\Delta T / T_D) \quad (2.22)$$

где T_D - характеристическая температура или температура Дебая (см. табл. 2.1), I_{th0} - пороговый ток при температуре T_D . Обычно пороговый ток для ЛД с мощностью до нескольких мВт составляет 45-80 мА.

⁵ threshold value – пороговое значение, pump - накачка

По ваттамперной 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° в плоскости, перпендикулярной плоскости $p-n$ перехода, и $5^\circ \dots 10^\circ$ в плоскости, параллельной $p-n$ переходу.

2.3.3. 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 ($\lambda=1.3-1.55$ мкм).

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%.

2.3.4. Конструкции ЛД

ЛД с резонатором Фабри-Перо

На рис. 2.16а 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 простым скалыванием искусственного кристалла вдоль атомных плоскостей, перпендикулярных оси резонатора. Толщина активного слоя составляет от 0.1 до 1 мкм.

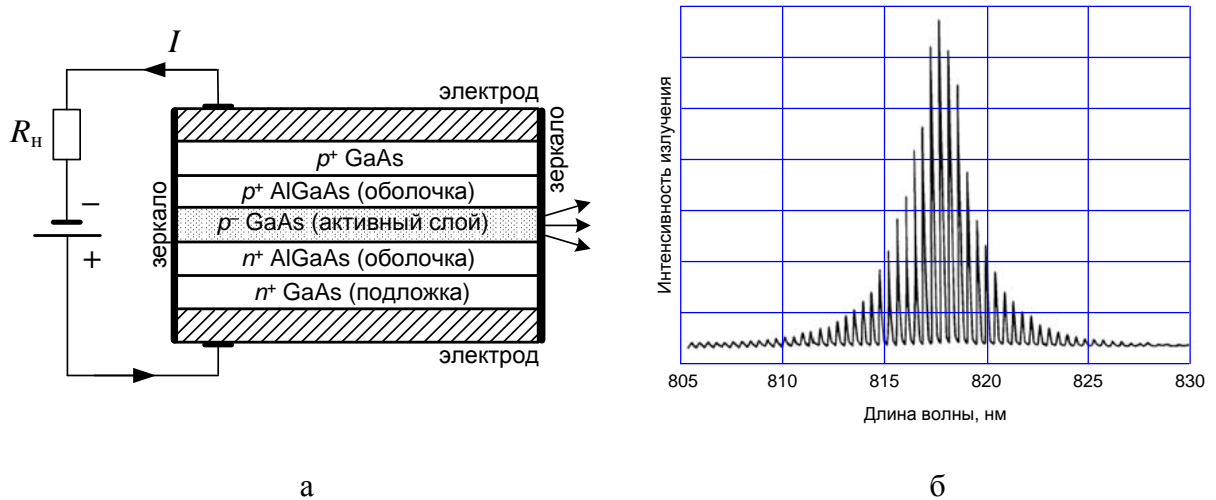


Рис. 2.16. Конструкция и схема включения ЛД с резонатором Фабри Перо (а) и типичный спектр его излучения (б)

Его номинальная излучаемая длина волны составляет 871 нм (табл. 2.1). Однако ею можно управлять в диапазоне примерно от 750 до 880 нм, например, изменяя соотношение галлия и алюминия в оболочках (параметр x , см. табл. 2.1) и/или размеры активной области. На рис. 2.16б 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/°С.

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 – решетку Брэгга, которая либо наносится на поверхность волновода, либо вытравливается в нем. В этой структуре возникает брэгговское отражение (рис. 2.17).

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

$$2n_{eff} \Lambda \sin \theta_B = \lambda, \quad (2.23)$$

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° , (2.23) принимает вид:

$$2n_{eff} \Lambda = \lambda, \quad (2.24)$$

Условие отражения от периодической структуры (2.24) 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. 2.18.

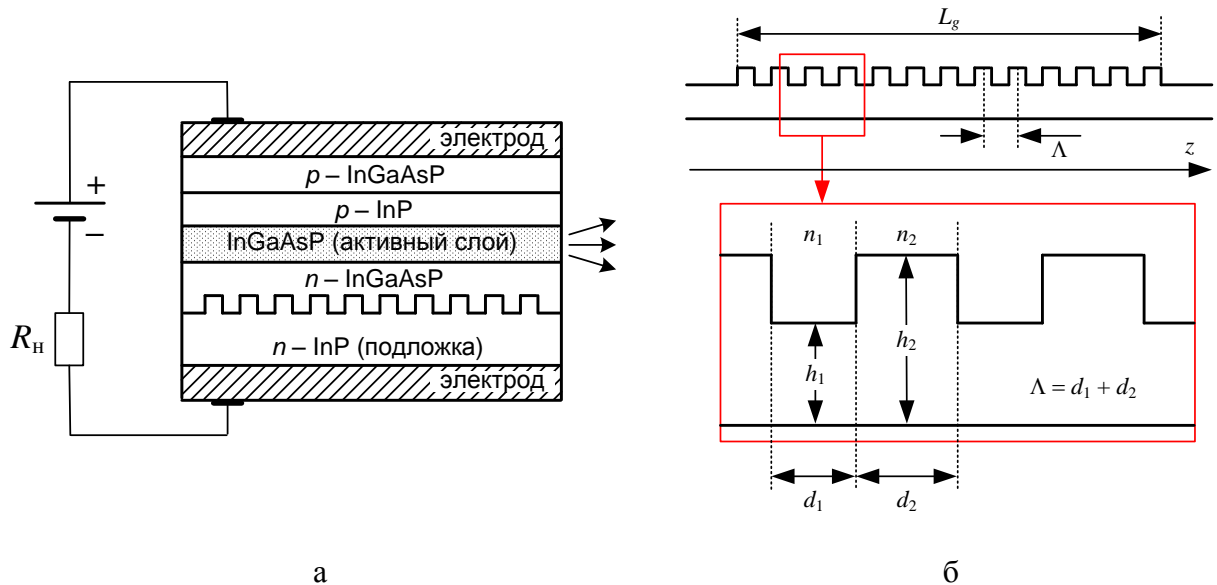


Рис. 2.17. Конструкция и схема включения ЛД DFB (а) и конструкция решетки Брэгга (б)

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 бо-

ковые моды, величина подавления которых SMSR (Side Mode Suppression Ratio) должна быть не менее 30 дБ.

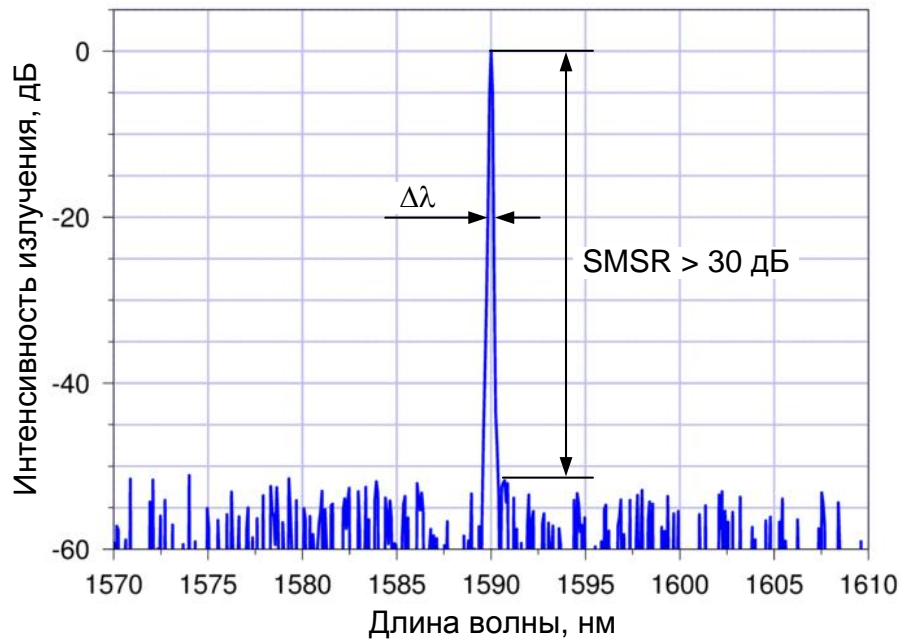


Рис. 2.18. Спектр излучения ЛД DFB

Лазер DFB можно сделать перестраиваемым. Известно, что коэффициент температурной зависимости длины волны излучения такого лазера составляет около $0.07\text{--}0.09$ 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).

Ограниченная 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. 2.19 показана одна из возможных конструкций ЛД DBR с двумя решетками Брэгга. Решетки Брэгга ведут себя как зеркала, которые могут 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.

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

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

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.

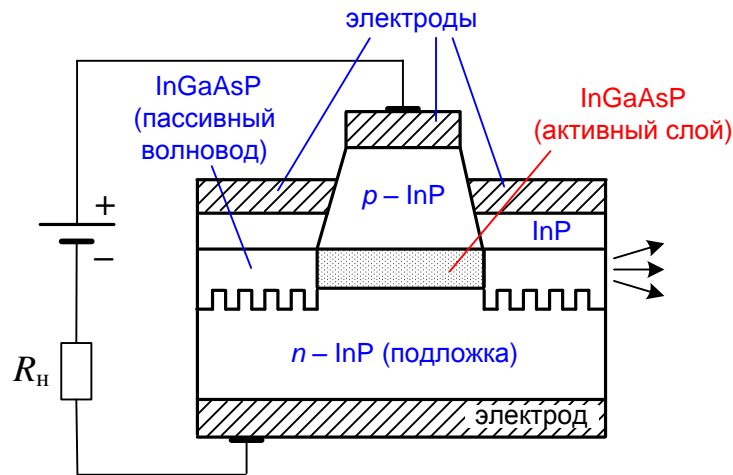


Рис. 2.19. Конструкция ЛД DBR

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. 2.20.

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.

условия генерации будут выполняться только для одной моды. Длина резонатора DBR – менее 2 мм, DFB – менее 1 мм

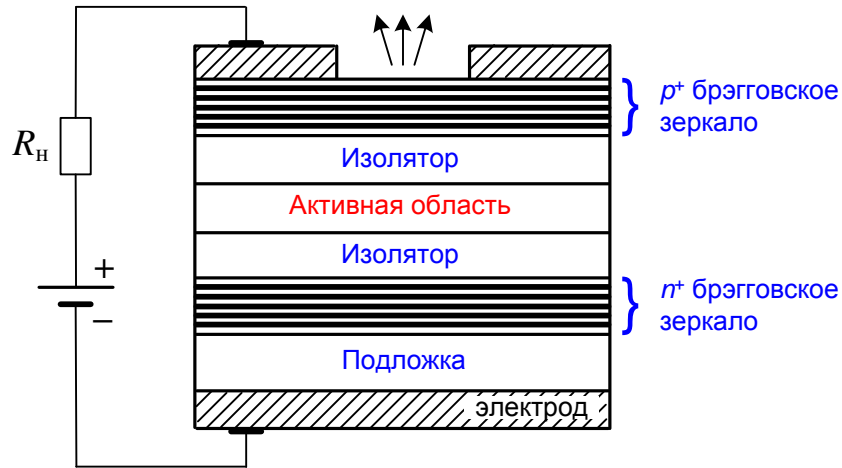


Рис. 2.20. Конструкция ЛД VCSEL

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. 2.21).

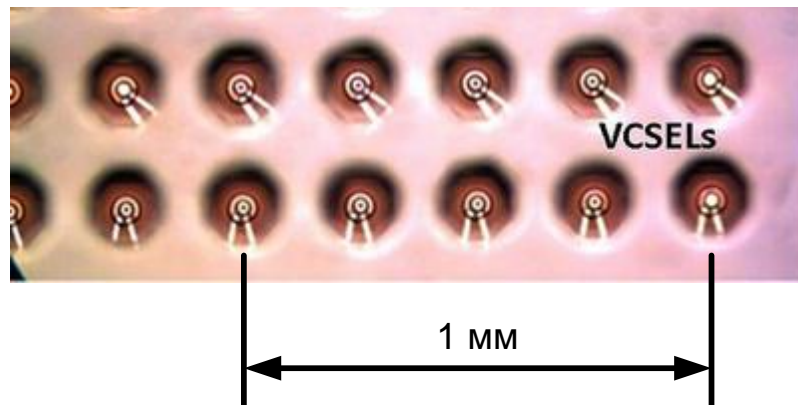


Рис. 2.21. ЛД VCSEL, размещенные на одной подложке

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.

3. Модуляция оптического излучения

3.1. 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. 3.1). Внутренняя модуляция осуществляется путем изменения тока накачки через p - n переход ИИ (СИД или ЛД). Для осуществления внешней модуляции используются специальные устройства – оптические модуляторы.

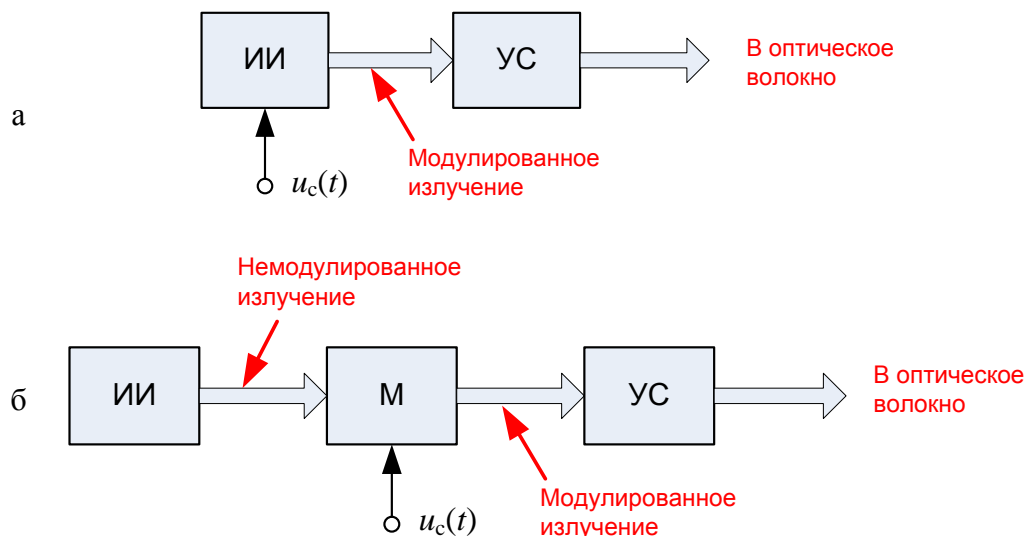


Рис. 3.1. Структурные схемы ПОМ с внутренней (прямой) (а) и внешней (б) модуляцией: ИИ – источник излучения, М – модулятор, УС – устройство согласования.

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

3.2. Получение цифрового сигнала

Большинство современных систем связи являются цифровыми. Преобразование аналоговых сигналов (например, речи или видео) в цифровую форму происходит в несколько этапов (рис. 3.2):

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.

! 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.

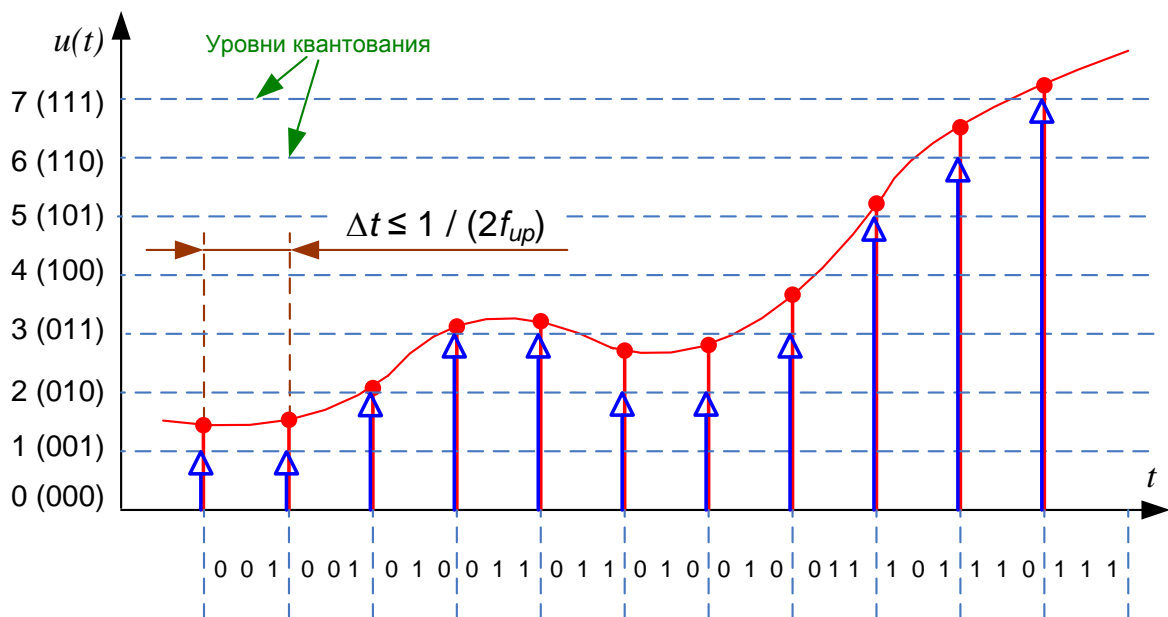


Рис. 3.2. Получение цифрового сигнала

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

3.3. 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 не-

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. 3.3).

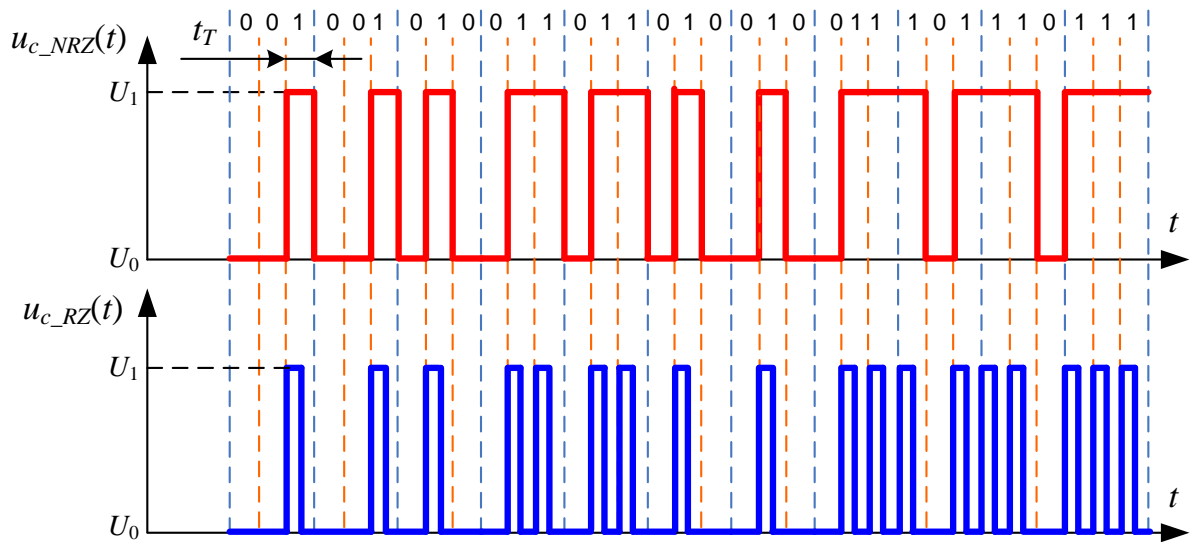


Рис. 3.3. Получение модулирующего сигнала

Код *NRZ* является безыбыточным 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):

$$t_T = \frac{1}{B_b}, \quad (3.1)$$

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 10101010...). Период такой последовательности составляет $T_{NRZ} = 2t_T$, то есть требуемая пропускная способность линии в Гц составит

$$\Delta F_{NRZ} = \frac{1}{T_{NRZ}} = \frac{1}{2t_T} = \frac{B_b}{2}. \quad (3.2)$$

¹ Выражение (3.1) 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.

Отметим, что последнее равенство в (3.2) получено с учетом (3.1).

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. 3.3).

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 1111111...) будет равен тактовому интервалу $T = T_{RZ}$.

$$\Delta F_{RZ} = \frac{1}{T_{RZ}} = \frac{1}{t_T} = B_b. \quad (3.3)$$

3.4. 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. 3.4). 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. 3.5). 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. 3.6. 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.

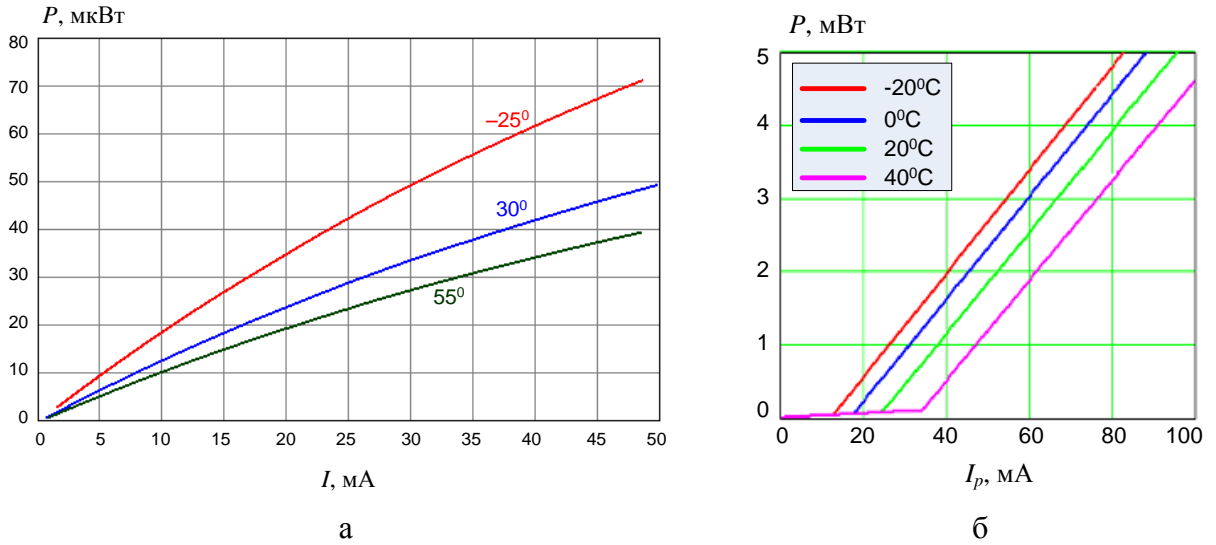


Рис. 3.4. Ваттамперные характеристики СИД (а) и ЛД (б)

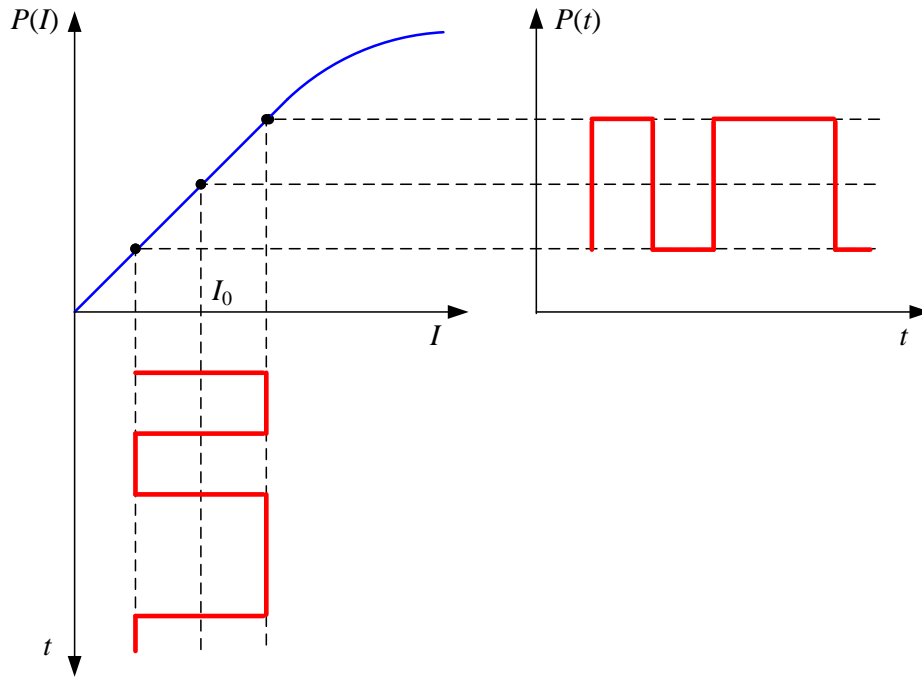


Рис. 3.5. Внутренняя модуляция излучения СИД

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. 3.6 красным цветом. При изменении температуры меняются средняя длина волны излучения (2.1), ширина спектра излучения СИД (2.4), ширина огибающей спектра излучения ЛД, а также вольтамперные (2.6) и ваттамперные (рис. 3.3) характеристики. Поэтому температуру источника излучения, особенно лазерного нужно стабилизировать.

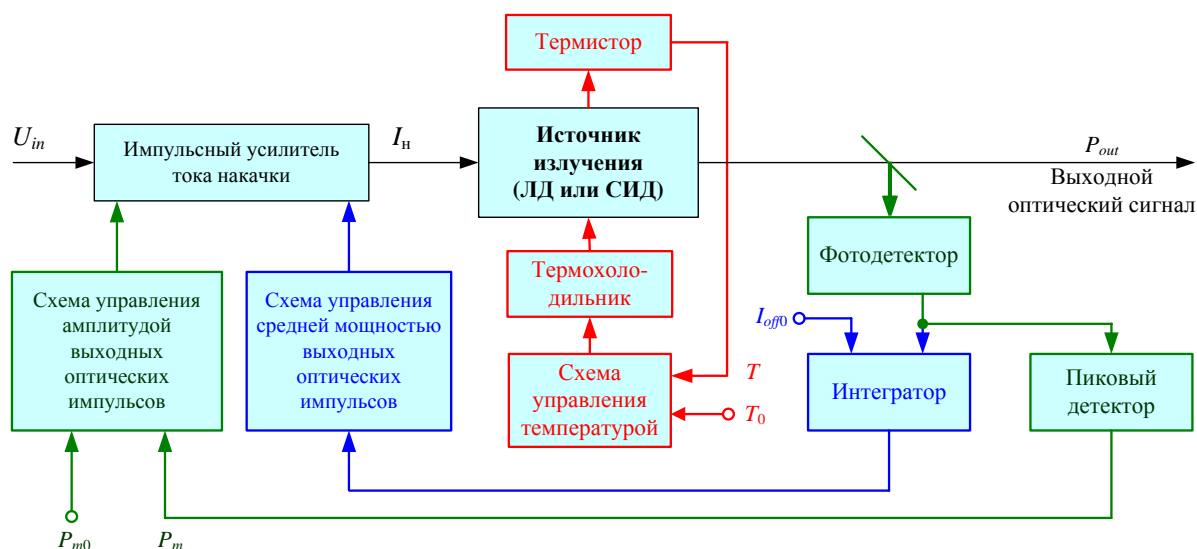


Рис. 3.6. Структурная схема ПОМ с внутренней модуляцией.

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. 3.6 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 передаче 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.

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. 3.6 синим цветом. Средняя мощность стабили-

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 зависят от вида контактирующих веществ, силы и времени прохождения тока.

зируется 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 (2.17). 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».

3.5. Внешняя модуляция

3.5.1. 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:

$$\eta = \frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}, \quad (3.4)$$

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:

$$\eta = \sin^2 \frac{\Delta \varphi_{\max}}{2}, \quad (3.5)$$

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:

$$t_s = \frac{2\pi}{\Delta f}, \quad (3.6)$$

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

$$a_{IL} = 10 \lg \frac{I}{I_{\max}}, \quad (3.7a)$$

$$a_{IL} = 10 \lg \frac{I}{I_0}, \quad (3.7б)$$

где I – интенсивность света, генерируемого ИИ (в отсутствие модулятора), I_0 – интенсивность света на выходе модулятора в отсутствие электрического модулирующего сигнала. Формула (3.7a) справедлива для модулятора, в котором при приложении электрического сигнала увеличивается интенсивность проходящего света, а (3.7б) – 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 $P_{el} / \Delta f$.

3.5.2. 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, создаваемого 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.

3.5.1. Электрооптический модулятор

Рассмотрим принцип действия ЭОМ (рис. 3.7). Он основан на линейном электрооптическом эффекте или эффекте Поккельса, заключающемся в том, что показатель преломления некоторых материалов (ниобат лития, арсенид галлия и др.) линейно изменяется при приложении внешнего электрического поля:

$$n(E) = n_0 + \Delta n(E) = n_0 + k_p n_0^3 \frac{E}{2}, \quad (3.4)$$

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

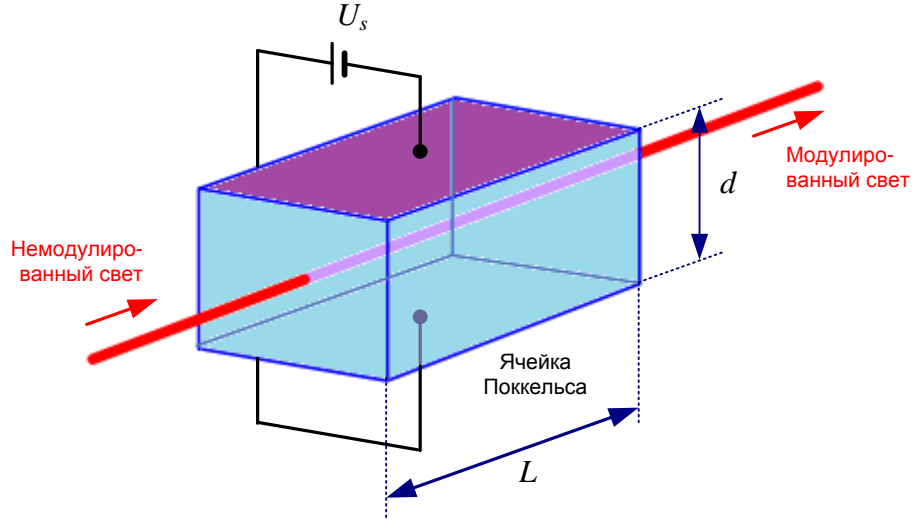


Рис. 3.7. Электрооптический фазовый модулятор

Из (3.4) 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:

$$\varphi(E) = \frac{2\pi L}{\lambda} n(E). \quad (3.5)$$

Пусть на ячейку Погкельса 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 $U_1 = U_1 / d$. 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

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda} (n(E_1) - n(E_0)) = \frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L (U_1 - U_0)}{\lambda \cdot d} = \frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L \cdot \Delta U}{\lambda \cdot d}. \quad (3.6)$$

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

$$\Delta U_\pi = \frac{\lambda \cdot d}{k_p n_0^3 L}. \quad (3.7)$$

Для получения большой амплитуды изменения фазы необходимы довольно высокие напряжения.

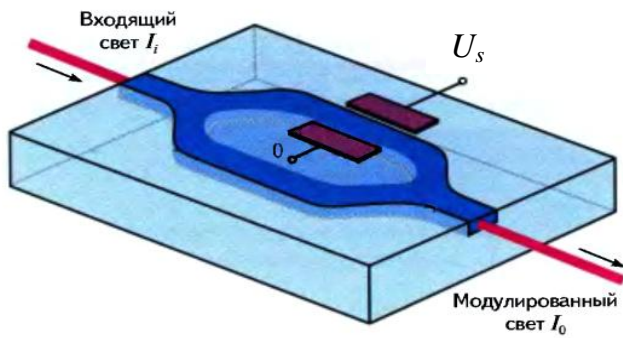


Рис. 3.8. Электрооптический модулятор интенсивности

С помощью ячейки Поккельса 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. 3.8).

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

$$I_0 = \frac{I_i + I_i \cdot \cos(\Delta\varphi)}{2} = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) = I_i \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot k_p n_0^3 L \cdot \Delta U}{2\lambda \cdot d}\right). \quad (3.7)$$

При размахе модулирующего напряжения равном полуволновому обеспечивается 100% модуляция.

3.5.2. Электроабсорбционный модулятор

Рассмотрим принцип действия ЭАМ (рис. 3.9) 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. 3.10 показаны спектры поглощения при выключенном (OFF) и включенном (ON) электрическом поле. Видно, что на определенной длине волны можно получить большую глубину модуляции по интенсивности.

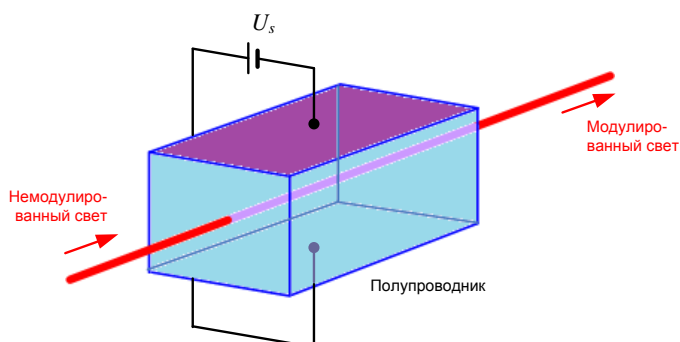


Рис. 3.9. Электроабсорбционный модулятор интенсивности

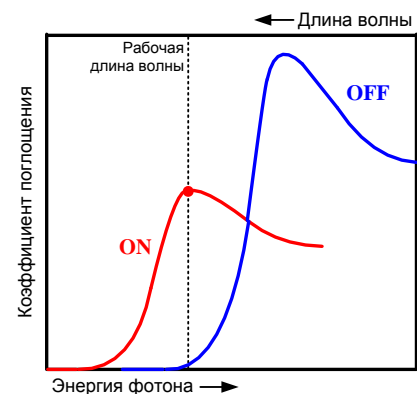


Рис. 3.10. Эффект электропоглощения

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

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

3.6.1. 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 выключенному состоянию передатчика. Такие форматы в зарубежной литературе обозначают аббревиатурой ООК (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.

3.6.2. 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. 3.11 показано, как формируются двухуровневые PSK-NRZ и DPSK-NRZ сигналы. Закон изменения фазы в зависимости от значений передаваемых информационных бит представлен в табл. 3.1.

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. 3.2.

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. 3.12 показаны фазовые диаграммы форматов ASK, DPSK и DQPSK.

Лучшей устойчивостью к нелинейным искажениям в ОБ обладают форматы с возвратом к нулю DPSK-RZ и DQPSK-RZ. В этих форматах используется дополнительная амплитудная модуляция, не несущая никакой информации (рис. 3.13).

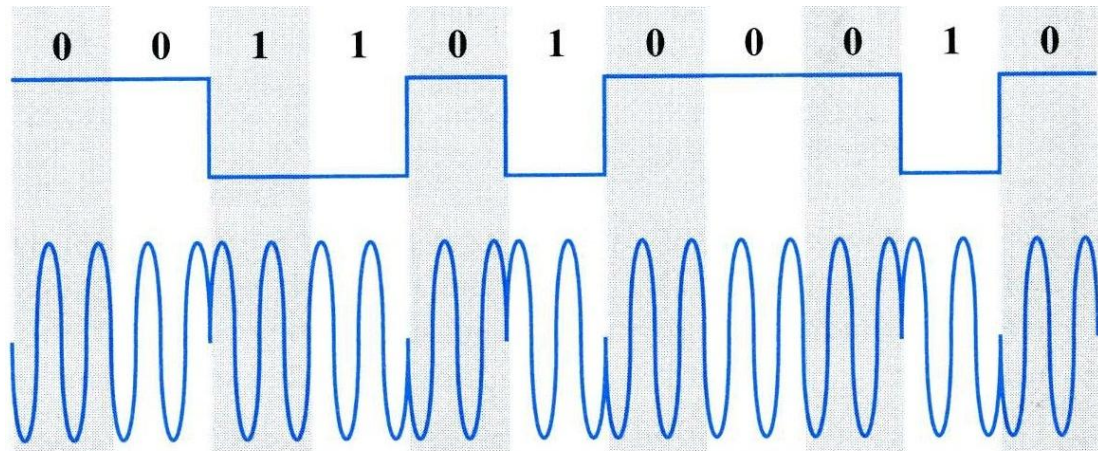
3.6.3. Комбинированные форматы модуляции

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. 3.14). 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.

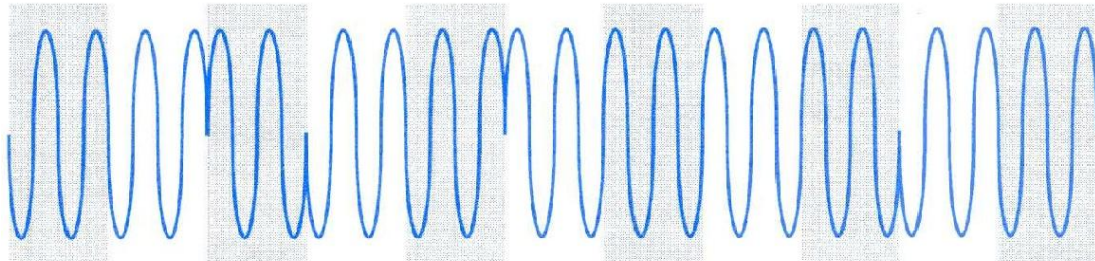
Еще один вид модуляции, применяемый в ВОСП – поляризационно-фазовая модуляция DP-QPSK – сочетание двухуровневой поляризационной (DP, Dual Polarization) модуляции (два ортогональных состояния поляризации E_x и E_y) и четырехуровневой DQPSK (рис. 3.15). Этот формат модуляции

позволяет за один тактовый интервал передать 4 бита информации – по 2 бит на каждом состоянии поляризации.



Phase Shift Keying (PSK)

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



Differential Phase Shift Keying (DPSK)

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

Рис. 3.11. Модуляция DPSK-NRZ

Таблица 3.1

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

Таблица 3.2

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

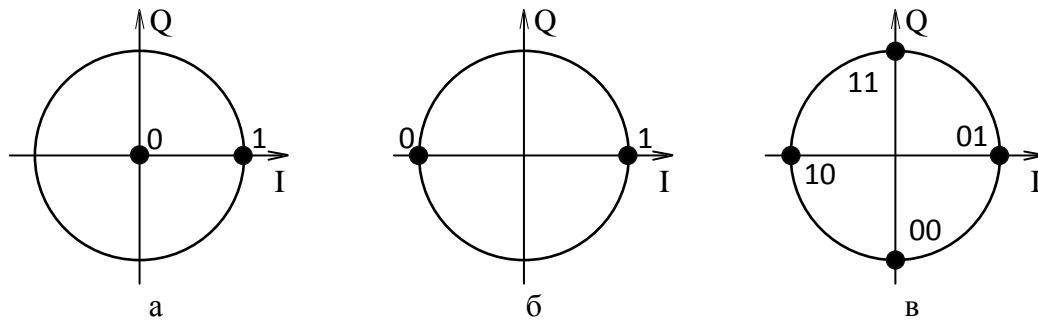


Рис. 3.12. Фазовые диаграммы форматов модуляции ASK (а), DPSK (б) и DQPSK (в)

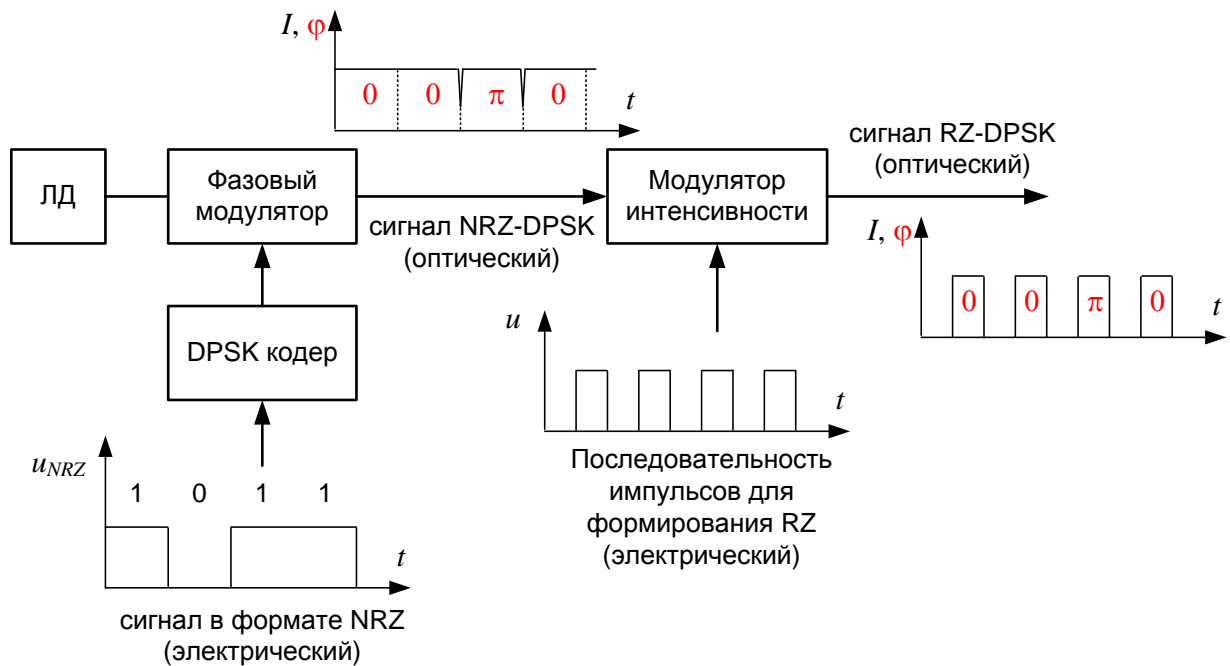


Рис. 3.13. Формирование сигнала DPSK-RZ

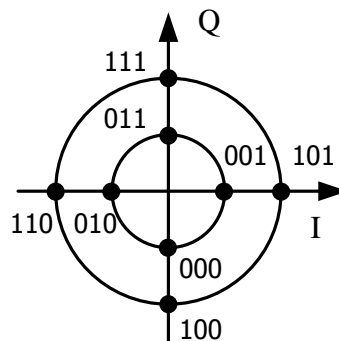


Рис. 3.14. Фазовая диаграмма сигнала ASK-QPSK

На рис. 3.16 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.

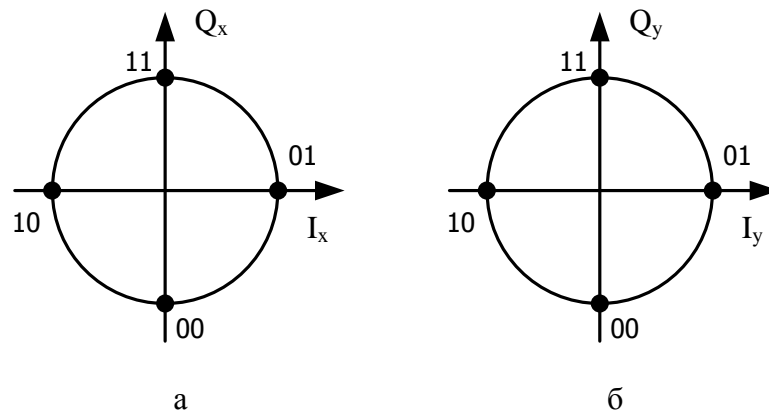


Рис. 3.15. Фазовая диаграмма сигнала DP-QPSK

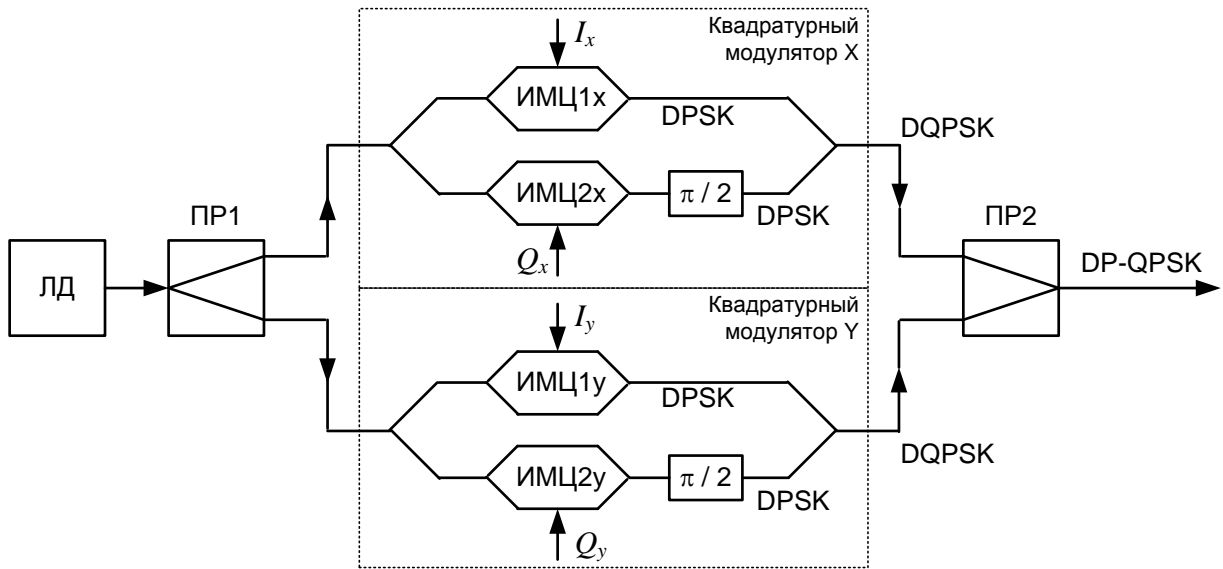


Рис. 3.16. Структурная схема ПОМ с DP-QPSK.

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.

4. Приемники для оптических систем связи

4.1. 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:

$$n_{ph} = \frac{P}{hf}, \quad (4.1)$$

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 рождаемых 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:

$$\text{идеальный ФД} - n_{e\,pr} = n_{ph}, \quad (4.2)$$

$$\text{идеальный ФД} - I_{ph} = n_{e\,pr} \cdot q_e, \quad (4.3)$$

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 рождаемых в единицу времени электронов $n_{e\,pr}$ не равно числу падающих в единицу времени фотонов n_{ph} :

$$\text{реальный ФД} - n_{e\,pr} < n_{ph} \quad (4.4)$$

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 $n_{e\,pr}$.

$$\text{реальный ФД} - I_{ph} = n_e \cdot q_e, \quad (4.5)$$

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

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

$$\eta = \frac{n_e}{n_{ph}}, \quad (4.6)$$

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 :

$$S = \frac{I_{ph}}{P}. \quad (4.7)$$

Токовую чувствительность принято выражать в А/Вт.

Токовая чувствительность ФД зависит от длины волны (частоты) падающего оптического излучения. Из (4.5), (4.6) и (4.1) следует:

$$S(f) = \eta \frac{q_e}{hf}, \quad S(\lambda) = \eta \frac{q_e \lambda}{hc} \quad (4.8)$$

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 (4.8) 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:

$$\lambda_{\max} = \frac{hc}{W_g} = \frac{b_e}{E_g}, \quad (4.9)$$

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. 4.1 показаны спектральные характеристики чувствительности различных ФД. Из рис. 4.1 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.

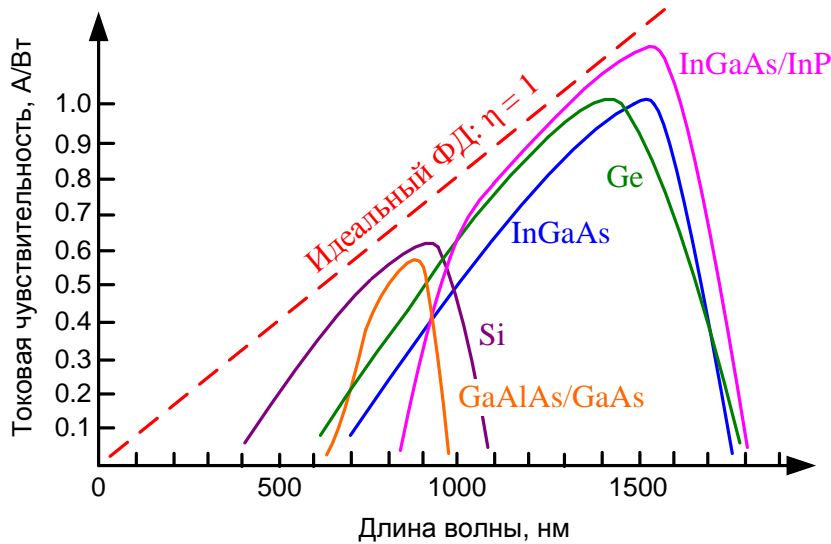


Рис. 4.1. Спектральные характеристики чувствительности идеального и реальных ФД с $p-i-n$ структурой

4.2. 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. 4.2. В этих ФД между p и n слоями помещен еще один слой, слаболегированный донорной (рис. 4.2а) или акцепторной (рис. 4.2б) примесью. Концентрация примеси в дополнительном слое так мала, что его можно считать собственным i полупроводником.

Слой 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 фотоны дают основной вклад в фототок.

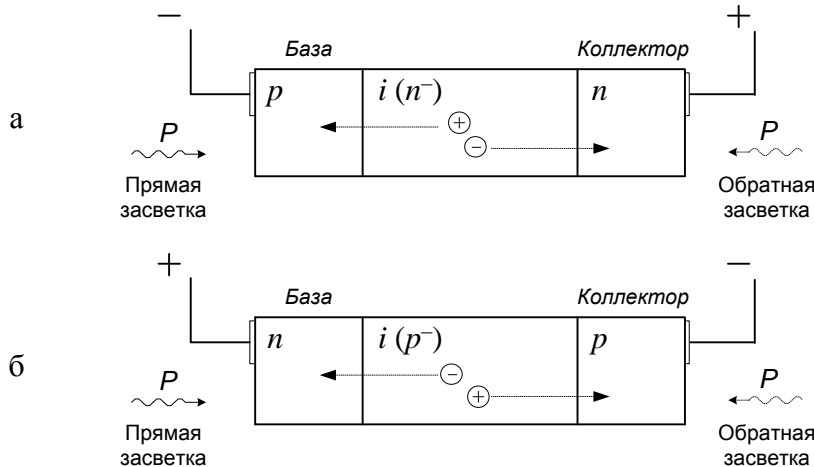


Рис. 4.2. ФД с $p-i-n$ структурой

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. 4.3 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 $\text{In}_{0,47}\text{Ga}_{0,53}\text{As}$, имеющий остаточную концентрацию донорной примеси (i -слой) – узкозонным ($E_g = 0.74$ эВ).

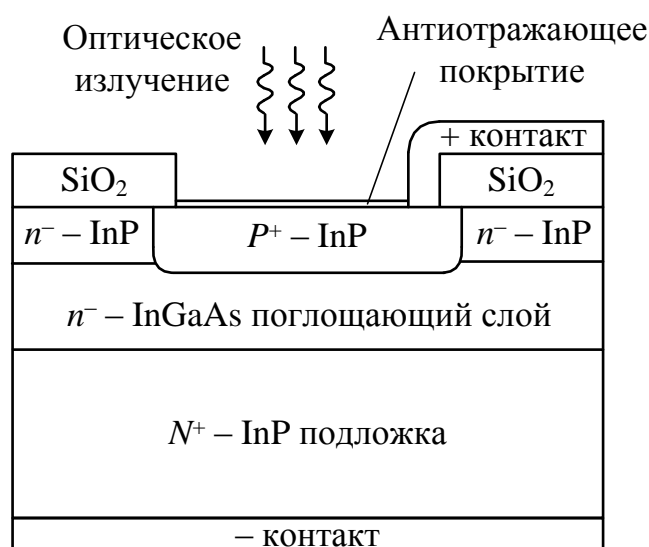


Рис. 4.3. $p-i-n$ ФД с прямой засветкой на основе фосфида индия

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. 4.4а) или p -слой (рис. 4.4б). Толщина i -слоя увеличивается по сравнению с $p-i-n$ структурой.

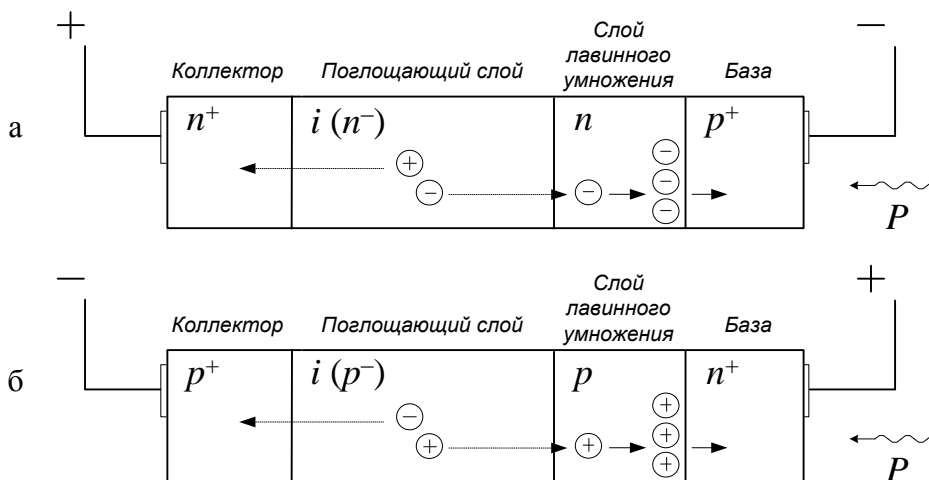


Рис. 4.4. Лавинные ФД

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.

4.3. Вольтамперная характеристика ФД

На рис. 4.5 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

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U}{\varphi_T} - 1 \right) - S \cdot P = I_{bc} + I_{ph}, \quad (4.10)$$

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 (4.10) 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. 4.5).

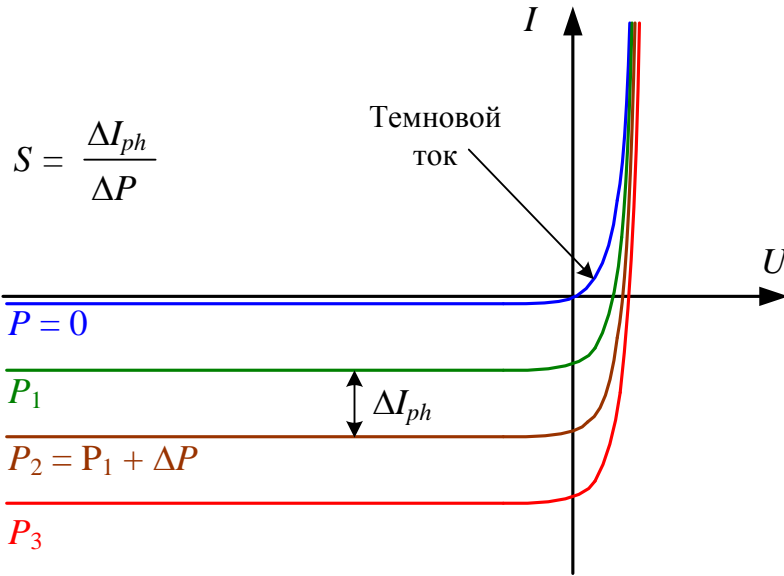


Рис. 4.5. Вольтамперные характеристики ФД $p-i-n$ структуры. Определение токовой чувствительности по ВАХ

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

$$I_{bc} = M \cdot I_{bcm} + I_{bcnm}, \quad (4.11)$$

$$I_{ph} = -M \cdot S \cdot P, \quad (4.12)$$

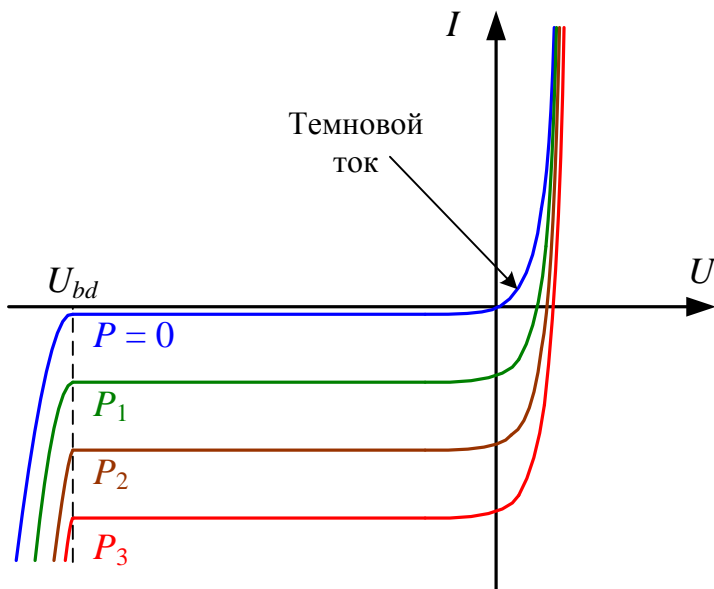


Рис. 4.6. Вольтамперные характеристики с учетом пробоя

T :

$$\begin{aligned} U_{bd}(T) &= U_{bd0} + u_T(T - T_0) \\ \Delta(T) &= \Delta_0 + \delta_T(T - T_0). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Выражение (4.10) не учитывает возможный пробой ФД при очень больших значениях обратного напряжения смещения, который характеризуется быстрым увеличением тока (рис. 4.6). 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

где M – коэффициент лавинного умножения, I_{bcm} – умножаемая составляющая темнового тока, а I_{bcnm} – его неумножаемая составляющая.

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

$$M = \left[1 - \left(\frac{U}{U_{bd}} \right)^\Delta \right]^{-1}, \quad (4.13)$$

где Δ – эмпирический коэффициент, который для разных ЛФД принимает значения от 2 до 6. Параметры U_{bd} и Δ в (4.13) зависят от температуры

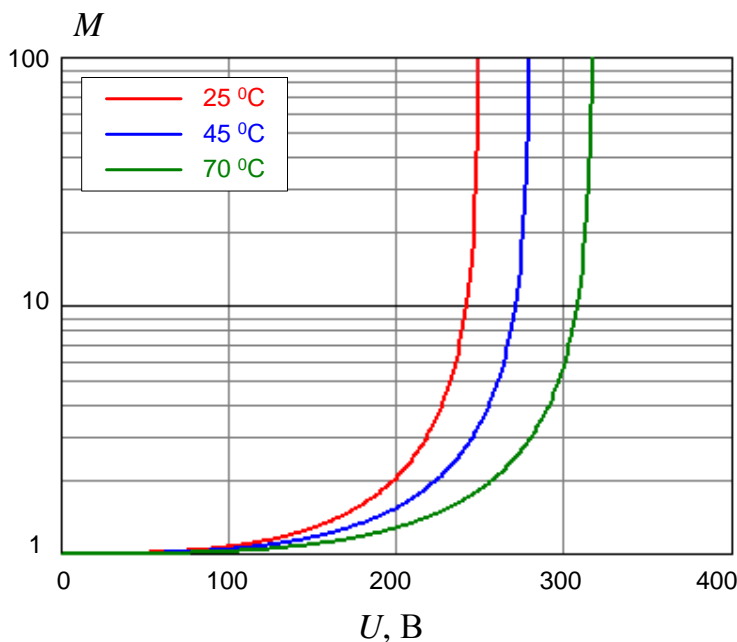


Рис. 4.7. Зависимость коэффициента лавинного умножения кремниевого ЛФД от напряжения и температуры M .

В (4.14) U_{bd0} , Δ_0 – напряжение пробоя и эмпирический коэффициент при температуре T_0 , μ_T , Δ_T – температурные коэффициенты напряжения пробоя и эмпирического коэффициента. На рис. (4.7) 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 M .

4.4. 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.

Усилить 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. 4.6а называется фотовольтаической. В этой схеме ФД просто подключается ко входу усилителя напряжения (рис. 4.8а).

Усилитель напряжения имеет очень высокое входное 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. 4.8б).

Из (4.10) при $I = 0$ получаем:

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

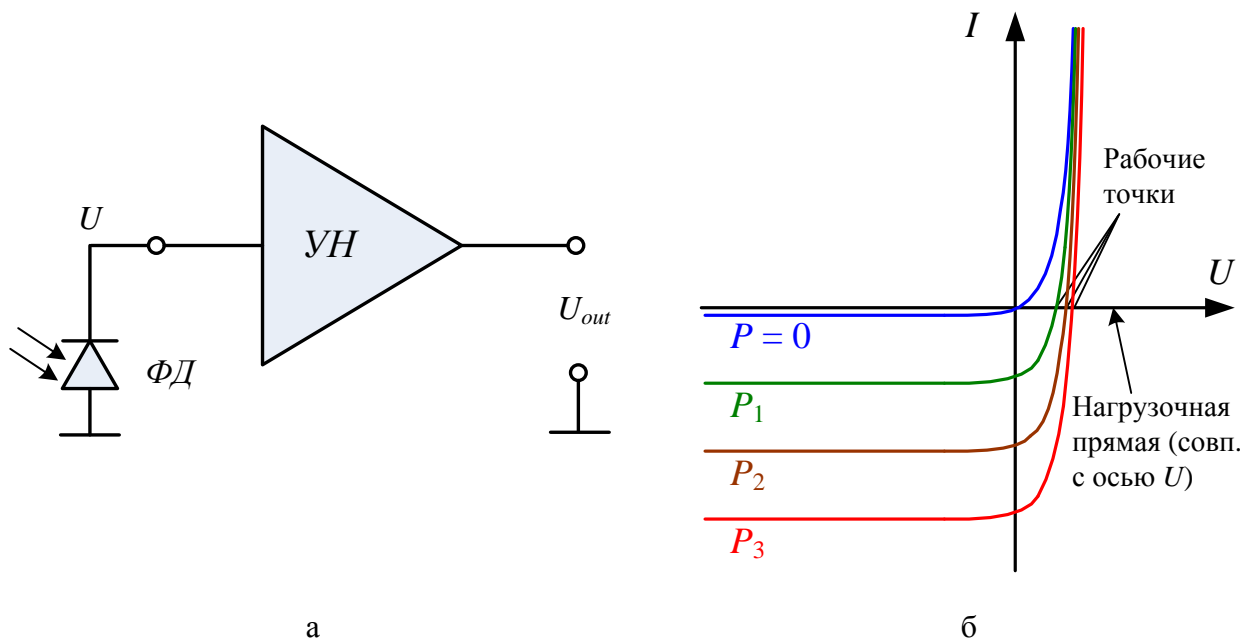


Рис. 4.8. Фотовольтаическая схема (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

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

$$U = \varphi_T \ln \left[-\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right]. \quad (4.15)$$

Выходное напряжение в этой схеме будет равно:

$$U_{out} = K \cdot U, \quad (4.16)$$

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. 4.9а 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 (4.10) 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:

$$U_{in} = -I \cdot R, \quad (4.17)$$

При таком включении семейство рабочих точек ФД будет лежать на нагрузочной прямой, показанной на рис. 4.9б. Выходное напряжение в этой схеме будет равно:

$$U_{out} = K \cdot U_{in} = -K \cdot I \cdot R, \quad (4.18)$$

где K - коэффициент усиления УН.

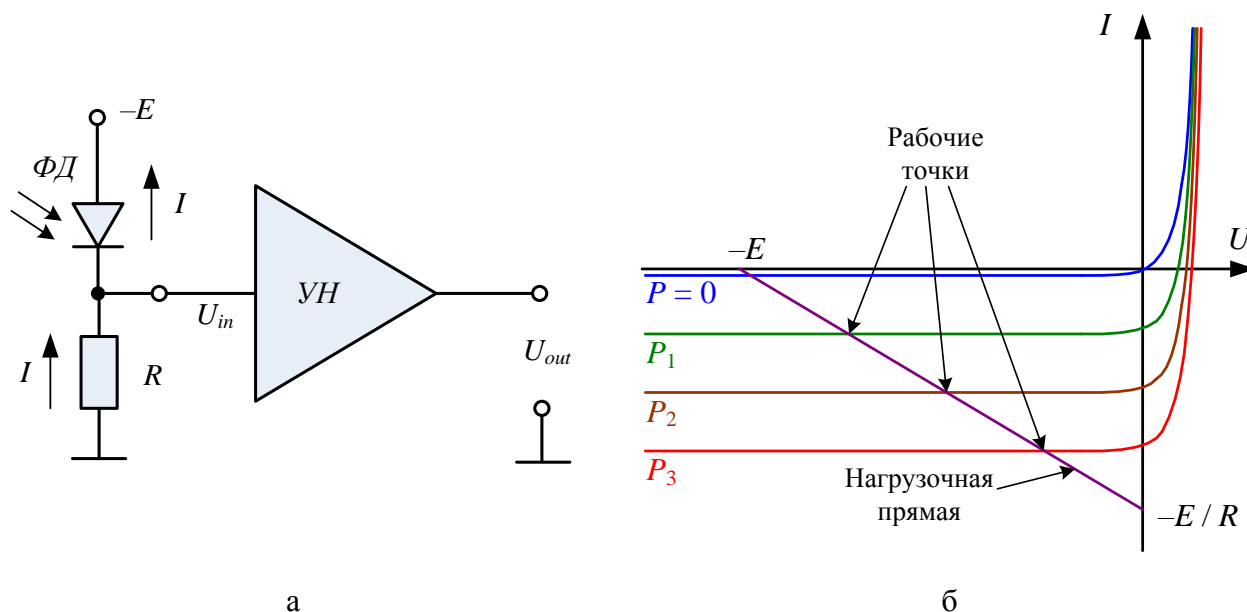


Рис. 4.9. Схема с УН и обратным смещением ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

2. Схемы с УФТ

Чаще всего используются схемы с УФТ. Схема (рис. 4.10а и 4.11а), 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. 4.10а 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 (4.10) следует, что при $U = 0$ темновой ток I_{bc} тоже будет равен 0. Тогда через ФД будет течь только фототок I_{ph} :

$$I = I_{ph} = -S \cdot P \quad (4.19)$$

Выходное напряжение будет равно:

$$U_{out} = I \cdot R = -S \cdot P \cdot R \quad (4.20)$$

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. 4.11а показана трансимпедансная схема, в которой ФД работает с обратным смещением. По переменному току ФД в этой схеме также работает в режиме короткого замыкания.

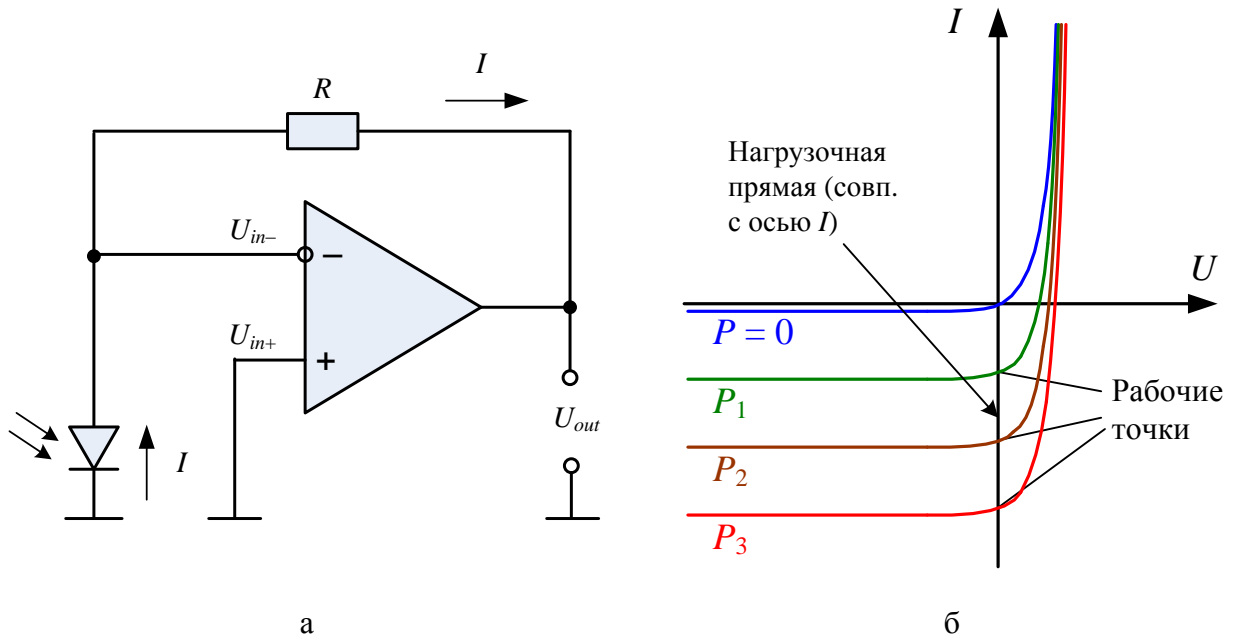


Рис. 4.10. Трансимпедансная схема без обратного смещения ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

В этой схеме напряжение на фотодиоде U равно $-E$, поэтому из (4.10) следует, что ток через него равен:

$$I = I_0 \cdot \left(\exp\left(\frac{-E}{\varphi_T}\right) - 1 \right) - S \cdot P \quad (4.21)$$

Семейство рабочих точек ФД будет лежать на нагрузочной прямой, которая параллельна оси I (рис. 4.11б).

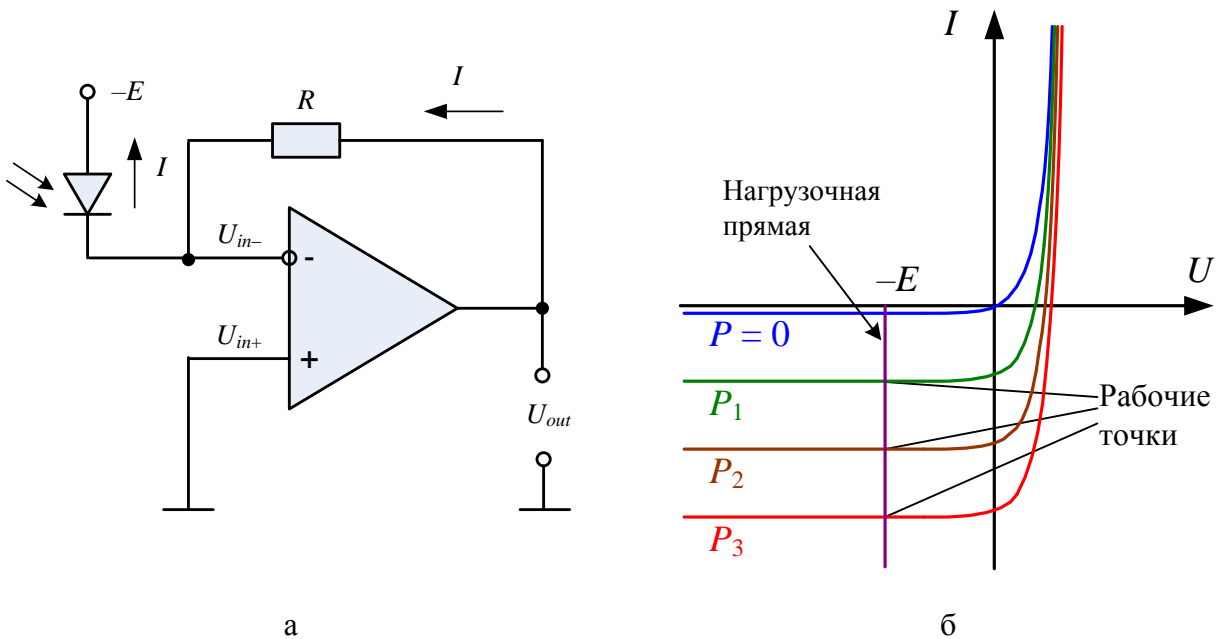


Рис. 4.11. Трансимпедансная схема с обратным смещением ФД (а) и семейство ее рабочих точек на ВАХ (б)

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

$$U_{out} = I \cdot R. \quad (4.22)$$

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.

4.5. 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:

$$\sigma^2(I_d) = 2 \cdot q_e \cdot I \cdot \Delta f = 2 \cdot q_e \cdot (I_{ph} + I_{bc}) \cdot \Delta f \quad (4.23)$$

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

$$\sigma^2(I_d) = 2 \cdot q_e \cdot \left[M^2 \cdot F(M) \cdot (I_{ph} + I_{bcm}) + I_{bcnm} \right] \cdot \Delta f, \quad (4.24)$$

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:

$$\text{для ЛФД на рис. 4.4a: } F(M) = M \cdot \left[1 - (1 - k) \cdot \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right], \quad (4.25)$$

$$\text{для ЛФД на рис. 4.4б: } F(M) = M \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{1}{k} \right) \cdot \left(\frac{M - 1}{M} \right)^2 \right], \quad (4.26)$$

где M – средний коэффициент лавинного умножения, при иницировании лавины электроном (4.25) или дыркой (4.26), $k = a/b$ – ионизационное отношение, a и b – коэффициенты ударной ионизации электронов и дырок: для Si $k = 0.05-0.1$, для Ge - k близко к 1, для AsGa – $k = 0.4-0.5$.

На рис. 4.12 приведены результаты расчетов величины $Y_F(M) = 10 \lg[F(M)/F(1)]$ при различных k для ЛФД, структура которого показана на рис. 4.4а.

Как видно из (4.23) и (4.24) 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.

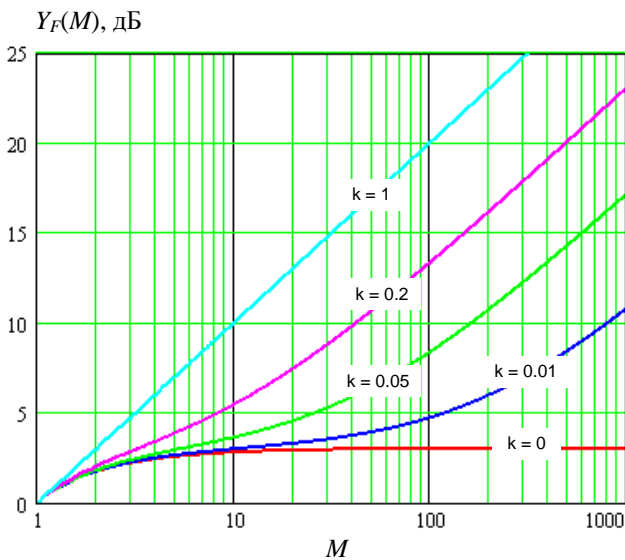


Рис. 4.12. Зависимость коэффициента шума от коэффициента лавинного умножения.

можно путем введения модуляции.

Шумы усилителя фототока рассмотрим на примере трансимпедансной схемы (рис. 4.11). 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 :

$$\sigma^2(I_a) = \left[\frac{4 \cdot k \cdot T}{R} + S_I + \frac{S_U}{R^2} \right] \cdot \Delta f, \quad (4.27)$$

где S_I – спектральная плотность шумового тока УФТ ($A^2/Гц$), S_u – спектральная плотность шумового напряжения УФТ, приведенная ко входу ($V^2/Гц$).

Результирующее среднеквадратическое значение шумового тока ФД с УФТ:

$$\sigma^2(I_n) = \sigma^2(I_d) + \sigma^2(I_a). \quad (4.28)$$

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:

$$\sqrt{\sigma^2(I_d) + \sigma^2(I_a)} = I_{ph} \quad (4.29)$$

Из (4.29) получаем:

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

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. 4.13).

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. Борьба с избыточными шумами

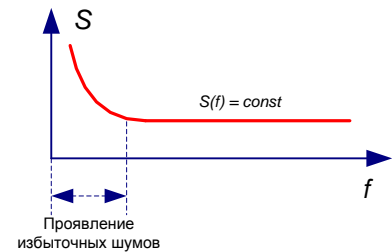


Рис. 4.13. Спектральная плотность дробовых шумов

$$\text{для ЛФД: } P_{\min} = \frac{1}{S \cdot M^2} \cdot \left(M^2 F(M) q_e \Delta f + \sqrt{\left(M^2 F(M) q_e \Delta f \right)^2 + \Delta f \left[2q_e \left(M^2 F(M) I_{bcm} + I_{bcnm} \right) + \frac{4 \cdot k \cdot T}{R} + S_I + \frac{S_U}{R^2} \right]} \right) \quad (4.30)$$

На рис. 4.14 представлены результаты расчета зависимостей уровня пороговой мощности y_{\min} от скорости передачи и коэффициента лавинного умножения. Расчет проведен для AsGa ФД при следующих параметрах: $S = 0.7$ А/Вт, $I_{bcm} = 1$ нА, $I_{bcnm} = 0$, $R = 100$ Ом, $T = 300$ К, $S_I = 3.2 \cdot 10^{-26}$ А²/Гц, $S_U = 4.2 \cdot 10^{-17}$ В²/Гц.

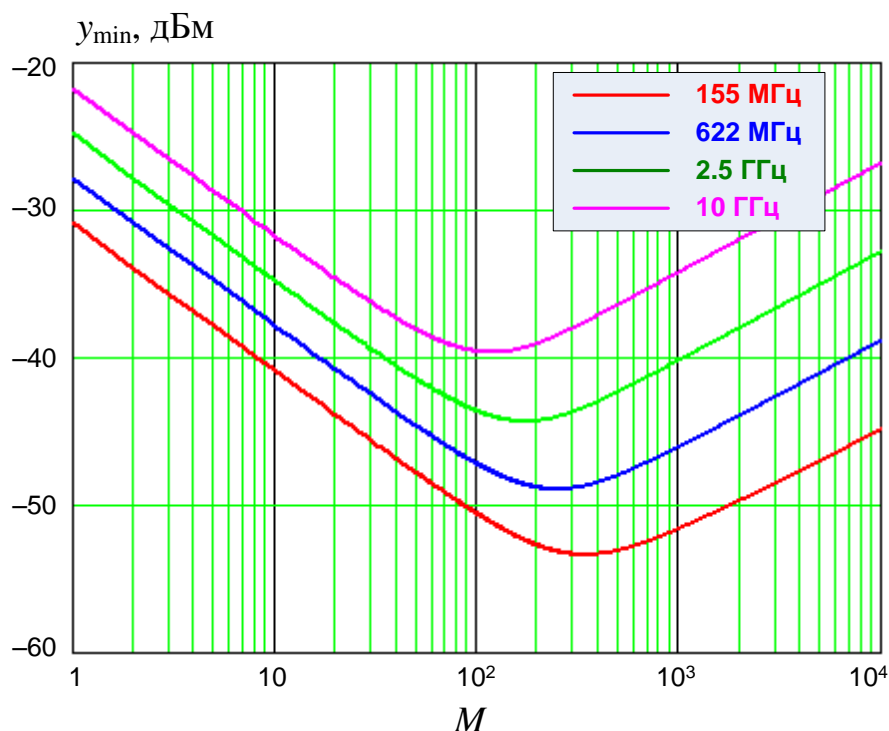


Рис. 4.14. Зависимости уровня пороговой мощности от коэффициента лавинного умножения.

Из рис. 4.14 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.

4.5. Эквивалентная схема ФД с входной цепью усилителя

Эквивалентная схема для переменного тока (рис. 4.15) 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 .

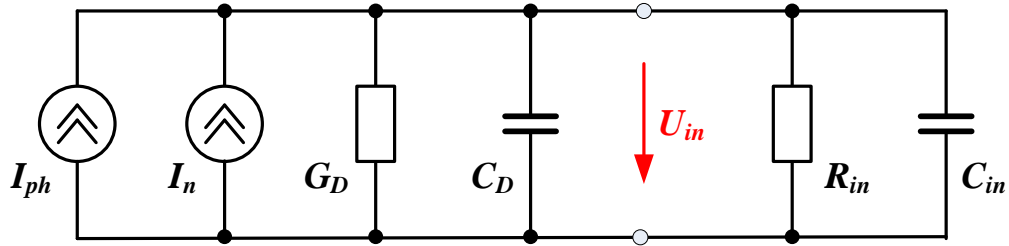


Рис. 4.15. Эквивалентная схема ФД с входной цепью усилителя

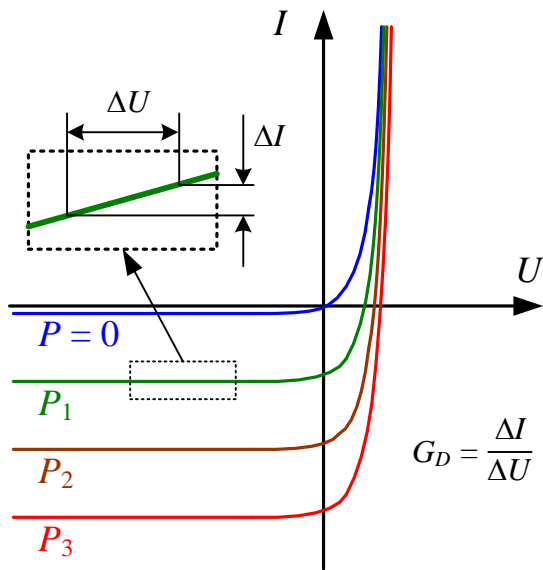


Рис. 4.16. Определение дифференциальной проводимости по ВАХ

Если ФД работает при отрицательном смещении, шунтирующая проводимость G_D в схемах на рис. 4.9а, 4.10а и 4.11а имеет небольшую величину, которая соответствует наклону вольтамперной характеристики при отрицательном смещении (рис. 4.16), то есть ее сопротивление велико и она практически не влияет на U_{in} . В схеме на рис. 4.8а 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 4.8а R_{in} бесконечно велико, для схемы 4.9а – равно R , для схем 9.10а и 4.11а – равно 0).

Быстродействие ФД в первом при-

ближении определяется постоянной времени

$$\tau = R_{in} \cdot (C_D + C_{in}). \quad (4.27)$$

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.

5. Фотоприемные устройства

5.1. 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 смещением оптических сигналов на фотодетекторе (когерентный прием).

Оба метода реализуются фотоприемными устройствами (ФПУ) на основе фотодиодов (ФД) – *p-i-n* структуры или лавинных (рис. 5.1).

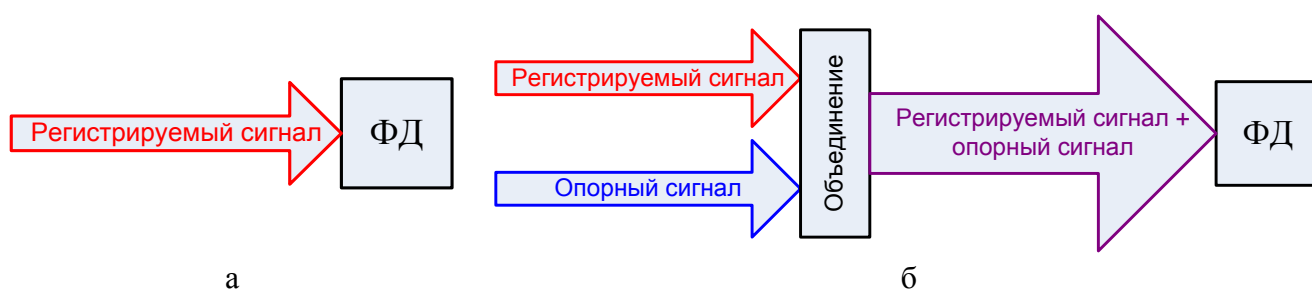


Рис. 5.1. Принципы прямого детектирования (а) и когерентного приема (б)

При прямом детектировании на фоточувствительную площадку ФД падает непосредственно регистрируемое оптическое излучение (рис. 5.1а). Напряженность электрического поля световой волны на фоточувствительной площадке ФД имеет вид:

$$E = E_0 \exp(-i(\omega t + \varphi)), \quad (5.1)$$

где E_0 , ω и φ_0 – амплитуда, круговая частота и фаза волны.

Это оптическое излучение вызовет фототок, пропорциональный его мощности P :

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot P, \quad (5.2)$$

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:

$$P = v \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2} \cdot E \cdot E^*, \quad (5.3)$$

где v – скорость света в среде, $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ε – относительная диэлектрическая проницаемость среды, A – площадь фотодетектора, E^* – комплексно-сопряженная величина напряженности электрического поля.

Поскольку из (5.1) следует, что $E \cdot E^* = E_0^2$, из (5.2) и (5.3) получаем:

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot v \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2} E_0^2. \quad (5.4)$$

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 (5.1) и опорная волна E_r (reference):

$$E_r = E_{r0} \exp(-i(\omega_r t + \varphi_r)), \quad (5.5)$$

В этом случае мощность излучения на фоточувствительной площадке окажется равной:

$$P = \nu \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2} \cdot (E + E_r) \cdot (E^* + E_r^*). \quad (5.6)$$

Подставляя в (5.6) выражения (5.1) и (5.5), получим:

$$P = \nu \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2} \cdot [E_0^2 + E_r^2 + 2E_0 E_r \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r)]. \quad (5.7)$$

С учетом (5.2) получим:

$$I_{ph} = -S \cdot M \cdot \nu \cdot A \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2} \cdot [E_0^2 + E_r^2 + 2E_0 E_r \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r)]. \quad (5.8)$$

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 $(\omega - \omega_r)$.

5.2. 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:

$$p(n_{ph}, t_T) = \frac{(N_{ph})^{n_{ph}} e^{-N_{ph}}}{n_{ph}!} . \quad (5.9)$$

Дисперсия числа фотонов для распределения Пуассона равна:

$$\sigma^2(n_{ph}) = N_{ph} . \quad (5.10)$$

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} :

$$\sigma^2(n_e) = N_{ph} . \quad (5.11)$$

Выражение (5.11) представляет собой дисперсию фототока, обусловленную квантовым шумом, то есть отношение сигнала к шуму S/N для фототока будет равно:

$$S/N = \frac{\bar{I}_{ph}^2}{\sigma^2(I_{ph})} = \frac{N_{ph}^2}{N_{ph}} = N_{ph} . \quad (5.12)$$

При прямом детектировании среднее значение мощности падающего излучения будет равно:

$$\bar{P} = hf \cdot \frac{N_{ph}}{t_T} , \quad (5.13)$$

где $h = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка, f – частота оптического излучения. С учетом (5.12) запишем (5.13) в виде:

$$\bar{P} = hf \cdot \frac{S/N}{t_T} . \quad (5.14)$$

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

$$P_q = \frac{hf}{t_T} . \quad (5.15)$$

Из (5.15) 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 :

$$P_q = \frac{hf}{\eta t_T} . \quad (5.15)$$

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 (5.10). 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:

$$p_e = 0.5 \cdot p(0|1), \quad (5.16)$$

где $p(0|1)$ – вероятность того, что при приеме логической 1 в течение t_T не будет зарегистрировано ни одного фотона. Из (5.9) получаем:

$$p(0|1) = e^{-N_{ph}}. \quad (5.17)$$

Из (5.16) и (5.17) можно получить минимально необходимое число фотонов для получения заданной вероятности ошибки:

$$N_{ph} = \ln 0.5 - \ln p_e. \quad (5.18)$$

Для ФПУ с квантовой эффективностью η (5.18) примет вид:

$$N_{ph} = \frac{\ln 0.5 - \ln p_e}{\eta}. \quad (5.19)$$

На рис. 5.2 показана зависимость минимально необходимого числа фотонов N_{ph} от вероятности ошибки при различных значениях квантовой эффективности η .

Из (5.19) можно получить выражение для пороговой мощности излучения, ограниченной квантовой природой света, в рассматриваемом случае:

$$P_q = \frac{hf}{2\eta t_T} N_{ph} = \frac{hf}{2\eta} B \cdot (\ln 0.5 - \ln p_e), \quad (5.20)$$

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

На рис. 5.3 показаны результаты расчетов по выражению (5.20) зависимости пороговой мощности излучения P_q от скорости передачи B при $p_e = 10^{-12}$.

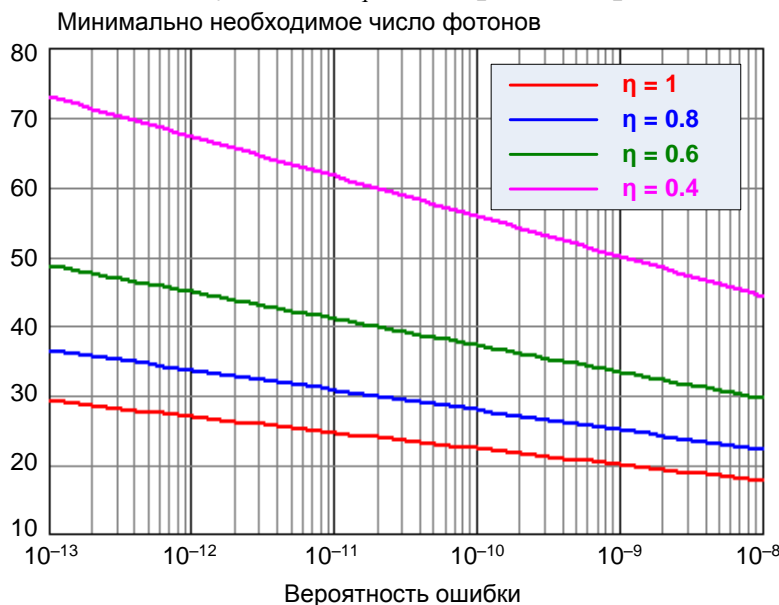


Рис. 5.2. Зависимость необходимого количества фотонов на тактовый интервал от вероятности ошибки

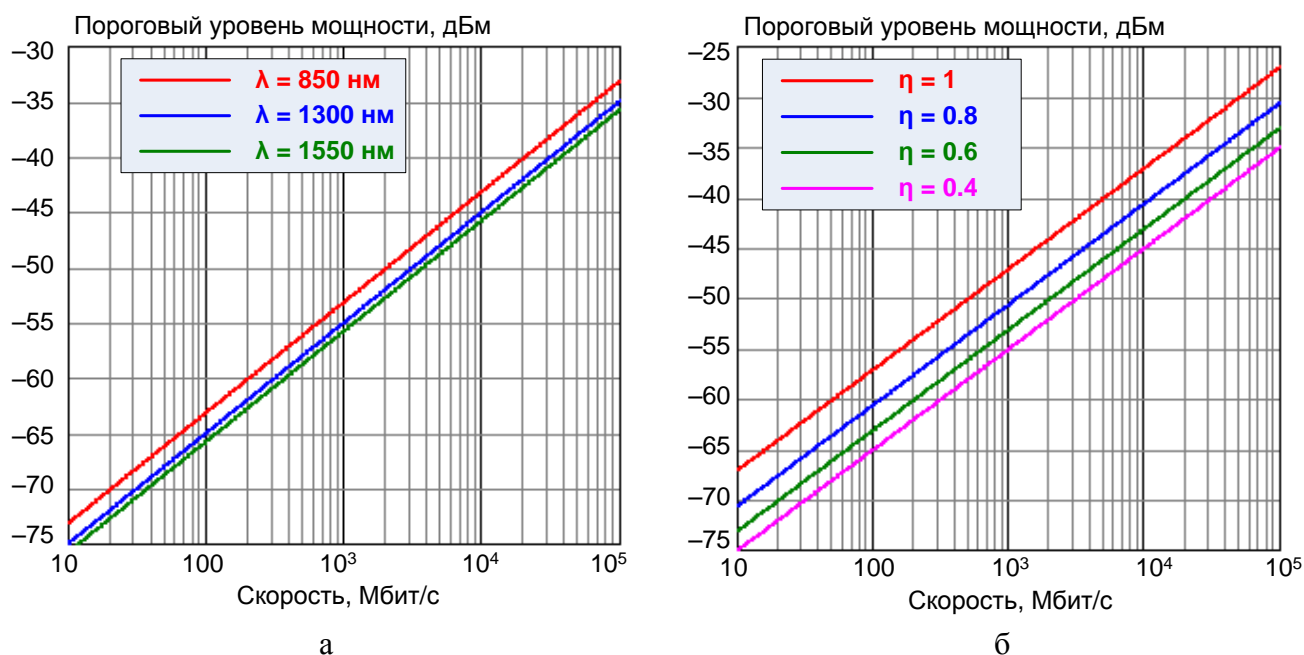


Рис. 5.3. Зависимость порогового уровня мощности от скорости передачи при $p_e = 10^{-12}$: а – $\eta = 0.8$, б – $\lambda = 850$ нм.

5.3. 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. 5.4. 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. 5.4. 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 ком-

пенсирует 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. 5.5а 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. 5.5б) и могут регистрироваться ФПУ с прямым детектированием.

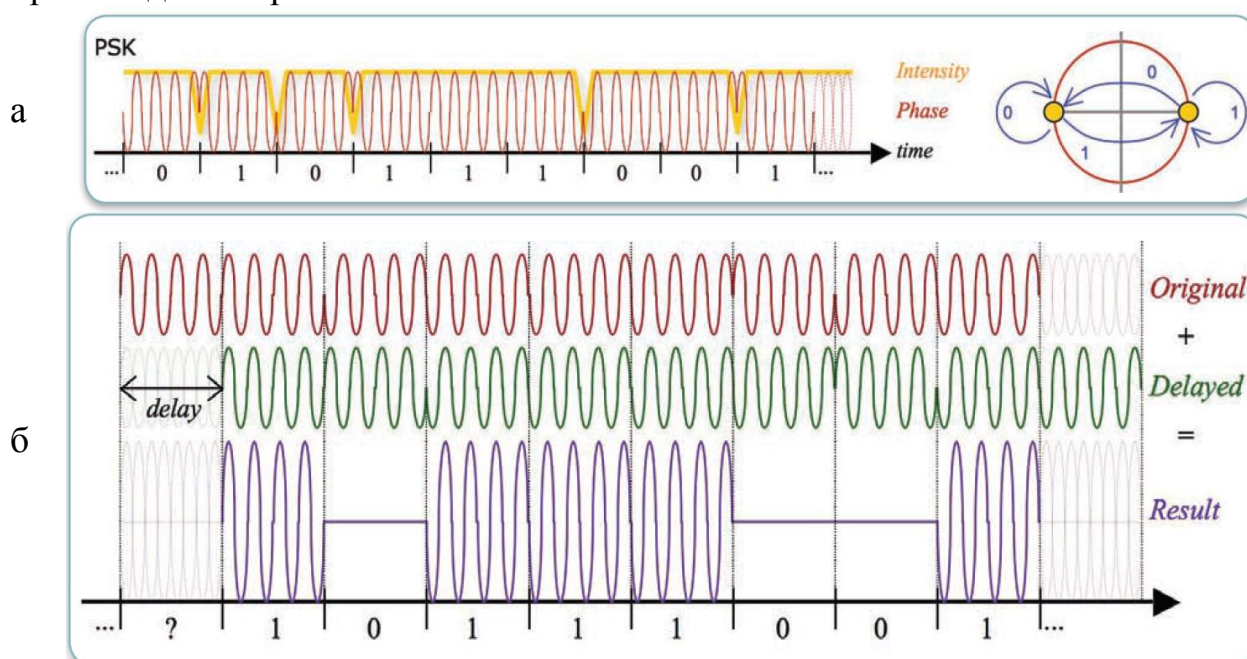


Рис. 5.5. Временные и фазовые диаграммы сигнала NRZ DPSK (а) и преобразование фазовой модуляции в амплитудную (б).

5.4. 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 вос-

становливаются «1», а если оно меньше, то восстанавливается «0» (рис. 5.6). 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.

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:

$$BER = \frac{\operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)}{2} = \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (5.21)$$

На рис. 5.7 показана зависимость BER от Q. Видно, что коэффициенту ошибок 10^{-12} соответствует значение Q, примерно равное 7.

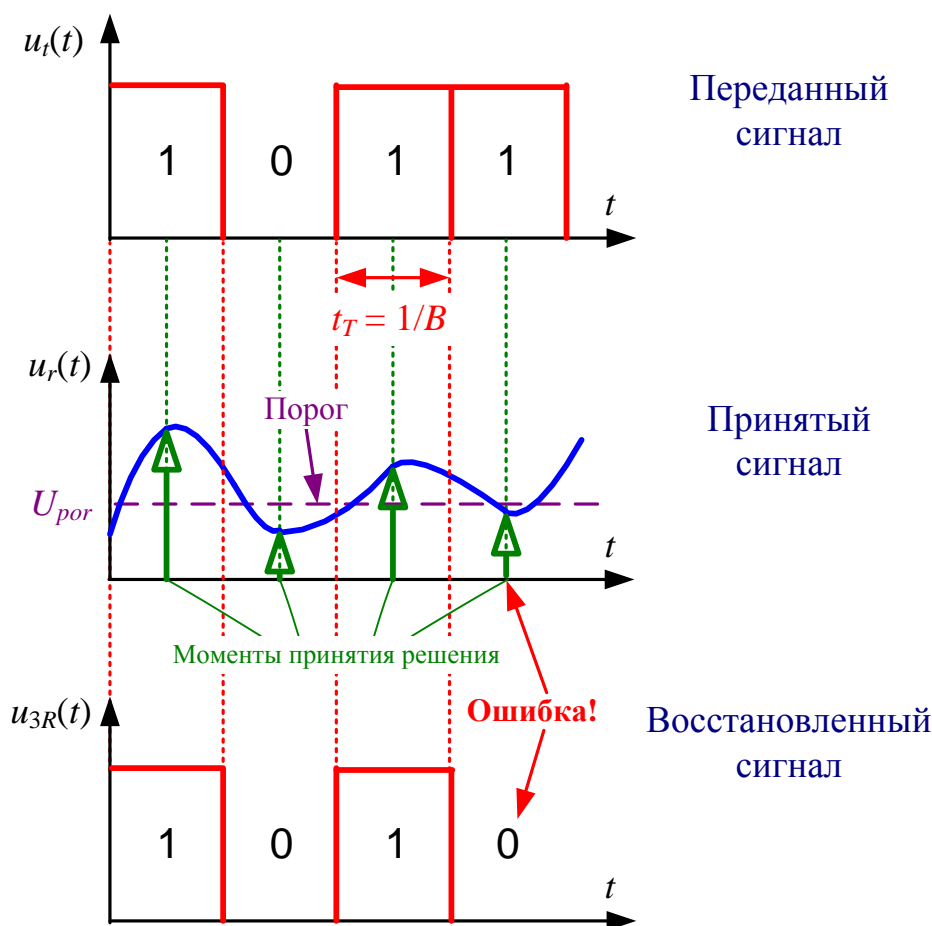


Рис. 5.6. Регенерация сигнала в формате NRZ: $u_i(t)$ – исходный (модулирующий) сигнал, $u_r(t)$ – принятый сигнал на входе регенератора, $u_{3R}(t)$ – сигнал на выходе регенератора.

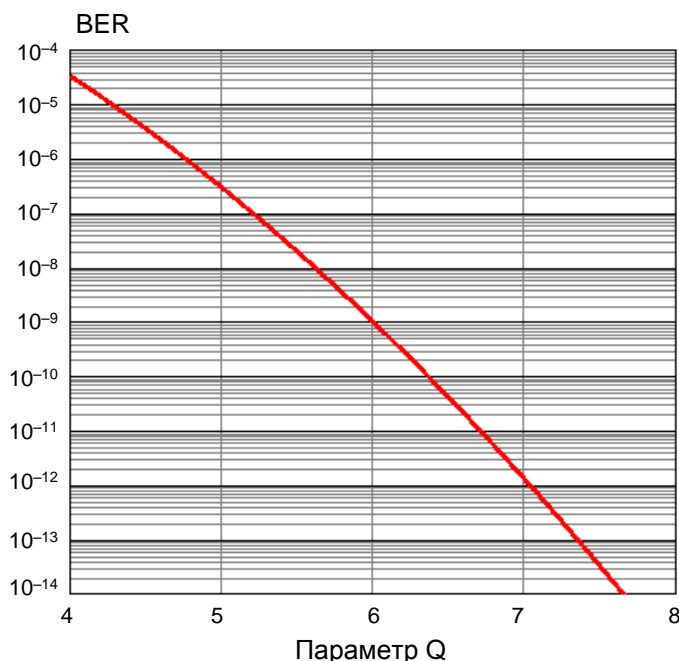


Рис. 5.7. Зависимость коэффициента ошибок от величины параметра Q

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. 5.10 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.

$$U_{1s} = I_{ph1}R = S \cdot P_1 \cdot M \cdot R, \quad (5.22)$$

$$U_{0s} = I_{ph0}R = S \cdot P_0 \cdot M \cdot R, \quad (5.23)$$

$$\sigma^2(U_{1n}) = [\sigma^2(I_{d1}) + \sigma^2(I_a)] \cdot K_I^2 \cdot \Delta f_1 + U_y^2 \cdot \Delta f_2, \quad (5.24)$$

$$\sigma^2(U_{0n}) = [\sigma^2(I_{d0}) + \sigma^2(I_a)] \cdot K_I^2 \cdot \Delta f_1 + U_y^2 \cdot \Delta f_2, \quad (5.25)$$

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. 5.8а 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, $C_{gx}=1$ пФ, $P_I=25$ мкВт, $P_0=2.5$ мкВт, $M=5$. Напряжения на выходе ФПУ составили: $U_{1s}=1$ В, $U_{0s}=0.1$ В, $U_{1n}=0.015$ В, $U_{0n}=0.085$ В. Шумы предполагались гауссовскими. Для того, чтобы увидеть пересечения распределений сигналов при приеме логического «0» и «1» на рис 5.8б те же зависимости пока-

заны в логарифмическом масштабе. На рисунке хорошо видно, как надо выбирать порог решения.

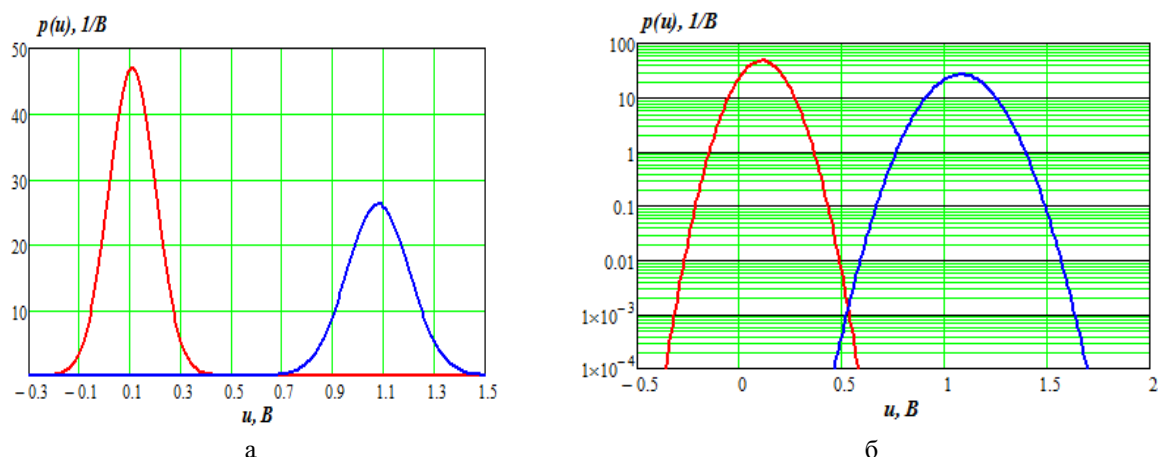


Рис.5.8. Плотности вероятности напряжения на входе решающего устройства при приеме логической 1 и 0 в линейном масштабе (а) и логарифмическом (б).

Можно показать, что оптимальное значение порога составляет:

$$U_{por} = \frac{U_{1s} \cdot U_{n0} + U_{0s} \cdot U_{n1}}{U_{n0} + U_{n1}} \quad (5.26)$$

5.5. 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. 5.9).

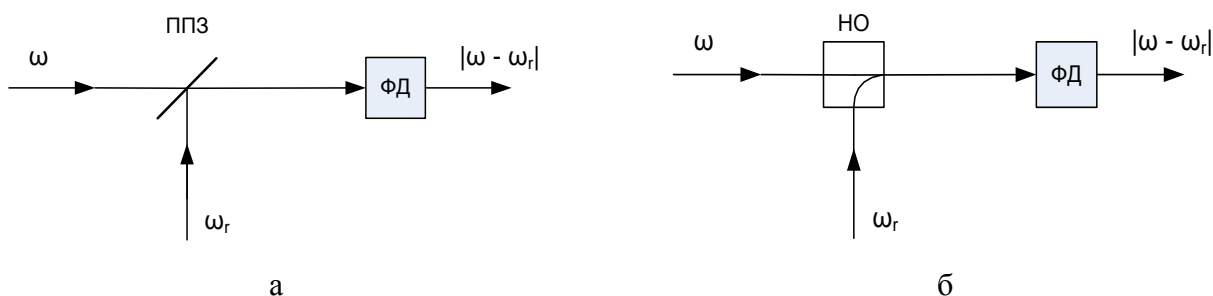


Рис. 5.9. Когерентное преобразование оптического сигнала.

Выше было показано, что фототок в этом случае определяется выражением (5.8) и содержит полезную переменную составляющую I_{phu} с разностной частотой $\omega - \omega_r$. Выразим ее через мощности излучения сигнала P и гетеродина P_r :

$$I_{phu} = -2SM \sqrt{P \cdot P_r} \cos((\omega - \omega_r)t + \varphi - \varphi_r) \quad (5.27)$$

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 сигналом 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 :

$$P_{dm}(t) = I_{phu}^2 R_d = 2S^2 M^2 P(t) P_r R_d^1. \quad (5.28)$$

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

$$\sigma^2(I_{dr}) = 2q_e S M P_r \Delta f = 4q_e S M P_r f_{upp}. \quad (5.29)$$

Мощность шумов при приеме будет равна:

$$P_n = \sigma^2(I_{dr}) R_d = 4q_e S M P_r R_d f_{upp}. \quad (5.30)$$

Определим пороговую мощность сигнала, соответствующую отношению сигнала к шуму, равному 1. Приравнявая (5.28) к (5.30) и решая полученное уравнение относительно P , получим:

$$P_{min} = \frac{2q_e f_{upp}}{SM}. \quad (5.31)$$

Разновидностью гетеродинного приема является **гомодинный прием**, когда частота гетеродина выбирается равной несущей частоте сигнала. В этом случае (5.21) примет вид:

$$I_{phu} = -2SM \sqrt{P(t) \cdot P_r} \quad (5.32)$$

Из (5.31) 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 нижних частот с подавлением постоянной составляющей. Мощность электрического сигнала при гомодинном приеме будет равна

$$P_{dmg}(t) = I_{phu}^2 R_d = 4S^2 M^2 P(t) P_r R_d, \quad (5.33)$$

а мощность шумов:

$$P_{ng} = \sigma^2(I_{dr}) R_d = 2q_e S M P_r R_d f_{upp}. \quad (5.34)$$

Пороговая мощность сигнала в этом случае составит:

$$P_{min} = \frac{q_e f_{upp}}{2SM}. \quad (5.35)$$

Сопоставляя (5.28) и (5.30) с (5.33) и (5.34), 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 (5.31) и

¹ Поясним, как получен результат: $I_{phu}^2 = 4S^2 M^2 P(t) P_r \cos^2((\omega - \omega_r)t) = 2S^2 M^2 P(t) P_r + 2S^2 M^2 P(t) P_r \cos(2(\omega - \omega_r)t)$. Второе слагаемое будет отфильтровано при детектировании, то есть можно записать: $I_{phu}^2 = 2S^2 M^2 P(t) P_r$.

(5.35) 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. 5.10), 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 смешивается с непрерывным излучением опорного лазера P_r в двух 90° оптических смесителях (polarization-diversity 90-degree optical hybrid) (рис. 5.11).

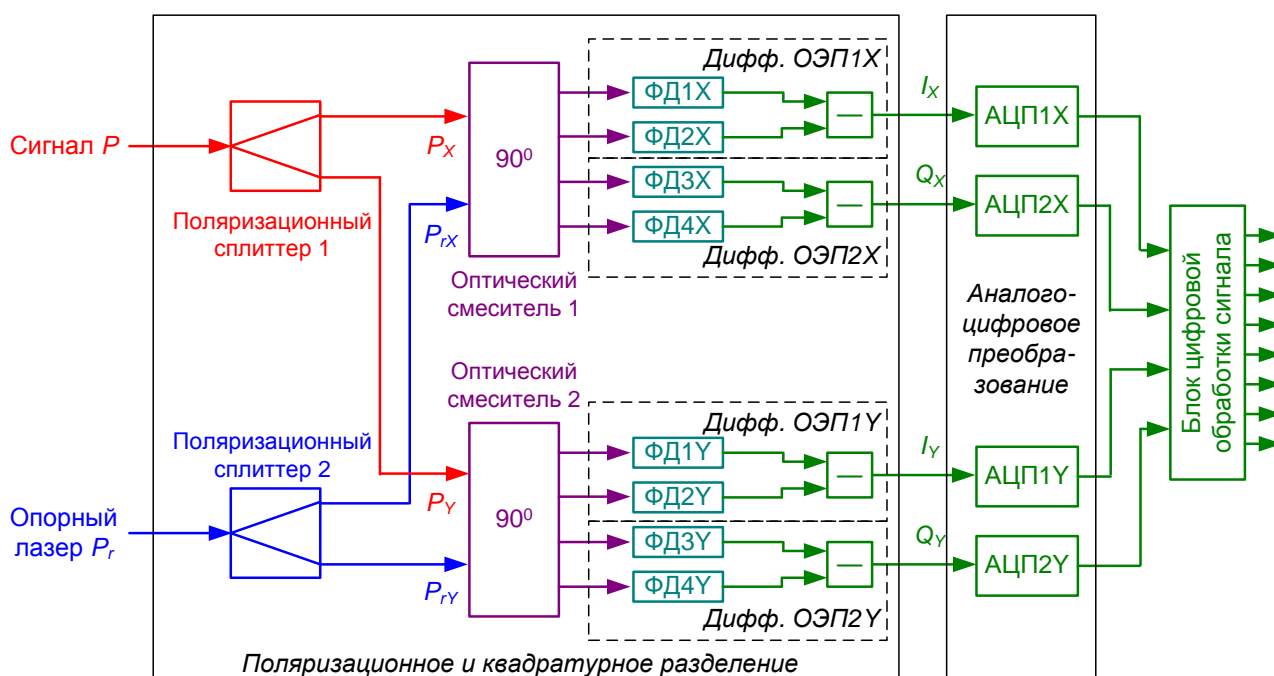


Рис. 5.10. Упрощенная структурная схема для приема сигналов с форматом модуляции DP QPSK.

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).

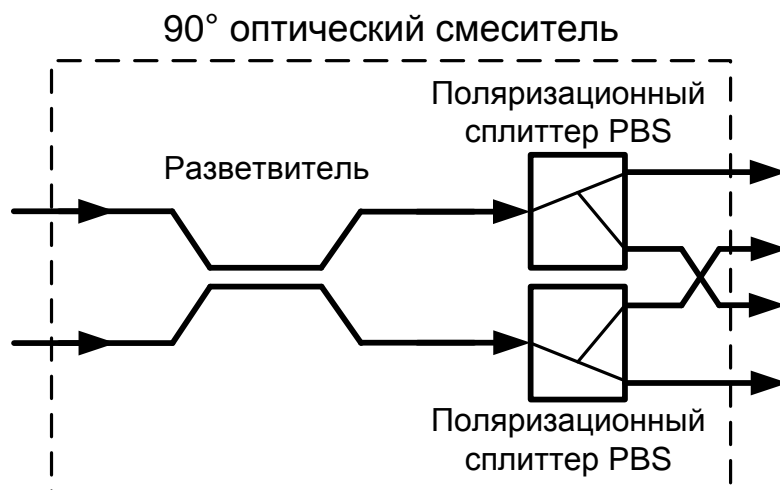


Рис. 5.11. Оптический смеситель в схеме когерентного ФПУ на рис. 5.7.

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. 5.12).

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 минимизацию 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.

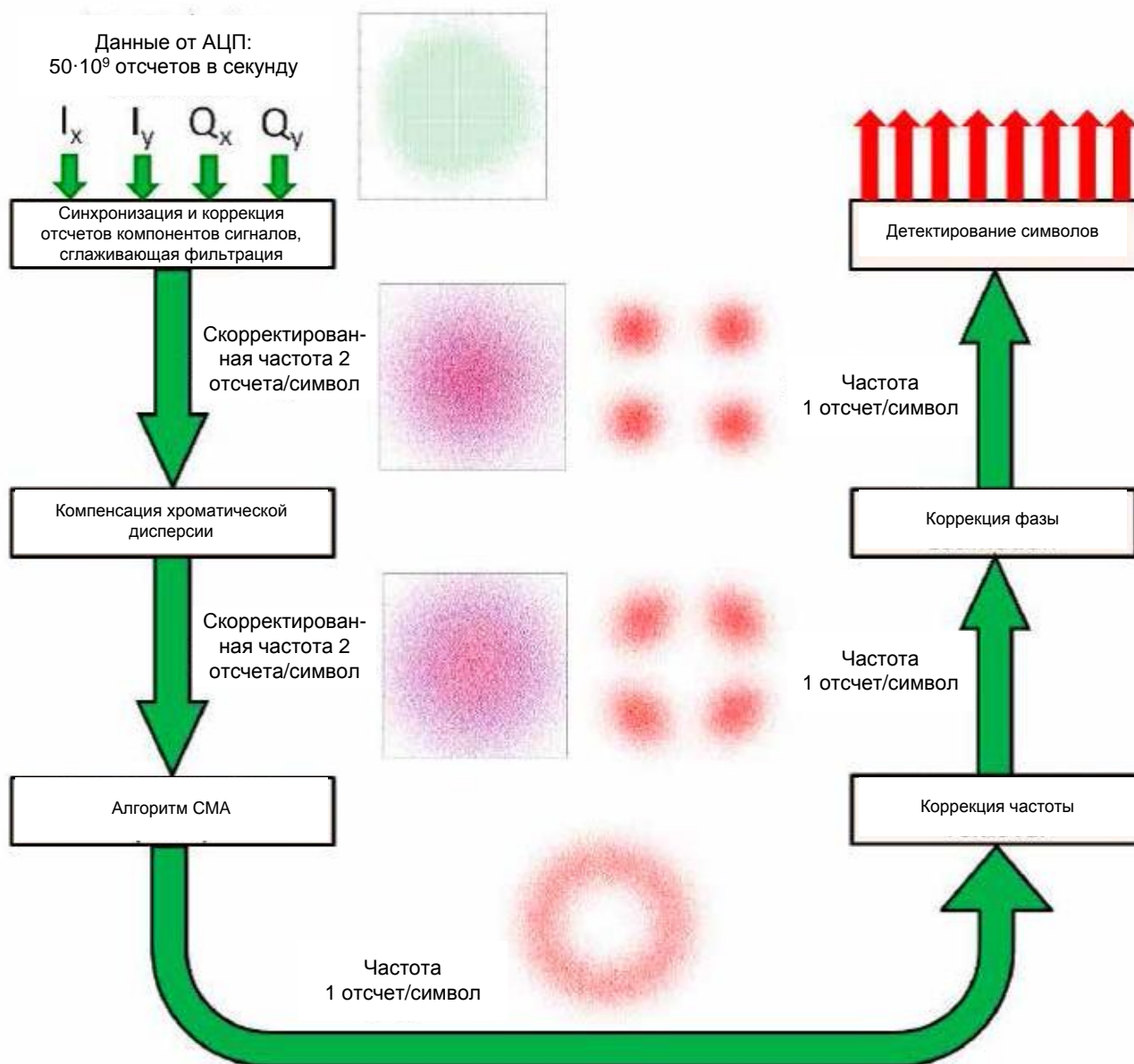


Рис. 5.12. Операции, выполняемые блоком ЦОС.

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} .

6. АКТИВНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ

К активным оптическим элементам можно отнести устройства, принцип действия которых основан на взаимодействии, как минимум, двух световых потоков в активной среде. К таким элементам можно отнести:

- оптические приемные и передающие устройства (см. темы 2-5),
- модуляторы оптического излучения (см. тему 3),
- оптические усилители,
- оптические волновые конвертеры.

6.1. Оптические усилители

6.1.1. Классификация. Общие сведения.

Оптический усилитель (ОУ) непосредственно усиливает проходящий оптический сигнал без преобразования его в электрический. Использование ОУ позволяет отказаться от промежуточных регенераторов и значительно увеличить протяженность регенерационного участка. Значительным преимуществом ОУ перед регенераторами является возможность усиления многочастотного сигнала со спектральным уплотнением (WDM).

Установка в линейном тракте ОУ позволяет существенно удешевить оборудование волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). До начала 90-х годов единственным способом компенсации потерь в линии было применение регенераторов. Регенератор работает по схеме: прием оптического сигнала - оптоэлектрическое преобразование - электрическое усиление - регенерация (распознавание и восстановление) электрического сигнала - электрооптическое преобразование - передача оптического сигнала.

С точки зрения минимизации числа оптоэлектрических и электрооптических преобразователей было бы логично осуществлять регенерацию по схеме: прием оптического сигнала - усиление и регенерация оптического сигнала (с помощью оптического усилителя и регенератора) - передача оптического сигнала. Однако реализовать указанную схему пока не удается ввиду отсутствия собственно оптических регенераторов. Под оптической регенерацией понимается восстановление формы искаженного в линии оптического сигнала без использования преобразования оптического сигнала в электрический и обратно.

Использование ОУ позволяет значительно увеличить длину регенерационного участка, за счет разбивки его на несколько усилительных участков. Это уменьшает число регенераторов в линейном тракте и упрощает схему передачи.

Наиболее распространенными ОУ в настоящее время являются:

- Усилители на основе специальных оптических волокон (ОВ), легированных редкоземельными элементами (наибольшее распространение получили эрбиевые усилители),
- Усилители, использующие вынужденное комбинационное рассеяние в кварцевых ОВ использующихся для передачи сигналов (рамановские усилители).
- Полупроводниковые усилители с конструкцией, подобной лазерным диодам,

ОУ являются нелинейными устройствами. Типовые зависимости выходной оптической мощности от входной и коэффициента усиления от выходной оптической мощности показаны на рис. 6.1. ОУ могут использоваться (рис. 6.2) в качестве предусилителя на входе фотоприемного устройства (ФПУ) (область А на рис. 6.1) и усилителя мощности (бустера) на выходе источника излучения (область В на рис. 6.1).

Установка перед оптическим приемником предварительного ОУ позволяет уменьшить вклад в суммарный шум ФПУ со стороны собственно фотоприемника и усилителя фототока за счет увеличения оптического сигнала на входе ФПУ. Это позволяет значительно увеличить длину регенерационного участка. К предусилителю предъявляются требования высокой линейности, большого коэффициента усиления и малого уровня шума.

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

Для компенсации затухания в линейном волоконно-оптическом тракте может использоваться каскадное включение линейных ОУ (рис.6.2). К линейному ОУ одновременно предъявляются требования высокого коэффициента усиления и линейности, малых шумов и большой выходной мощности. Обычно линейный усилитель является многокаскадным, содержащим, как минимум, предусилитель и усилитель мощности.

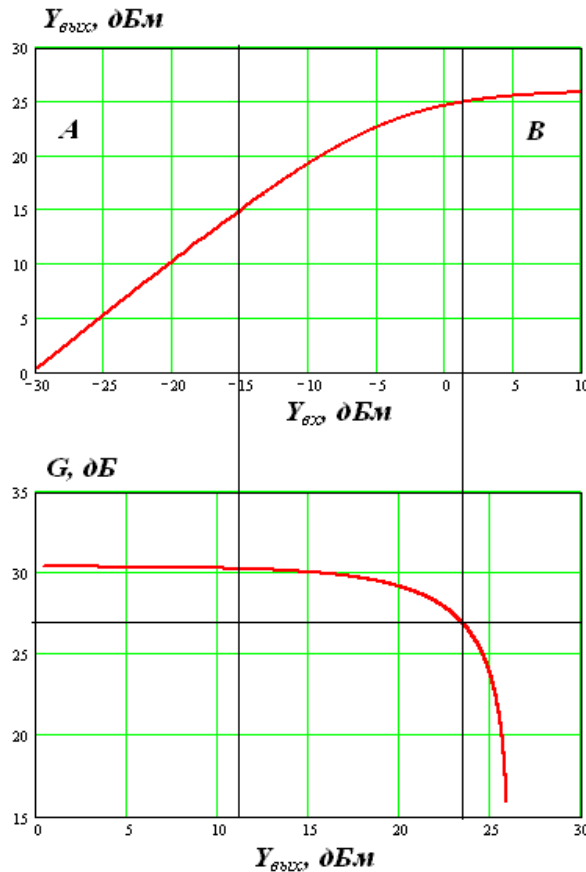


Рис. 6.1. Зависимость уровней выходной оптической мощности от входной и коэффициента усиления от выходной мощности

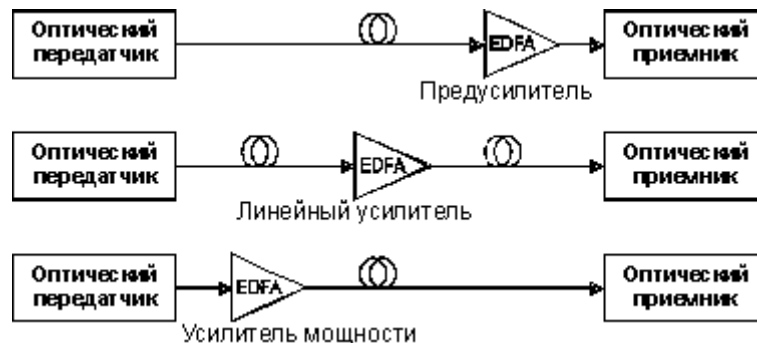


Рис. 6.2. Применение разных типов оптических усилителей.

В таблице 6.1 указана степень значимости некоторых параметров ОУ в зависимости от их назначения.

Таблица 6.1.

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

Различают дискретные и распределенные ОУ. Полупроводниковые и эрбиевые ОУ относят к дискретным. Рамановские ОУ обычно являются распределенными, но могут выполняться и в виде дискретных ОУ, использующих в качестве активной среды специальные ОВ, например типа DCF, компенсирующие дисперсию стандартного одномодового ОВ.

6.1.2. Усилители на основе специальных оптических волокон (ОВ), легированных редкоземельными элементами

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

Для легирования используют, как правило, только три редкоземельных металла:

- неодим (Nd) и празеодим (Pr) - для усиления сигналов в окне 1300 нм,
- эрбий (Er) - для усиления сигналов в окне 1550 нм.

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

Эрбиевое волокно содержит, также, как и обычное одномодовое ОВ, сердцевину легированную германием или другим веществом, увеличивающим показатель преломления, диаметром 3-6 мкм и оболочку из чистого кварца диаметром 125 мкм. Центральная часть сердцевины диаметром примерно 2 мкм дополнительно легирована ионами эрбия. Концентрация ионов эрбия составляет $10^{18} - 10^{19} \text{ см}^{-3}$, что обеспечивает длину используемого активного световода от нескольких единиц до нескольких десятков метров. Защитное покрытие диаметром 250 мкм имеет большой коэффициент преломления и эффективно выводит из оболочки постороннее излучение. Эрбиевые ОВ имеют большую числовую апертуру 0.2-0.35 и малый диаметр сердцевины. Для уменьшения потерь при их стыковке с традиционными одномодовыми ОВ используют линзовые устройства или фоконы. Эрбиевые ОВ имеют значительное затухание для волн сигнала (2.5-8 дБ/км) и накачки (1.6-6 дБ/км).

Рассмотрим принцип работы ОУ на основе трехуровневой модели активных частиц находящихся в сердцевине ОВ. Известно, что в соответствии с квантовыми представлениями энергия активных частиц принимает дискретную совокупность уровней. Уровень с наименьшей возможной энергией называют основным. Возможные энергетические уровни представляют в виде диаграммы. На рис. 6.3 показана упрощенная трехуровневая квантовая система. На диаграмме показаны уровни с энергиями соответствующих состояний $W_3 > W_2 > W_1$ и с населенностями N_i , которые определяются числом частиц на данном энергетическом уровне в единице объема.

Переход с 1 (основного) уровня на другой, например 3 уровень возможен при поглощении кванта (фотона) с определенной энергией W_{13} и частотой ν_{13}

$$W_{13} = h\nu_{13} = W_3 - W_1, \quad (6.1)$$

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

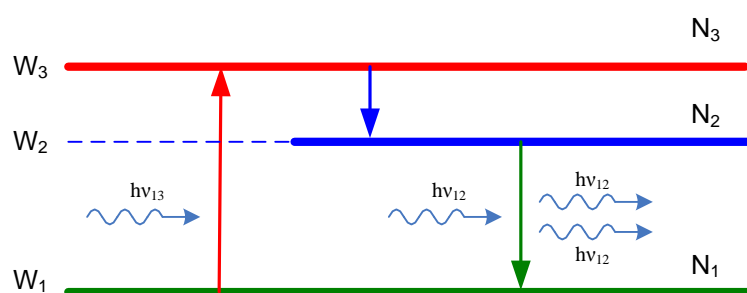


Рис. 6.3. Трехуровневая квантовая система

Переходы с более высоких уровней, например с 2 уровня на 1 сопровождаются излучением кванта с определенной энергией W_{12} и частотой ν_{12} , которые определяются аналогично (6.1).

Излучательные переходы могут быть спонтанными (самопроизвольными) и вынужденными (индуцированными, стимулированными).

Возбужденное состояние частицы является неустойчивым и через некоторое время пребывания на верхнем уровне она самопроизвольно под действием внутренних возмущений, совершает переход на нижний энергетический уровень с испусканием кванта. При этом начальные фазы волновых пакетов и направления их распространения имеют случайный характер. Излучение при этом носит шумовой (некогерентный) характер и не может использоваться для усиления или генерации когерентного света.

Если же квантовая система облучается квантами с частотами, удовлетворяющими условию (6.1), то эти кванты могут, как поглощаться, вызывая переходы на более высокий уровень, так и вызывать вынужденное излучение на той же частоте. В этом случае излученные кванты когерентны, то есть имеют ту же частоту, фазу, поляризацию и направление, что и вызвавший излучение квант. Следовательно, вынужденное излучение передает свою энергию облучающему излучению, то есть усиливает его по мощности.

Можно показать, что для получения реального усиления проходящего в активной среде света необходимо обеспечить так называемую инверсную населенность уровня, переходы с которого позволяют излучить кванты требуемой частоты. Допустим, мы хотим обеспечить усиление в трехуровневой квантовой системе, показанной на рис. 6.3, на частоте ν_{12} . Это возможно при выполнении условия

$$N_2 > N_1. \quad (6.2)$$

Для создания инверсной населенности используется система энергетической накачки. В качестве накачки можно использовать излучение лазера соответствующей длины волны для создания фотонов нужной энергии. В этом случае излучение накачки вводится в то же ОВ, по которому распространяется сигнал с помощью ответвителя WDM. Использование для объединения излучений сигнала и накачки ответвителя WDM обусловлено тем, что такой ответвитель обеспечивает минимальные вносимые потери. В зависимости от направления распространения излучения сигнала и накачки различают попутную, встречную и двунаправленную накачки (рис. 6.4). В результате взаимодействия излучения сигнала и накачки она отдает свою энергию сигналу.

Для каждого перехода может быть введена величина τ_{ij} среднего времени жизни (времени релаксации). Она определяет время, в течение которого первоначальная населенность верхнего уровня уменьшается в $e \approx 2.73$ раз. Время релаксации составляет $10^{-6} - 10^{-9}$ с. Однако существуют метастабильные уровни, имеющие большое время релаксации, которое превышает 10^{-3} с. Именно такие уровни используются для усиления и генерации излучения.

В трехуровневой системе на рис. 6.3 метастабильным является переход со 2 уровня на 1. Время релаксации с 3 уровня на 2 на несколько порядков меньше.

Под действием накачки частицы переходят с 1 уровня на 3 (вспомогательный) уровень, который обладает малым временем релаксации. Переход с 3 уровня на 2 происходит с малой задержкой и без излучения. Населенность второго (метастабильного) уровня возрастает.

ет и выполняется условие (6.2). Если различия в энергиях 2 и 3 уровня малы, то говорят о двухуровневой квантовой системе. Наиболее распространенный волоконно-оптический усилитель (ВОУ) на основе ОВ, легированного эрбием, может работать в двух режимах: трехуровневом при использовании накачки мощностью 20-500 мВт с длиной волны 980 нм и двухуровневом с длиной волны 1480 нм. Под эффективностью накачки понимают прирост усиления G ОУ в дБ при увеличении мощности накачки P_p в мВт на наиболее крутом участке характеристики $G(P_p)$. Для накачки эрбиевого ОУ могут использоваться и другие длины волн. В таблице 6.2 приведены сведения о них и эффективности накачки.

В результате накачки активная среда становится способной генерировать вторичные фотоны (той же частоты и направления распространения) при попадании на ее вход возбуждающего фотона из светового потока усиливаемого сигнала. Процесс усиления носит распределенный характер.

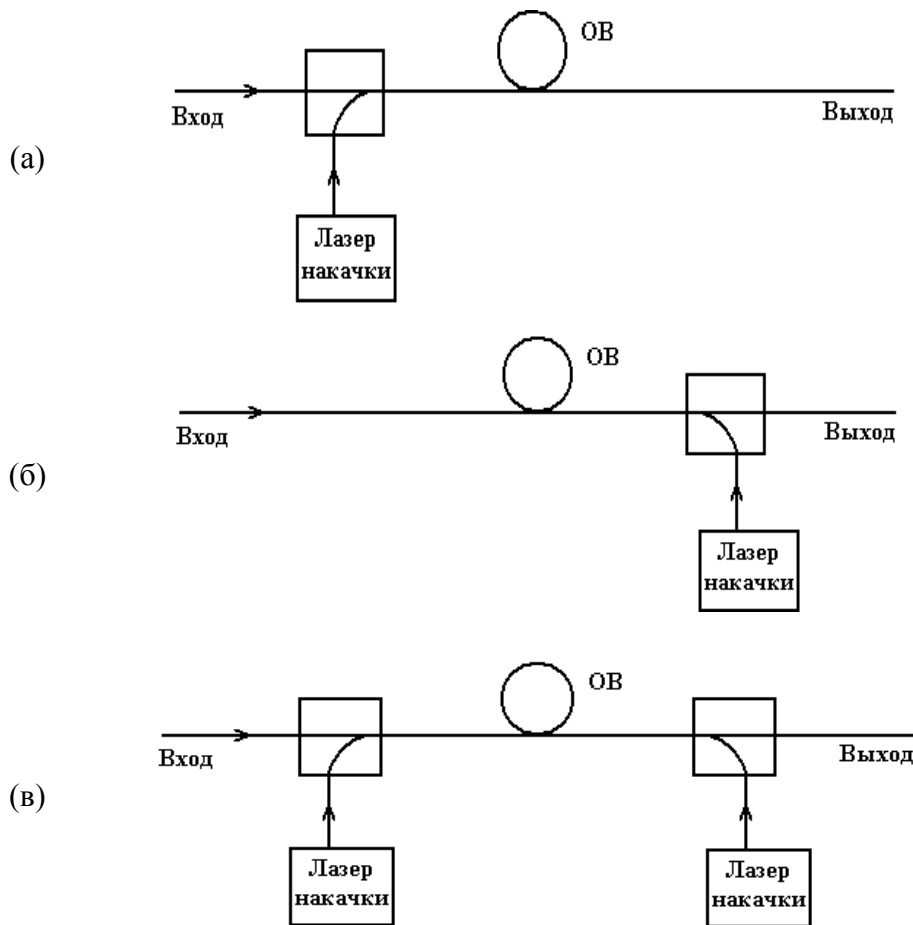


Рис. 6.4. Схемы накачки волоконных ОУ

Таблица 6.2

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

Длина волны отсечки эрбиевых волокон находится в пределах 800-950 нм, т.е. для излучения накачки с длинами волн 827, 980 и 1480 нм они являются одномодовыми.

Нелинейное взаимодействие излучений сигнала и накачки происходит в легированной эрбием центральной части сердцевины.

На рис. 6.5 представлены спектры излучения ионов эрбия в кварцевом стекле, легированном наиболее часто применяемыми в технологии ОВ добавками. Из представленных данных видно, что наиболее широкий спектр излу-

чения (а значит, и спектр усиления), составляющий около 40 нм по полувысоте, достигается при использовании в качестве добавки алюминия. Поэтому этот элемент стал необходимой составляющей материала сердцевины эрбиевых ОВ. Кварцевое стекло, легированное алюминием называют алюмосиликатным.

Основным источником шума в ОУ является усиленное спонтанное излучение. Усиленное спонтанное излучение возникает из-за того, что активная среда оптического усилителя генерирует вторичные фотоны не только в результате попадания возбуждающего излучения усиливаемого сигнала, но и в ответ на фотоны, возникающие в результате самопроизвольного перехода частиц с верхнего уровня на нижний. Для уменьшения шума, вызванного усиленным спонтанным излучением, сигнал на выходе оптического усилителя фильтруют с помощью полосового оптического фильтра.

Расчитать мощность усиленного спонтанного излучения (УСИ) на выходе ОУ после фильтрации можно следующим образом:

$$P_n = 2h\nu_s \cdot \Delta\nu \cdot F_n \cdot (G - 1) \quad (6.3)$$

где $h = 6.63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с - постоянная Планка, ν_s - частота сигнала, $\Delta\nu$ - ширина спектра оптического фильтра, G - коэффициент усиления на частоте ν_s , F_n - шум-фактор.

Максимальный уровень УСИ будет при отсутствии усиливаемого сигнала. Изменение УСИ с частотой или длиной волны отражает изменение усиления ОУ.

На рис. 6.6 показаны амплитудно-волновые характеристики (АВХ) эрбиевого оптического усилителя с учетом усиленного спонтанного излучения. Из рис. 6.6 следует, что оптическое усиление значительно изменяется в используемом диапазоне длин волн.

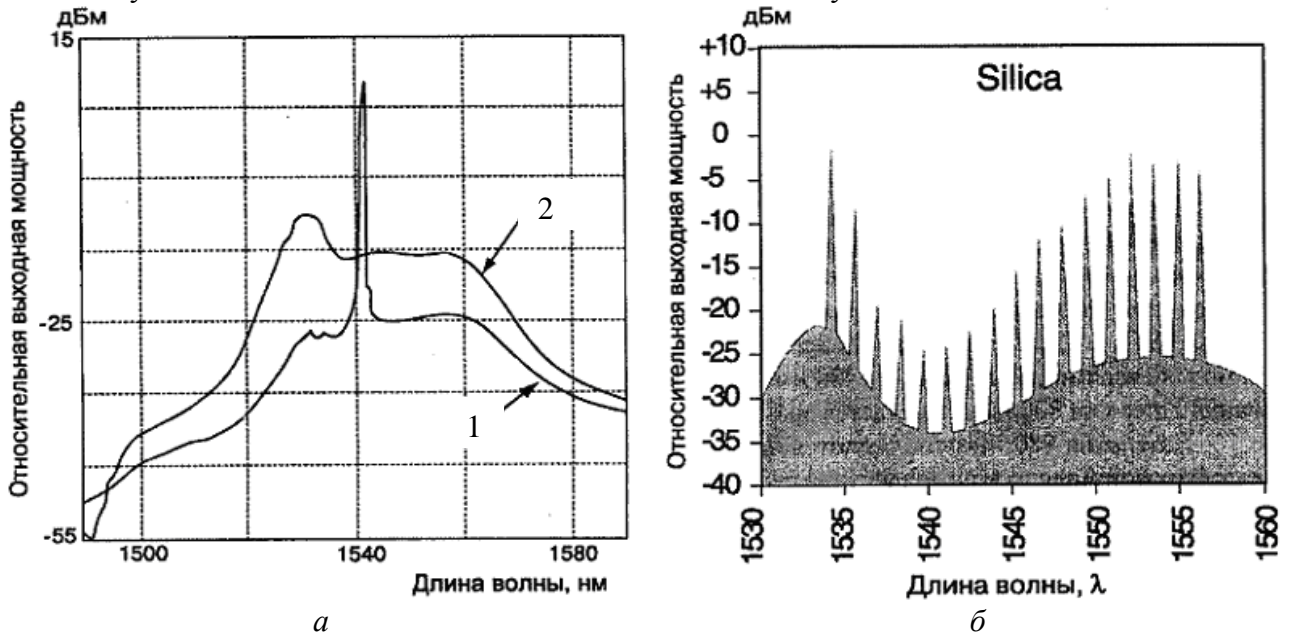


Рис. 6.6. Амплитудно-волновые характеристики эрбиевого ОУ:
 а – при отсутствии входного сигнала (1), при одной несущей с уровнем –6 дБм;
 б – при многоканальном входном сигнале.

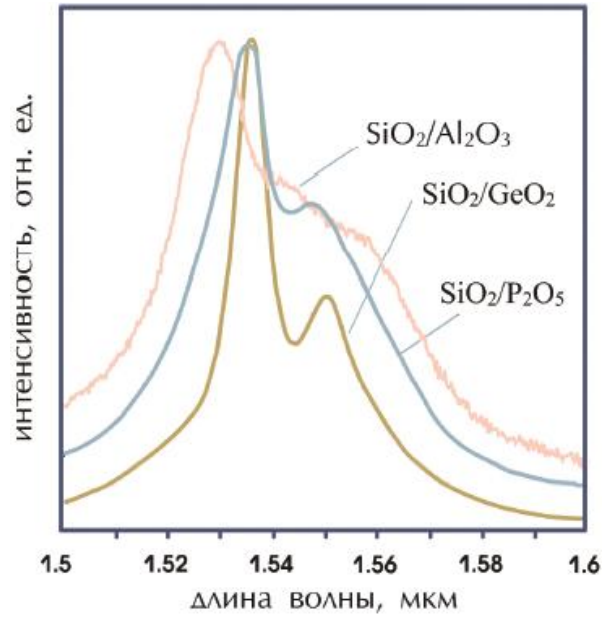


Рис. 6.5. Спектры излучения ионов эрбия в кварцевом стекле с различными добавками

Это приводит к значительным трудностям при усилении сигналов в системах спектрального уплотнения с различными несущими. При прохождении многоканального сигнала по длинной линии через ряд усилителей информация в каналах с меньшим усилением может оказаться потерянной.

Для выравнивания амплитудно-волновой характеристики могут использоваться:

- оптические фильтры со специально сформированной зависимостью поглощения от длины волны,
- разделение общей полосы пропускания оптического усилителя на диапазоны и параллельное включение узкополосных усилителей,
- каскадное соединение оптических усилителей на активированных ОВ и усилителей на основе эффекта Рамана.

6.1.2. Принципы оптического усиления на основе вынужденного комбинационного рассеяния в ОВ

6.1.2.1. Нелинейные эффекты в волоконной оптике

Нелинейные эффекты в волоконной оптике подобны нелинейным эффектам в других физических системах (механических или электронных). Они порождают генерацию паразитных гармоник и комбинационных частот. Нелинейность волокна не является дефектом производства или конструкции волокна. Это неотъемлемое свойство материальной среды при распространении в ней электромагнитной энергии. Как разработчикам, так и операторам волоконно-оптических сетей связи следует учитывать нелинейные эффекты, которые проявляются при высокой когерентности используемого лазерного излучения.

Нелинейность волокна становится ощутимой, когда интенсивность лазерного излучения (мощность на единицу поперечного сечения) достигает порогового значения. Однако влияние нелинейностей обнаруживается после прохождения сигналом некоторого пути по волокну в зависимости от параметров, конструкции волокна и условий его работы.

В сильном электромагнитном поле параметры любого диэлектрика, в том числе и плавленного кварца, используемого для изготовления оптических волокон, становятся нелинейными.

В первом приближении показатель преломления с учетом нелинейных эффектов становится равным:

$$\hat{n}(\nu, |E^2|) = n(\nu) + n_2 \cdot |E^2|, \quad (6.4)$$

где $n(\nu)$ - линейная часть показателя преломления, зависящая только от частоты (длины волны),

$|E^2|$ - модуль квадрата напряженности электрического поля в электромагнитной волне, который пропорционален интенсивности волны,

n_2 - нелинейный показатель преломления, для плавленного кварца $n_2 = 3.2 \cdot 10^{-16}$ см²/Вт. В общем случае комплексная величина.

Этот эффект часто называют эффектом Керра.

В результате нелинейности среды возникают различные явления:

- фазовая автомодуляция,
- перекрестная фазовая модуляция,
- четырехволновое смешение,
- вынужденное неупругое рассеяние.

Мы рассмотрим более подробно вынужденное комбинационное рассеяние (ВКР) или рассеяние Рамана и рассеяние Мандельштамма-Бриллюэна (ВРМБ).

6.1.2.2. Рассеяние Мандельштамма-Бриллюэна

В диэлектриках имеет место спонтанное тепловое движение молекул. Оно приводит к флуктуациям плотности вещества, а, следовательно, и показателя преломления. Флуктуации

показателя преломления можно рассматривать как совокупность упругих или звуковых волн, распространяющихся в среде. Направленный внутрь среды свет будет дифрагировать на этих звуковых волнах. Возникнет рассеянное излучение, частота которого будет сдвинута относительно возбуждающего излучения на величину частоты звуковой волны.

При вынужденном рассеянии Бриллюэна-Мандельштама (ВРБМ) сигнал лазера создаст периодические области с переменным показателем преломления, т.е. дифракционную решетку, которая формируется самим оптическим пучком и подобна акустической волне. Отражения, вызванные этой виртуальной решеткой, усиливаются (складываются) и обнаруживаются в форме обратно рассеянного света с доплеровским понижением частоты (сдвигом в область длинных волн). Явление вынужденного рассеяния Мандельштама-Бриллюэна связано с известным явлением электрострикции - деформации (изменения объема) диэлектриков в электрическом поле. Явление электрострикции приводит к нелинейному взаимодействию интенсивной световой волны возбуждающего света (накачки), первоначально слабой волны рассеянного света и тепловой упругой волны.

В простой квантово-механической модели фотон падающего поля (часто называемого накачкой) распадается на фотон меньшей (стоксовой) частоты и фонон, имеющий такие энергию и количество движения, которые соответствуют законам сохранения энергии и количества движения. В этом процессе фотон возбуждает атом, который позже излучает фотон меньшей энергии. Может также возникнуть фотон с большей энергией на, так называемой, антистоксовой частоте при поглощении уже возбужденным атомом фотона с надлежащими энергией и количеством движения. Из закона сохранения энергии следует соотношение между энергией $h\nu_0$ и частотой ν_0 возбуждающего, энергией $h\nu'$ и частотой ν' рассеянного света, а также энергией $h\nu_i$ и частотой ν_i собственных колебаний атома. Для стоксовой частоты получим

$$h\nu' = h\nu_0 - h\nu_i; \quad \nu' = \nu_0 - \nu_i. \quad (6.5)$$

Для антистоксовой частоты аналогично получим

$$h\nu' = h\nu_0 + h\nu_i; \quad \nu' = \nu_0 + \nu_i. \quad (6.6)$$

В связи с тем, что обратно рассеянное излучение отбирает мощность у проходящего излучения, зависимость между входной и выходной мощностью в протяженном оптическом волокне становится нелинейной (рис.6.7). Данное явление может также приводить к значительному повышению уровня шумов и нестабильности распространения оптического сигнала.

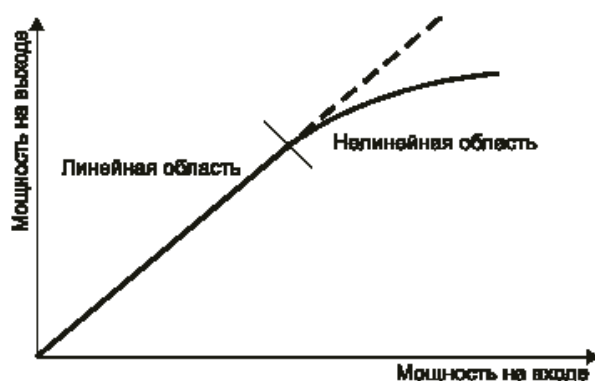


Рис. 6.7. Зависимость выходной оптической мощности от входной

Этот эффект может использоваться для оптического усиления. Например, если частота усиливаемого оптического излучения соответствует стоксовой волне, которая отличается в плавленом кварце от частоты накачки на 10-11 ГГц для ВРМБ. Спектр ВРМБ усиления сравнительно узкий и составляет 30-60 МГц.

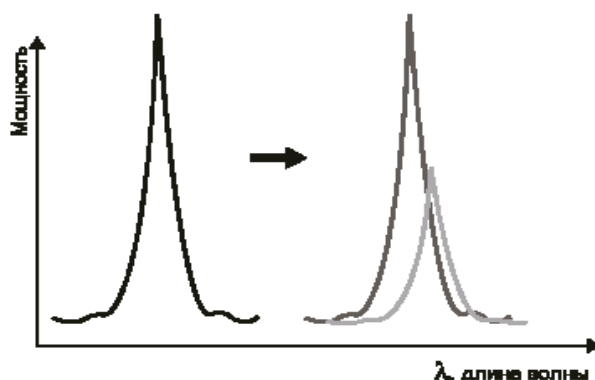


Рис. 6.8. Обратное рассеяние Бриллюэна-Мандельштама

Коэффициент передачи G оптического усилителя зависит от длины пути взаимодействия излучения накачки и усиливаемого оптического сигнала и составляет в самом первом приближении без учета затухания накачки и сигнала

$$G = \frac{I_{se}}{I_{si}} = \exp(g_b I_p L), \quad (6.7)$$

где I_{se}, I_{si} - интенсивности оптических сигналов на выходе и входе оптического усилителя, Вт/см²;

I_p - интенсивность накачки, Вт/см²;

g_b - усилительная способность ВРМБ-эффекта, см/Вт;

L - длина взаимодействия сигнала и накачки, см.

Максимальная усилительная способность ВРМБ при длине волны накачки $\lambda = 1$ мкм составляет $g_b = 6 \cdot 10^{-9}$ см/Вт.

Важная особенность ВРМБ состоит в том, что эти эффекты пороговые. Для ВРМБ в одномодовом ОВ с $\alpha L \gg 1$ пороговая интенсивность накачки равна

$$I_p^{th} = 21 \cdot \alpha / g_b = 0.7 \text{ мВт/мкм}^2, \quad (6.8)$$

Для одномодового ОВ с диаметром модового поля 8 мкм пороговая мощность составляет 35 мВт. Такой низкий порог делает вынужденное рассеяние Мандельштама-Бриллюэна доминирующим нелинейным процессом в ОВ.

Параметры излучения ВРБМ приведены в таблице 6.3. Для ОВ величина сдвига частоты зависит от того, как легирована сердцевина. При этом сдвиг частот много меньше расстояния между спектральными каналами DWDM систем. Это обстоятельство, а также узкая ширина спектра объясняют то, что эти усилители не нашли применения в оптической связи.

Таблица 6.3.

Тип ОВ	Сдвиг ВРБМ для длины волны 1525 нм		Ширина спектра, МГц
	По частоте, ГГц	По длине волны, нм	
G-652	11.0	0.088	30
G-653	10.7	0.085	60

В ОВ рассеяние Мандельштама-Бриллюэна происходит только в направлении, противоположном направлению распространения накачки.

На практике ВРБМ явление вредное. Однако оно практически не проявляется при использовании источников излучения со сравнительно большой шириной спектра излучения. Для подавления ВРБМ в ОВ при использовании монохроматических источников используют частотную модуляцию источника излучения с девиацией несущей частоты порядка 1 ГГц и с частотой примерно 50 кГц. Величина девиации выбирается намного больше полосы пропускания рассеянного назад сигнала (30-60 МГц).

6.1.2.3. Вынужденное комбинационное рассеяние Рамана

Отметим, что у ВКР много общего с ВРБМ и различия носят часто скорее количественный чем качественный характер. Итак в ОВ возникает спонтанное рамановское или комбинационное рассеяние. Этот нелинейный эффект приводит к тому, что небольшая часть (обычно 10^{-6} - 10^{-7}) мощности излучения накачки преобразуется в излучение с более низкой частотой. В квантовой механике этот процесс описывается как рассеяние фотона на молекуле, которая поглощает часть энергии фотона (определяемую одной из собственных частот ее колебаний ν_i), а частота фотона ν_p уменьшается до величины $\nu_s = \nu_p - \nu_i$ (стоксова частота). Иными словами происходит спонтанное испускание фотона $h\nu_s$ при исчезновении фотона $h\nu_p$ возбуждающего излучения.

Наряду со спонтанным комбинационным рассеянием существует стимулированное или вынужденное комбинационное рассеяние. Это явление также заключается в исчезновении фотона возбуждающего излучения и испускании фотона стоксовой частоты, но вероятность этого процесса пропорциональна интенсивности возбуждающего и рассеянного излучения.

Если в волокно вводится только интенсивное излучение с частотой ν_p (накачка), сначала имеет место спонтанное комбинационное рассеяние с частотой ν_s . Затем рассеянное излучение начинает действовать как стимулирующее и возникает вынужденное комбинационное рассеяние, которое приводит к усилению спонтанного излучения.

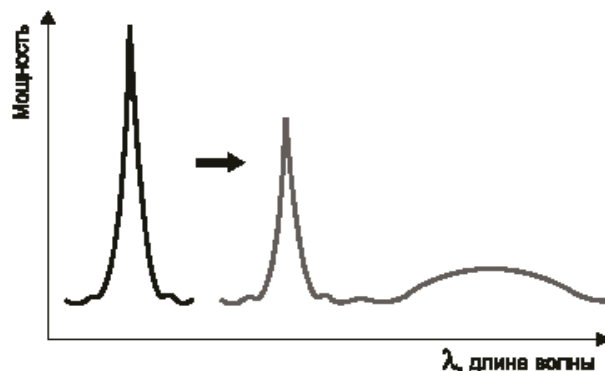


Рис.6.9. Вынужденное комбинационное рассеяние (Рамана)

Если в рассеивающей среде взаимодействуют интенсивное излучение накачки с частотой ν_p и излучение сигнала с частотой ν_s , излучение сигнала будет стимулирующим и начнет усиливаться за счет вынужденного комбинационного рассеяния.

Коэффициент усиления в самом первом приближении может быть определен по выражению (6.7), в котором вместо g_b используется g_r - усилительная способность ВКР-эффекта, см/Вт. Максимальная усилительная способность ВКР при длине волны накачки $\lambda = 1$ мкм составляет $g_r = 10^{-11}$ см/Вт.

Эффект ВКР также является пороговым. Для ВКР в одномодовом ОВ с $\alpha L \gg 1$ пороговая интенсивность накачки равна

$$I_p^{th} = 16 \cdot \alpha / g_r = 30 \text{ мВт/мкм}^2. \quad (6.9)$$

Для одномодового ОВ с диаметром модового поля 8 мкм пороговая мощность составляет 1500 мВт. Для работы ВКР усилителей требуются большие мощности накачки.

Спектр усиления достаточно широкий. В кварцевых волокнах он составляет от 50 до 100 нм для разных типов волокон. Соответственно усиливаются все частотные компоненты полосы усиления (фотоны генерируются на всех частотах внутри полосы), но максимум усиления приходится на стоксову частоту, которая для плавленого кварца смещена относительно частоты накачки на $\Delta\nu_{st} = 13$ ТГц (примерно 100 нм). Спектр ВКР усиления очень широкий и составляет 5-7 ТГц (35-55 нм). Для усиления сигналов на длине волны в окне прозрачности 1550 нм используется накачка с длинами волн от 1.34 до 1.47 мкм.

Благодаря несомненным преимуществам использования для усиления оптических сигналов эффекта ВКР именно он находит практическое применение. Эти преимущества состоят в широком спектре усиливаемых длин волн и большом разnose по частоте между сигналом и накачкой.

6.1.3. Упрощенная модель волоконно оптического усилителя

6.1.3.1. Основные уравнения и их решения

Несмотря на существенные различия в физических основах оптического усиления в разных волоконных ОУ они могут быть в первом приближении описаны одной моделью. Рассмотрим процессы, происходящие в однокаскадных волоконных ОУ (рис. 6.4а и 6.4б). Их основными элементами являются: лазер накачки, активная среда (ОБ) и направленный разветвитель WDM, который обеспечивает ввод с малыми потерями в одно ОБ сигнала и накачки, где и происходит их взаимодействие.

Для изменений мощностей сигнала P_s и накачки P_p (Вт) при прохождении расстояния dL (м) в активной среде справедливо:

$$\frac{dP_s}{dL} = \frac{g_r}{S_p} P_p P_s - \alpha_s P_s, \quad (6.10)$$

$$\pm \frac{dP_p}{dL} = -\frac{v_p}{v_s} \frac{g_r}{S_s} P_p P_s - \alpha_p P_p, \quad (6.11)$$

где $g_r(v_s)$ – усилительная способность активной среды, м/Вт, v_s, v_p – частоты сигнала и накачки, соответственно, Гц, α_s, α_p – коэффициенты затухания для сигнала и накачки, соответственно, 1/м (Нп/м), S_s и S_p – эффективные площади поперечного сечения сердцевинны ОБ для излучения сигнала и излучения накачки (m^2). В выражении (6.11) «+» соответствует накачке в попутном направлении, «-» – во встречном.

В выражении (6.11) первый член правой части характеризует истощение интенсивности накачки за счет возрастания мощности сигнала, а второй – обычное затухание накачки. Если пренебречь этим членом, то для системы уравнений (6.10) и (6.11) можно получить

$$\frac{dP_s}{dL} = \left[\frac{g_r P_{p0}}{S_p} \exp(\mp \alpha_p L) - \alpha_s \right] \cdot P_s, \quad (6.12)$$

где P_{p0} – мощность накачки при $L=0$, верхний знак в экспоненте соответствует накачке в попутном направлении, нижний – во встречном.

В результате интегрирования (6.12) получим выражения для мощностей сигнала и накачки на выходе ОБ длиной L :

$$P_s(L) = P_s(0) \exp \left(\pm \frac{g_r P_{p0}}{S_p} L_{эфф} - \alpha_s L \right), \quad (6.13)$$

$$P_p(L) = P_p(0) \exp(\mp \alpha_p L) \quad (6.14)$$

где $L_{эфф}$ – эффективная длина активной среды, в которой происходит оптическое усиление. $L_{эфф}$ можно рассчитать по выражению:

$$L_{эфф} = \frac{1 - \exp(\mp \alpha_p L)}{\alpha_p}, \quad (6.15)$$

верхний знак в экспонентах соответствует накачке в попутном направлении, нижний – во встречном.

В выражения (6.10-6.13) входит коэффициент усиления активной среды g_r , зависящий от разности частот сигнала и накачки. На рис. 6.10 приведен измеренный спектр комбинационного усиления $g_r(v_p - v_s)$ для плавленого кварца при накачке с длиной волны $\lambda_p = 1$ мкм. Из рис. 6.10 видно, что спектр усиления получается достаточно широким. В кварцевых волокнах он составляет от 50 до 100 нм для разных типов волокон. Соответственно усиливаются

все частотные компоненты полосы усиления (фотоны генерируются на всех частотах внутри полосы), но максимум усиления приходится на стоксову частоту, которая для плавленого кварца смещена относительно частоты накачки на $\Delta\nu_{st} = 13$ ТГц (примерно 100 нм).

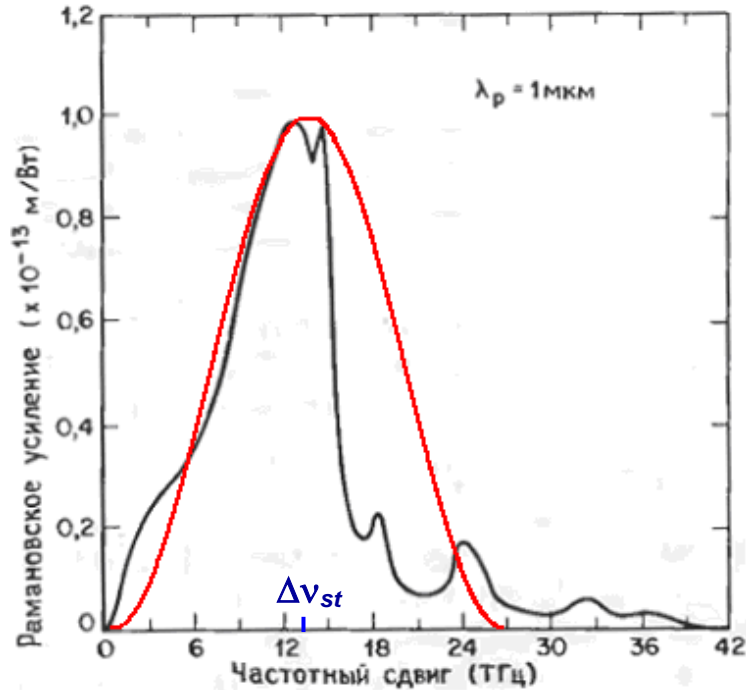


Рис. 6.10. Спектр комбинационного усиления для плавленого кварца.

Для инженерных расчетов можно приближенно аппроксимировать график на рис. 6.10 выражением:

$$g_r(\nu_s) = g_0 \cos^2\left(\pi \frac{\nu_p - \nu_s - \Delta\nu_{st}}{2 \cdot \Delta\nu_{st}}\right), \quad (6.16)$$

где g_0 - максимальное значение усиления, из рис. 6.10 $g_0 = 1 \cdot 10^{-13}$ м/Вт. Предложенная аппроксимация показана на рис. 6.10 красной линией.

На рис. 6.11 приведены результаты расчетов мощностей по выражениям (6.13-6.15) для рамановского усилителя при следующих исходных данных: $g_r = 10^{-13}$ м/Вт, $S_p = 86$ мкм², $\alpha_s = 0.2$ дБ/км, $\alpha_p = 0.26$ дБ/км, $P_{s0} = 1$ мВт, $P_{p0} = 0.5$ Вт (для попутной накачки), $P_{p0} = 1.2$ мВт и $P_{pL} = 0.5$ Вт (для встречной накачки).

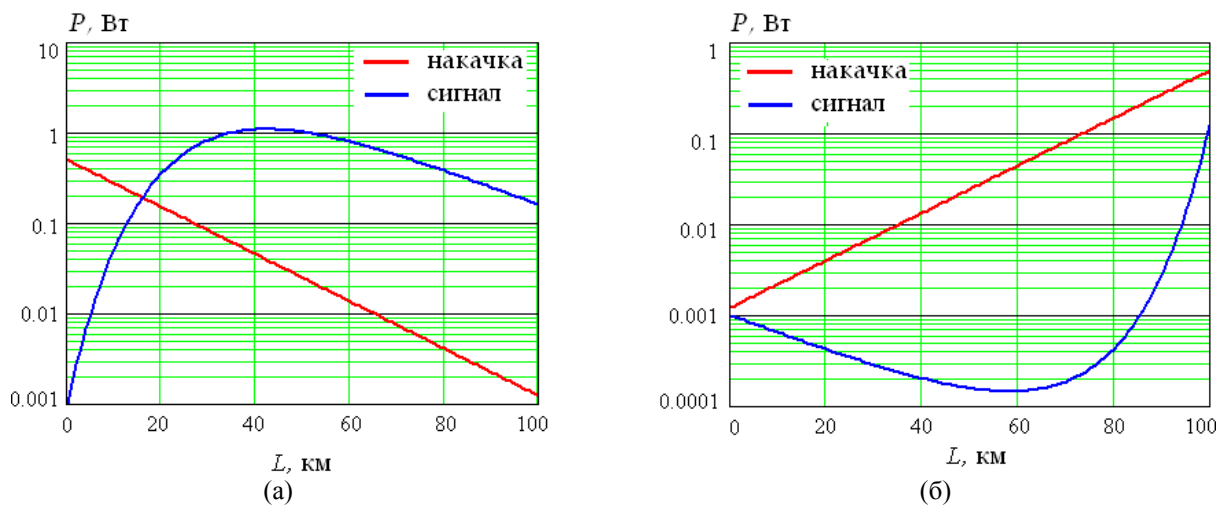


Рис. 6.11. Зависимости мощностей сигнала и накачки от расстояния для попутной (а) и встречной (б) накачек

Видно, что при попутной накачке сигнал с увеличением расстояния в начале растет, достигает максимума и ослабляется, а накачка монотонно ослабляется.

При встречной накачке сигнал вначале может даже ослабляться, а потом при приближении к источнику накачки быстро возрастает.

Для волоконных ОУ существует оптимальная длина ОВ, при которой усиление достигает максимума. Для эрбиевых усилителей эта длина составляет единицы, десятки метров. Для рамановских усилителей, использующих в качестве активной среды кварцевое ОВ, эта длина составляет десятки км.

Следует отметить, что упрощенное решение может давать значительную погрешность расчета. Так на рис. 6.11а видно, что мощность сигнала на некотором расстоянии превышает мощность накачки в начале участка. Это явное нарушение закона сохранения энергии.

Далее мы рассмотрим более сложную модель ОУ с учетом истощения накачки и усиленного спонтанного излучения.

6.1.3.2. Коэффициент усиления

Коэффициент усиления оптического усилителя зависит как от коэффициента усиления активной среды, так и от длины активной области L . Из упрощенного выражения (6.13) можно получить коэффициент оптического усиления:

$$G = \frac{P_s(L)}{P_s(0)} = \exp\left(\frac{g_r}{S_p} P_p(0)L_{\text{эфф}} - \alpha_s L\right). \quad (6.17)$$

На рис.6.12 показаны результаты расчетов эффективной длины $L_{\text{эфф}}$ и коэффициента усиления G от длины ОВ для Рамановского усилителя с попутной накачкой для ранее приведенных исходных данных. Видно, что эффективная длина с увеличением длины ОВ вначале растет, а потом стремится к постоянной величине, коэффициент усиления при некоторой длине максимален.

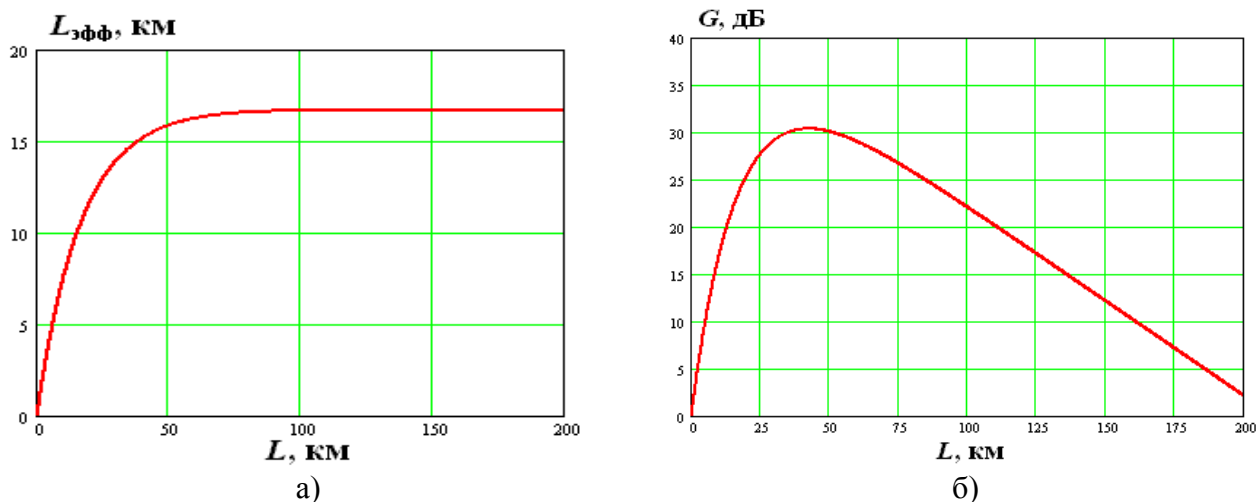


Рис. 6.12. Эффективная длина (а) и коэффициент усиления (б) Рамановского ОУ

Из рис.6.12б и выражения (6.17) следует, что при малых значениях $L \ll 1/\alpha_p$ оптическое усиление G с увеличением L экспоненциально возрастает, а при больших значениях $L \gg 1/\alpha_p$ оптическое усиление G стремится к 0.

На рис. 6.1 и 6.13 приведены зависимости оптического усиления G от выходной оптической мощности. При малых выходных и соответственно входных мощностях усиление практически постоянно, затем оно начинает экспоненциально падать с ростом уровня входной мощности. Этот «падающий» участок характеристики является областью насыщения усилителя. Ее наличие объясняется уменьшением коэффициента усиления, вызванным истощением накачки и, следовательно, уменьшением инверсной населенности. Эта область

численно характеризуется мощностью насыщения P_n на выходе усилителя, определяемой по выходной характеристике на уровне -3 дБ, при котором коэффициент усиления падает в два раза.

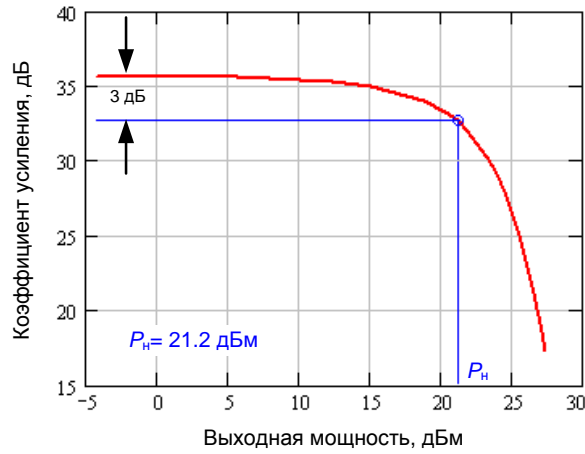


Рис.6.13. Зависимость усиления ОУ от выходной оптической мощности.

Учитывая экспоненциальный характер зависимости (6.17), можно показать (рис.6.14), что спектр усиления усилителя $G(L, \nu_s)$ будет существенно уже спектра усилительной способности среды $g_r(\nu_s)$.

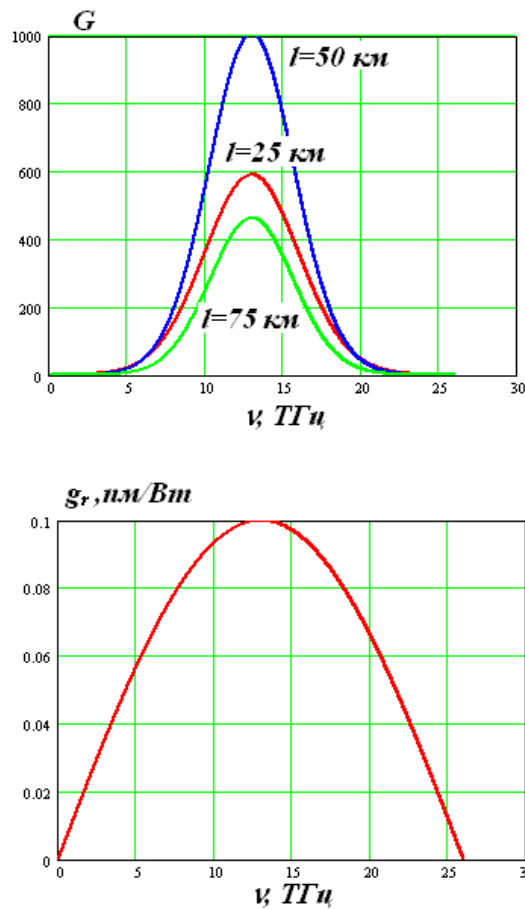


Рис.6.14. Зависимости коэффициента усиления рамановского ОУ и усилительной способности ВКР кварцевого ОВ от сдвига частот накачки и сигнала

Усиление оптического излучения неизбежно сопровождается двумя другими процессами: поглощением энергии светового сигнала, которое носит экспоненциальный характер, возрастая с ростом L , и спонтанной эмиссией вторичных фотонов, которая также усиливается, приводя к появлению так называемого усиленного спонтанного излучения.

6.1.3.3. Источники шума

Основным источником шума в оптическом усилителе является усиленное спонтанное излучение. Усиленное спонтанное излучение возникает из-за того, что активная среда оптического усилителя генерирует вторичные фотоны не только в результате попадания возбуждающего излучения усиливаемого сигнала, но и в ответ на фотоны, возникающие в результате самопроизвольного перехода частиц с верхнего уровня на нижний. Для уменьшения шума, вызванного усиленным спонтанным излучением, сигнал на выходе оптического усилителя фильтруют с помощью полосового оптического фильтра.

Рассчитать мощность усиленного спонтанного излучения можно по выражению (6.3).

Существует еще один специфический источник шума в усилителях с накачкой - остаточный сигнал накачки на выходе усилителя, влияние которого (на передатчик или детектор в системе связи) может быть уменьшено как с помощью фильтра на выходе оптического усилителя, так и путем соответствующего выбора частоты источника накачки.

Для многоканальных оптических усилителей в системах со спектральным уплотнением характерны перекрестные помехи, проявляющиеся как паразитная амплитудная (ПАМ) или паразитная частотная (ПЧМ) модуляция сигнала одного канала другими сигналами.

Еще одним видом помех в оптических усилителях является чувствительность усиления G к поляризации усиливаемого сигнала, обусловленная для волоконных усилителей поляризационной модовой дисперсией в активном ОВ. Усиление может меняться, и иногда значительно, в зависимости от поляризации входного оптического излучения. Обычно в одномодовых ВОЛС состояние поляризации сигнала не только не контролируется, но может хаотически меняться под действием случайных изменений формы сердцевины и анизотропии, вызванной статическим напряжением ОВ. Изменение поляризации приводит к паразитной амплитудной модуляции усиления.

6.1.4. Более строгая модель волоконно - оптического усилителя

В упрощенной модели волоконно-оптического усилителя не учитывалось усиленное спонтанное излучение (УСИ) и истощение накачки за счет сигнала и усиленного спонтанного излучения. С учетом этих факторов работа волоконно-оптического усилителя может быть описана следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\frac{dP_s}{dL} = \frac{g_r}{S_p} P_p P_s - \alpha_s P_s, \quad (6.18)$$

$$\pm \frac{dP_p}{dL} = -\frac{v_p}{v_s} \frac{g_r}{S_s} P_p (P_s + P_n) - \alpha_p P_p, \quad (6.19)$$

$$P_n(L) = (2h\nu_s F_n \cdot \Delta\nu + P_{n0}) \cdot \frac{P_s(L)}{P_s(0)}. \quad (6.20)$$

где P_{n0} – мощность шумов предыдущих каскадов. Эта система уравнений отличается от ранее рассмотренной системы (6.10) и (6.11) тем, что учитывает шум УСИ. В уравнении (6.19) знак «+» соответствует попутной накачке, а знак «-» - встречной.

Для ВКР усилителя на стандартном одномодовом кварцевом волокне в результате численного решения системы дифференциальных уравнений (6.18) и (6.19) были получены зависимости мощностей сигнала, накачки и усиленного спонтанного излучения от расстояния для попутной (рис. 6.15) и встречной (рис. 6.16) накачки мощностью 1 Вт.

Из рис. 6.15 видно, что при попутной накачке в начале с увеличением длины усилительного участка коэффициент усиления быстро возрастает, достигая максимума на некоторой длине, зависящей от начального уровня сигнала. С увеличением уровня эта длина уменьшается, что связано с более быстрым истощением накачки. При дальнейшем увеличении длины усилительного участка коэффициент усиления падает.

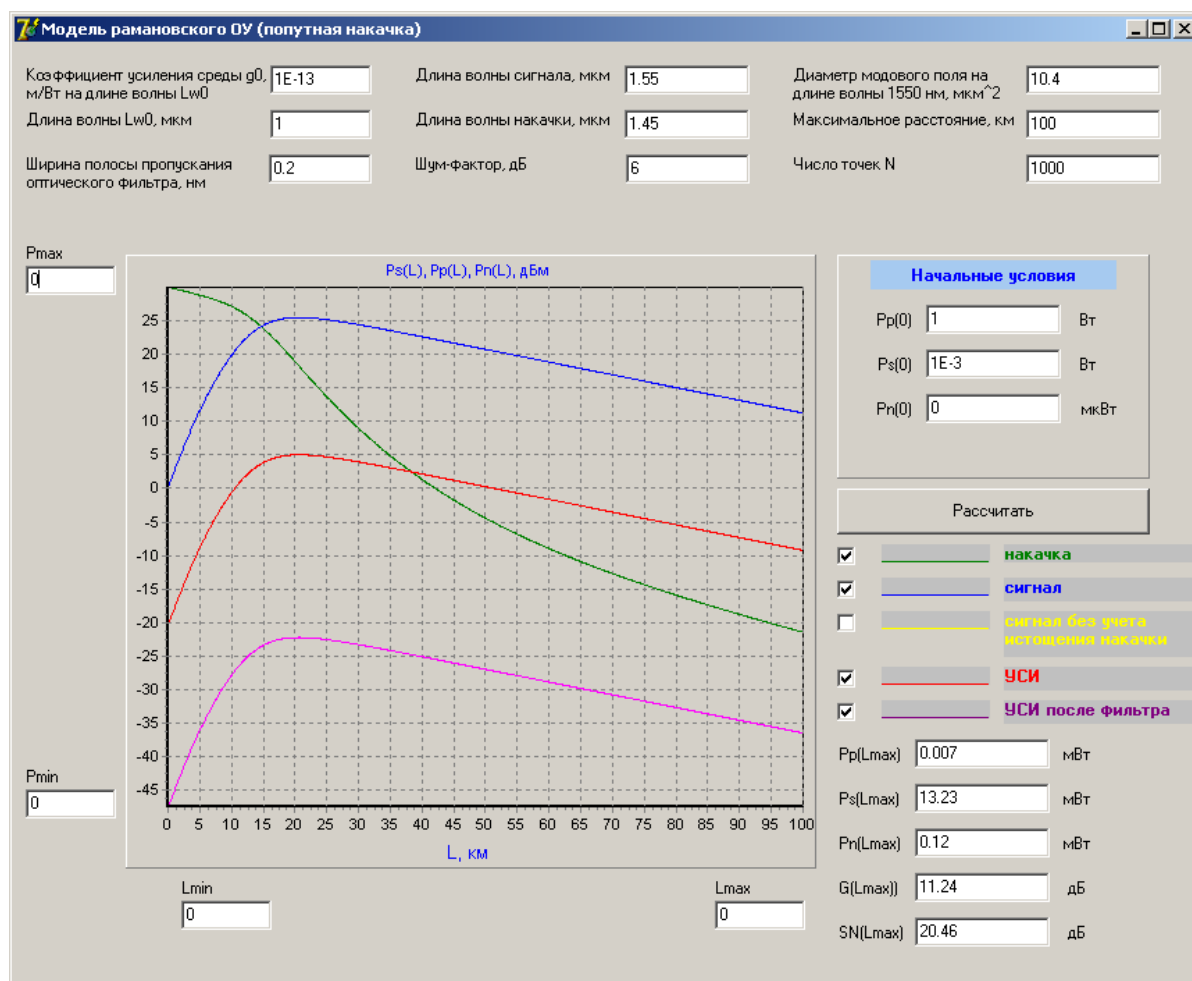


Рис.6.15. Зависимости мощностей сигнала, накачки и усиленного спонтанного излучения от расстояния при использовании попутной накачки.

Из рис. 6.16 видно, что при встречной накачке в начале с увеличением длины усилительного участка мощность сигнала может даже уменьшаться, достигая минимума на некоторой длине. После чего быстро возрастает. При встречной накачке при прочих равных условиях отношение сигнала к УСИ такое же, как и при попутной.

6.1.5. Полупроводниковые оптические усилители

Полупроводниковые оптические усилители (ППОУ) были первыми оптическими усилителями, доведенными до уровня промышленного производства.

Такой усилитель представляет собой простую двухуровневую систему с двумя энергетическими уровнями – нижним (валентной зоной) и верхним (зоной проводимости), разделенными потенциальным барьером. Инверсия населенности уровней (избыток электронов в зоне проводимости) достигается за счет накачки электрическим током.

Существуют два типа ППОУ – подпороговые и надпороговые. Подпороговые усилители – это лазеры, работающие в режиме ниже порога генерации излучения. Надпороговые усилители – это лазеры, работающие в режиме выше порога генерации излучения.

Подпороговые ППОУ могут как иметь обратную связь, так и не иметь ее. Если усиление осуществляется за один проход (обратная связь отсутствует), то оптический усилитель называется усилителем бегущей волны. На входном и выходном торцах такого усилителя (полупроводникового блока длиной L) формируются грани с антиотражающим покрытием (см. рис. 6.17), чтобы минимизировать отраженный луч, приводящий к колебательности амплитудно-волновой характеристики. Это позволяет поддерживать ее неравномерность на уровне не выше 1 дБ.

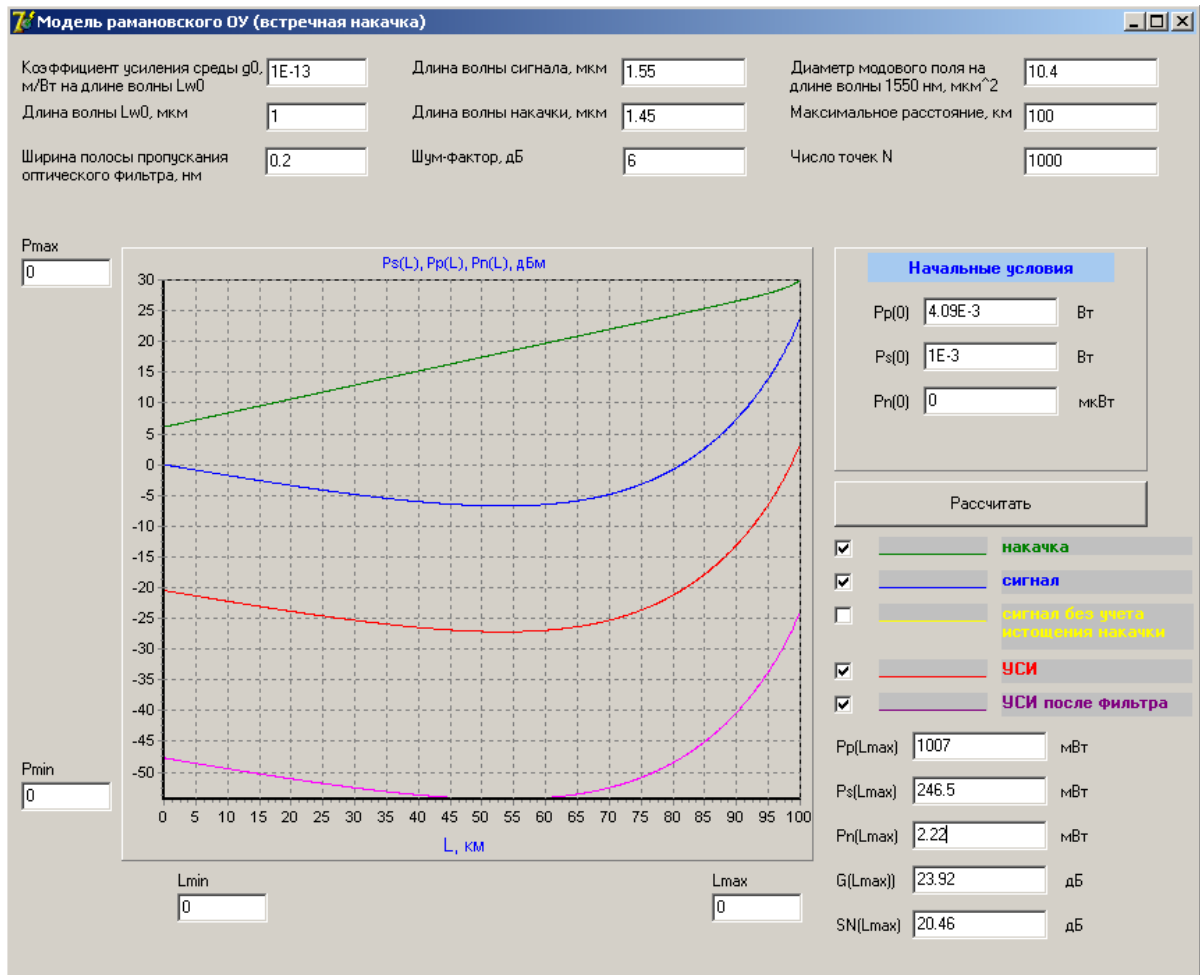


Рис.6.16. Зависимости мощностей сигнала, накачки и усиленного спонтанного излучения от расстояния при использовании встречной накачки.

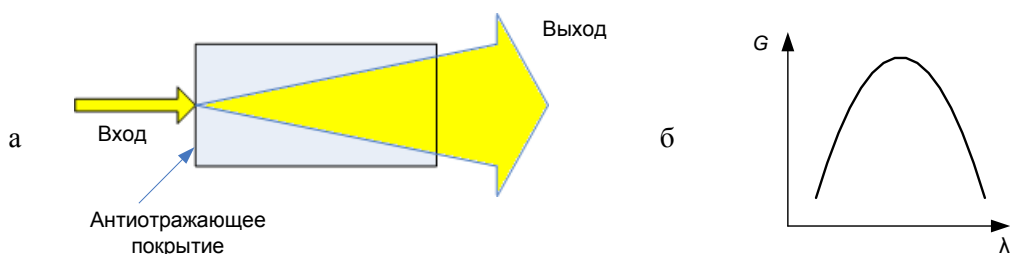


Рис. 6.17. Оптический усилитель бегущей волны (а) и его АВХ (б)

В многопроходных усилителях, наоборот, применяется оптическая обратная связь, в качестве которой используется оптический резонатор. Им может быть, например, плоский линейный резонатор Фабри-Перо. Резонатор Фабри-Перо представляет собой пару параллельных полупрозрачных зеркал, между которыми в процессе многократного отражения оп-

тической волны происходит усиление интенсивности оптического сигнала. Такой ОУ называется усилителем (с резонатором) Фабри-Перо (рис. 6.18).

Из рис. 6.17 и 6.18 видно, что усилитель бегущей волны имеет непрерывную АВХ с достаточно большим плоским участком (порядка 60-100 нм на уровне -3 дБ). АВХ для усилителя Фабри-Перо имеет вид гребенки с узкими пиками импульсного усиления и постоянным шагом пиков, обусловленным наличием у резонансной системы ряда продольных мод с равномерным пространственным распределением. Для широкополосных оптических систем плоская АВХ более предпочтительна, чем гребенчатая, которая к тому же чувствительна к изменению характеристик оптической системы в целом.

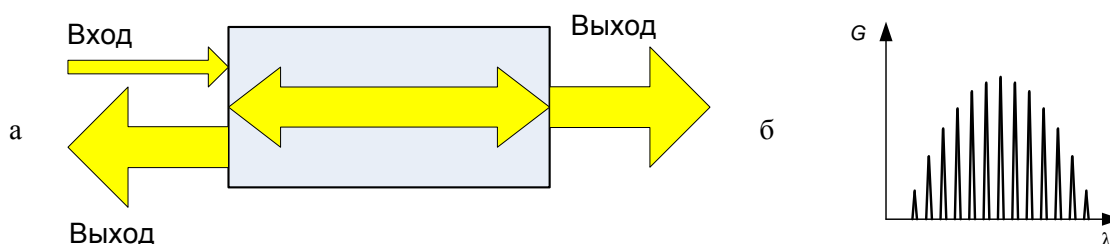


Рис. 6.18. Оптический усилитель Фабри-Перо (а) и его АВХ (б)

Надпороговый оптический усилитель использует нормальный (лазерный) режим функционирования, когда поддерживается постоянное усиление, необходимое для генерации основной излучаемой моды. В этих условиях могут быть без искажения усилены и нужные нам сигналы, если их частоты достаточно далеки от частоты указанной моды. Различают два типа лазеров, генерирующих одну продольную моду, которые могут играть роль такого усилителя:

- лазеры с распределенной обратной связью;
- лазеры с распределенными Брэгговскими отражателями.

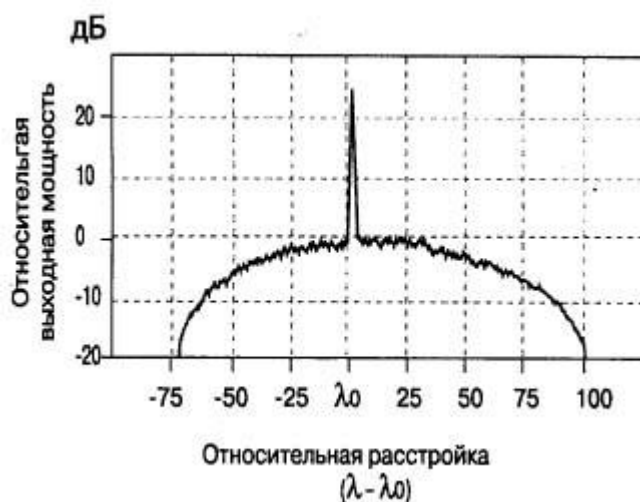


Рис. 6.19. АВХ надпорогового оптического усилителя

Усиление у таких лазеров в режиме оптического усилителя осуществляется на частотах, отличных от резонансной, и оказывается возможным благодаря тому, что АВХ лазера имеет достаточно большое усиление на широком, непрерывном и гладком пьедестале, который обычно симметричен относительно резонансного пика генерируемой продольной моды (рис. 6.19). Такие усилители легко могут обеспечить усиление 10-15 дБ и отличаются пониженным значением переходной помехи при использовании в многоканальном режиме.

Рассмотрим характеристики ППОУ. Реализуемые коэффициенты усиления составляют: для усилителя бегущей волны - 15 дБ (волна ТМ) или 22 дБ (волна ТЕ); для усилителя Фабри-Перо - 22-25 дБ. Максимум коэффициента усиления зависит от величины тока через полупроводник и лежит в диапазоне 1520 - 1460 нм, смещаясь в сторону меньших длин волн при большей величине тока.

Динамический диапазон без учета шума ППОУ может достигать 35-45 дБ. Полупроводниковый усилитель, как и любой оптический усилитель, добавляет к усиливаемому оптическому сигналу шум за счет усиления спонтанного излучения. Шум приводит не только к уменьшению динамического диапазона, но и к снижению максимально допустимого усиления.

ния. На рис. 6.19 показан типичный спектр шума, вызванного усилением спонтанного излучения. Этот спектр много шире АВХ усилителя и имеет характерную форму пьедестала. Из рисунка видно, что уровень мощности шума составляет около 20 дБ, а уровень усиления сигнала на его фоне - 25 дБ. Это означает, что динамический диапазон, который мог бы в отсутствие шума составить 45 дБ, уменьшается при наличии шума до величины 25 дБ.

ППОУ могут быть использованы в качестве предусилителей перед детектированием оптического сигнала, а также в качестве усилителей мощности в линейных системах для компенсации распределенных потерь в линии, позволяющих увеличить длину регенерационного участка. ППОУ могут быть интегрированы вместе с полупроводниковым лазером для создания эффективного источника в когерентных оптических системах.

ППОУ могут также использоваться в составе волновых конверторов (см. ниже).

6.1.6. Эффективность использования оптических усилителей разных типов

В табл. 6.4 для сравнения представлены основные параметры рассмотренных нами оптических усилителей.

Таблица 6.4

Основные параметры	Эрбиевый ОУ	Рамановский ОУ	Полупроводниковый ОУ
Диапазон усиливаемых длин волн, нм	1530 - 1570	1200 - 1600	1460 – 1520
Полоса усиления, нм	30 – 50	40-100	60-100
Длина волны накачки, нм	980 1480	1080, 1365, 1395, 1410, 1427, 1450, 1455, 1480, 1487, 1497	840-1560
Коэффициент усиления при малом входном сигнале, дБ	17-45	3-30	15-30
Шум – фактор, дБ	3-6	3-5	5-6
Выходная мощность, мВт	10-2000	10-2000	10-100
Эффективность использования накачки, дБ/мВт	11 (980 нм) 6 (1480 нм)	0.08	28
Неравномерность АВХ	значительна	низкая	низкая
Чувствительность усиления к поляризации	незначительна	значительна	значительна

Эффективность использования ОУ определяется максимально допустимой длиной регенерационного участка.

6.1.6.1. Длина регенерационного участка без использования ОУ

Для оценки сравнительной эффективности использования оптических усилителей вначале необходимо оценить максимальные длины участков регенерации по затуханию без использования ОУ. Предполагаем, что борьба с хроматической дисперсией все равно должна проводиться, но другими методами. В табл. 6.5 приведены результаты расчетов длин регенерационных участков по затуханию для различных скоростей передачи. Выходная мощность конечных пунктов принималась равной 100 мВт. Шумы источника излучения не учитывались. Расчеты проводились для длины волны 1550 нм. Рассматривалась возможность использования в качестве фотоприемника лавинного диода (ЛФД) с коэффициентом лавинного умножения M .

Из табл. 6.5 видно, что использование ЛФД позволяет увеличить длину регенерационного участка по сравнению с использованием р-і-п фотодиода, а коэффициент лавинного умножения M может быть оптимизирован.

Таблица 6.5

Система передачи		STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
Скорость передачи, Гбит/с		0.155	0.62	2.5	10
$M = 1$	a_{max} , дБ	46.3	38.1	29.3	20.4
	l_{pe} , км	187	150	109	68
$M = 10$	a_{max} , дБ	51.9	45.0	37.7	29.6
	l_{pe} , км	209	177	143	106
$M = 30$	a_{max} , дБ	48.9	42.7	36.5	30.2
	l_{pe} , км	199	171	142	113

6.1.6.2. Длина регенерационного участка с использованием предварительного ОУ

При тех же исходных данных были проведены расчеты максимальной длины регенерационного участка с использованием предварительного ОУ. В расчетах были использованы следующие параметры ОУ: коэффициент усиления ОУ $G_{py} = 30$ дБ в полосе $\Delta\lambda_{\phi} = 0.8$ нм и коэффициент шума $F = 6$ дБ. Результаты расчетов приведены в табл. 6.6.

Таблица 6.6

Система передачи		STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
Скорость передачи, Гбит/с		0.155	0.62	2.5	10
$M = 1$	a_{max} , дБ	72.6	65.4	57.7	49.5
	l_{pe} , км	308	275	240	202

Из таблицы видно, что использование предварительного ОУ позволяет существенно (в 1.6-3 раза или на 120-130 км) увеличить длину регенерационного участка.

6.1.6.3. Длина регенерационного участка с использованием каскадного включения линейных дискретных ОУ

Рассмотрим также возможности использования каскадного включения линейных дискретных ОУ. Подразумеваем использование эрбиевых ОУ. Будем полагать, что все линейные ОУ имеют одинаковые параметры. Примем коэффициент усиления линейного ОУ равным $G_y = 30$ дБ, коэффициент шума равным $F = 6$ дБ, максимальную мощность равной $P_m = 100$ мВт (20 дБм) и мощность УСИ $P_{ASEy} = 2.6$ мВт (4.1 дБм) в полосе $\Delta\lambda_{УСИ}$. Вначале полагаем, что оптическая фильтрация в линейных ОУ не используется. Это позволяет их использовать для усиления многочастотных сигналов DWDM в полосе $\Delta\lambda_{УСИ} = 40$ нм. Максимальное затухание в пределах усилительного участка выбираем равным усилению в линейном ОУ $a_y = G_y = 30$ дБ. Считаем, что на выходе регенераторов также установлены ОУ мощности с коэффициентом усиления $G_b = 20$ дБ, коэффициентом шума $F = 6$ дБ, максимальной выходной мощностью $P_m = 100$ мВт (20 дБм), мощностью УСИ $P_{ASEb} = 0.26$ мВт (-5.9 дБм) в полосе $\Delta\lambda_{УСИ}$.

Были проведены расчеты максимальных мощностей оптического сигнала и УСИ на входе ФПУ при использовании нескольких линейных ОУ в широкой $\Delta\lambda_{УСИ} = 40$ нм и узкой $\Delta\lambda_{\phi} = 0.8$ нм оптических полосах, а также достижимой длины регенерационного участка. Результаты расчетов помещены в табл. 6.7 и показаны в виде диаграммы уровней на рис. 6.20.

На рис. 6.20 показаны уровни оптического сигнала для одноканальной системы и 10-канальной WDM с суммарной мощностью 100 мВт и уровни УСИ в широкой $\Delta\lambda_{УСИ} = 40$ нм и узкой $\Delta\lambda_{\phi} = 0.8$ нм оптических полосах. Видно, что с увеличением количества усилительных каскадов уровень УСИ и шумов растет, но вклад последующих каскадов в общий шум по сравнению с предыдущими ОУ уменьшается. Из табл. 6.7 следует, что длина регенерационного участка в 1000 км вполне достижима и не является пределом.

Таблица 6.7

Кол-во ОУ, n	УСИ в полосе $\Delta\lambda=40$ нм		УСИ в полосе $\Delta\lambda=0.8$ нм		l_p , км
	P_{ASE} , мкВт	p_{ASE} , дБм	P_{ASE} , нВт	p_{ASE} , дБм	
0	0.26	-35.8	5.2	-52.8	112
1	2.8	-25.5	57	-42.5	224
2	5.4	-22.7	108	-39.7	337
3	8.0	-21.0	159	-38.0	449
4	11.0	-19.7	211	-36.8	561
5	13	-18.8	262	-35.8	673
6	16	-18.0	314	-35.0	786
7	18	-17.4	365	-34.4	898

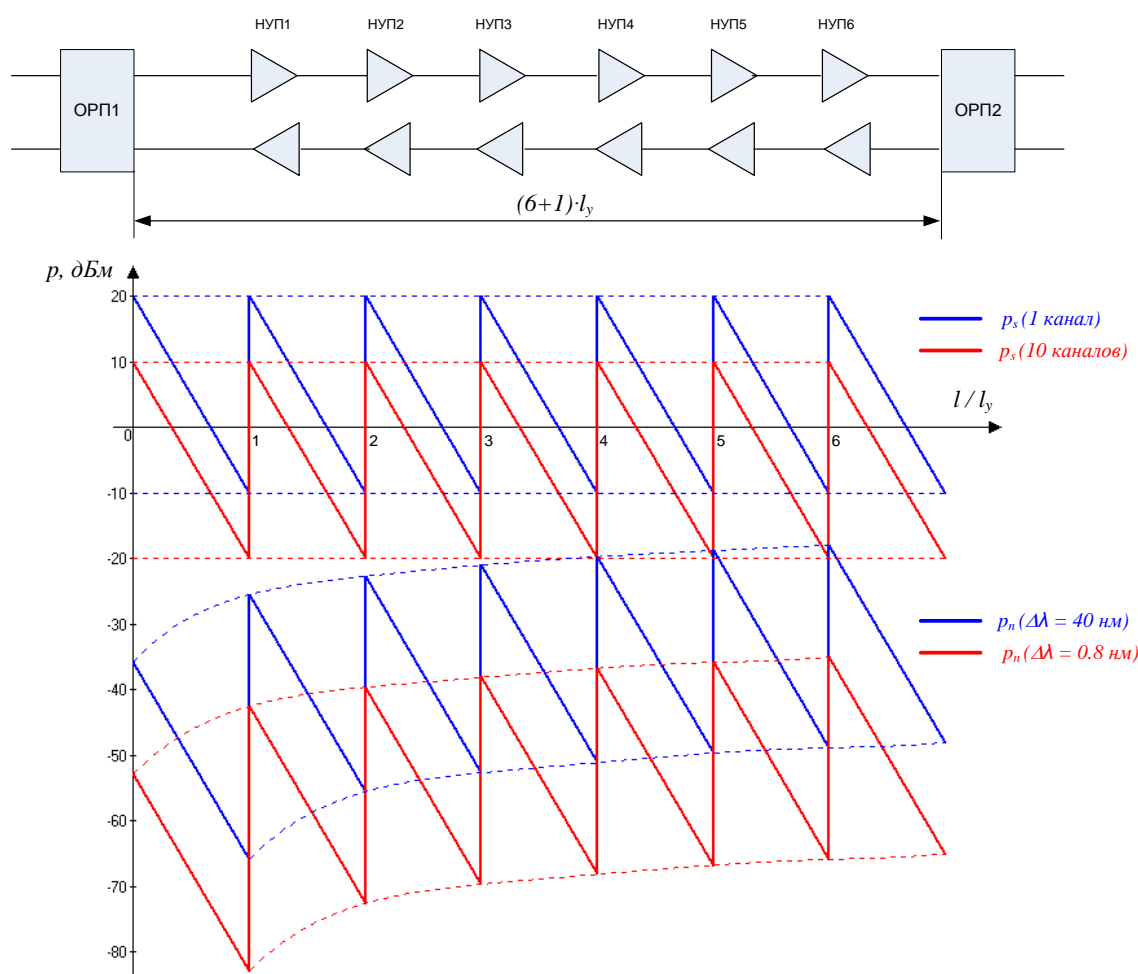


Рис. 6.20. Диаграммы уровней сигнала и шумов на регенерационном участке с 6-ю линейными ОУ

6.1.6.3. Длина регенерационного участка с использованием каскадного включения распределенных рамановских ОУ

Диаграммы уровней для ВОЛС с распределенными рамановскими ОУ имеют более сложную форму по сравнению с дискретными ОУ. Для их расчета использовалась разработанная авторами программа, моделирующая работу рамановского ОУ.

На рис. 6.21 показана диаграмма уровней для регенерационного участка, содержащего два рамановских ОУ с попутной накачкой.

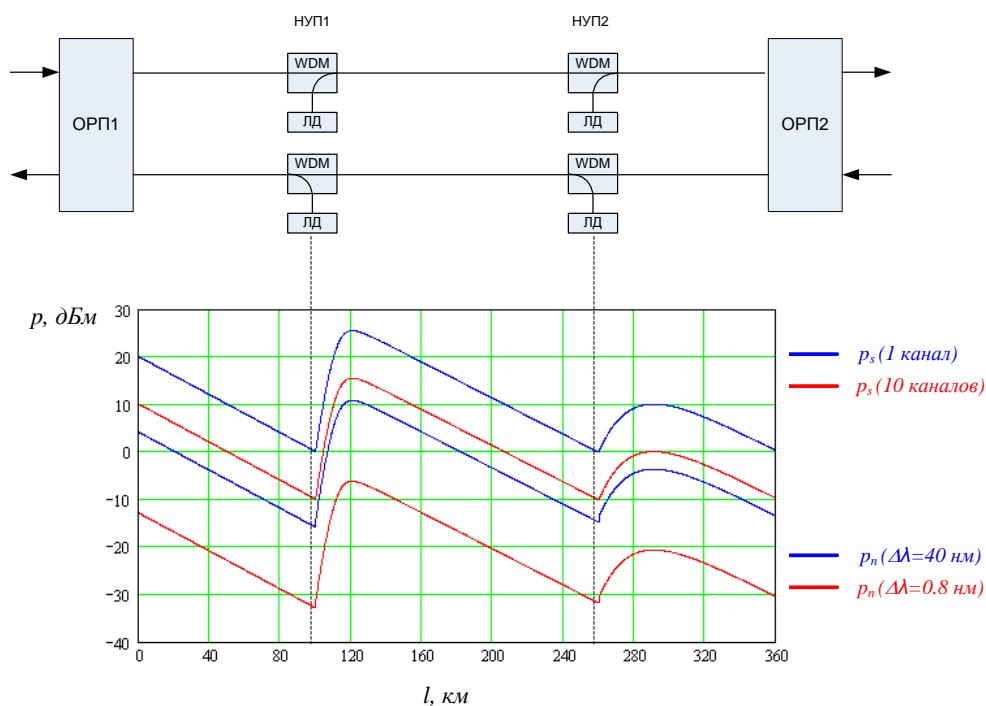


Рис. 6.21. Каскадное включение распределенных рамановских ОУ с попутной накачкой

Для обеспечения дуплексной связи и размещения усилительных пунктов обоих направлений передачи в одних и тех же местах для ОУ используют накачку разной мощности. Первый из двух усилителей обеспечивает большее усиление и увеличивает длину участка регенерации на 160 км при мощности накачки 1 Вт. Для второго усилителя достаточно мощности накачки 0.4 Вт. Использование оптических предусилителей в оконечных пунктах не предполагалось.

При конкретном проектировании или реконструкции ВОЛС и размещении по трассе линейных ОУ в одних и тех же точках необходимо иметь в виду, что усилительные участки, прилегающие к оконечным пунктам должны иметь одинаковую протяженность, а остальные участки могут иметь большую протяженность. Протяженность прилегающих к оконечным пунктам усилительных участков не должна превышать протяженность линейных между ОУ.

На рис. 6.22 показана диаграмма уровней для регенерационного участка, содержащего два рамановских ОУ со встречной накачкой. При размещении ОУ на трассе предполагалось, что на входах ФП установлены дискретные предварительные ОУ (полупроводниковые или эрбиевые). Это позволяет увеличить длину крайних секций у оконечных пунктов до 200 км (в соответствии с табл. 6.7). Второй усилитель обеспечивает большее усиление и увеличивает длину участка регенерации на 280 км при мощности накачки 1 Вт. Первый ОУ имеет меньшую мощность накачки и обеспечивает единичный коэффициент передачи на длине 200 км.

Сравнение попутной и встречной накачек показывает преимущества встречной накачки, как по максимальному приросту длины участка регенерации на одном пролете между двумя линейными ОУ, так и по большему отношению сигнала к УСИ.

Однако необходимо отметить, что всестороннее сравнение 2 способов накачки, а тем более их сочетание (двухсторонняя накачка) еще не проведено и является темой дальнейших исследований.

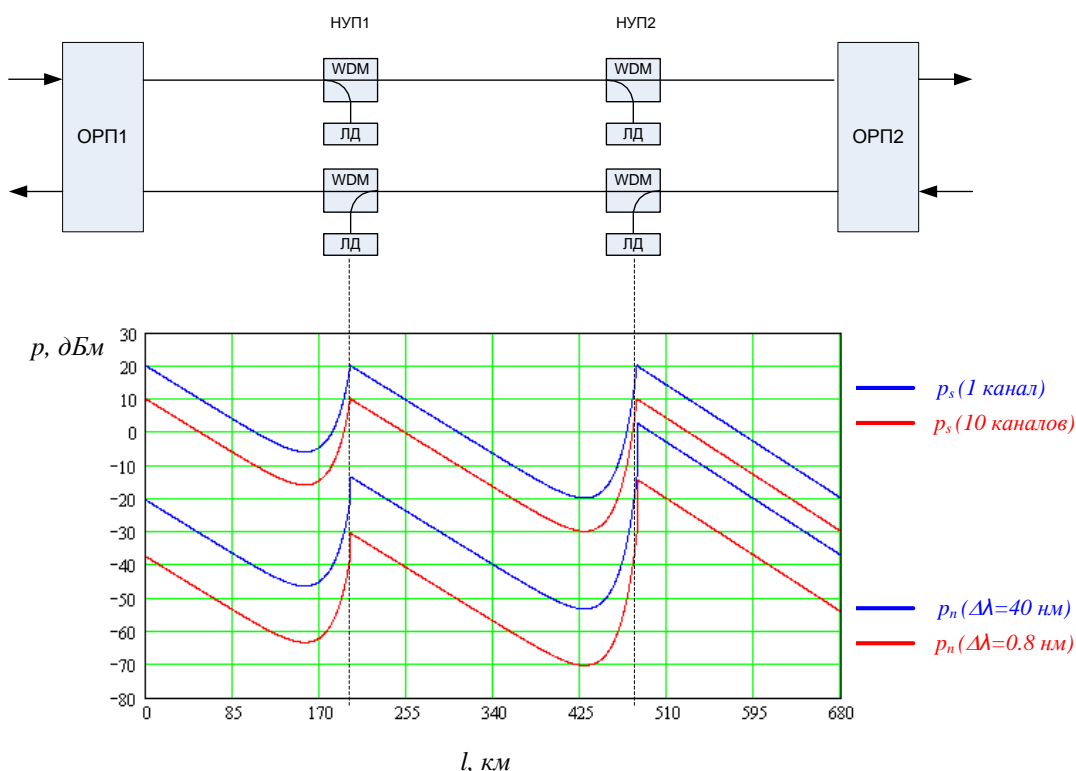


Рис. 6.22. Каскадное включение распределенных рамановских ОУ со встречной накачкой

6.2. Оптические волновые конверторы

6.2.1. Классификация. Общие сведения.

Оптические волновые конвертеры (ОВК) - устройства, преобразующие входной оптический сигнал с длиной волны λ_1 , в выходной оптический сигнал с длиной волны λ_2 . ОВК используются в мультиплексорах WDM для согласования набора входных несущих с рабочим набором длин волн мультиплексора, определяемым обычно диапазоном АВХ используемого ОУ.

Существующие волновые конвертеры используют различные нелинейные эффекты для генерации гармоник нужной длины волны. Их можно разделить на:

- оптоэлектронные конвертеры,
- конвертеры на основе оптической кросс-модуляции;
- конвертеры на основе эффекта четырехволнового смешения;
- конвертеры на основе других нелинейных эффектов.

6.2.2. Принцип действия конверторов.

Оптоэлектронные конвертеры являются наиболее простыми и широко используемыми в системах спектрального уплотнения. Такой конвертор состоит из трех блоков: оптического приемника-преобразователя, электронного регенератора и оптического передатчика. Приемник осуществляет оптоэлектронное преобразование сигнала. Регенератор формирует электрическую кодовую последовательность и модулирует излучение оптического передатчика (лазера с требуемой длиной волны).

Конвертеры на основе оптической перекрестной модуляции могут использовать полупроводниковые оптические усилители, в которых при наличии излучения накачки может происходить кросс-модуляция усиления и кросс-модуляция фазы.

Наиболее перспективными конвертерами являются устройства, основанные на эффекте четырехволнового смешения в одномодовых ОВ.

В оптических волокнах может возникать нелинейное взаимодействие нескольких оптических волн, в результате которого появляются комбинационные гармоники. Одним из таких эффектов является четырехволновое смешение ЧВС (FWM).

Суть его (с позиций квантовой механики) в том, что при взаимодействии четырех линейно поляризованных вдоль одной оси x оптических волн с частотами ν_1, ν_2, ν_3 и ν_4 может произойти уничтожение фотонов одной частоты и рождение фотонов других частот при сохранении общей энергии и импульса. Это обычно происходит по двум схемам:

- передача энергии трех фотонов четвертому, генерируемому на частоте $\nu_4 = \nu_1 + \nu_2 + \nu_3$;
- передача энергии двух фотонов двум новым, генерируемым на частотах $\nu_3 + \nu_4 = \nu_1 + \nu_2$.

Формально эти схемы можно свести в одну: $\nu_4 = \nu_1 + \nu_2 \pm \nu_3$, обобщив ее для случая взаимодействия трех линейно поляризованных произвольных волн ν_i, ν_j, ν_k : $\nu_{ijk} = \nu_i + \nu_j \pm \nu_k$.

Строго говоря, явление ЧВС наблюдается при соблюдении фазового синхронизма волновых векторов взаимодействующих волн. В реальном ОВ оно выполняется с большей или меньшей точностью, что позволяет говорить о степени эффективности ЧВС. Фазовый синхронизм легче всего выполняется в случае вырожденного ЧВС, когда $\nu_1 = \nu_2$. В этом случае волна накачки с частотой ν_1 генерирует две симметричные гармоники с частотами ν_3 (стоксовая, или низкочастотная, гармоника) и ν_4 (антистоксовая, или высокочастотная, гармоника), сдвинутые от частоты накачки на величину $\Delta\nu_{vc} = \nu_1 - \nu_3 = \nu_4 - \nu_1$. Практически, если в ОВ вводится только излучение накачки и выполняются условия фазового синхронизма, то генерация составляющих ν_3 и ν_4 может инициироваться тепловыми шумами (тепловыми фотонами), как при ВКР и ВРМБ. Разница только в том, что порог возникновения четырехволнового смешения примерно в 2 раза ниже порога ВКР.

На практике легче всего добиться фазового синхронизма в простейшем случае - двух совместно распространяющихся волн. Например, две несущих системы WDM ν_1 и ν_2 дают, взаимодействуя, две боковые гармоники: стоксовую - $2\nu_1 - \nu_2$ и антистоксовую - $2\nu_2 - \nu_1$ (см. рис. 6.23а). Эти составляющие распространяются совместно с двумя исходными, отбирая у них часть энергии.

В случае трех совместно распространяющихся волн фазовый синхронизм легче получить для схемы взаимодействия вида: $\nu_{ijk} = \nu_i + \nu_j - \nu_k$, где $i \neq k, j \neq k$. В результате формально происходит генерация двенадцати гармоник, а именно: $\nu_{112}, \nu_{113}, \nu_{123}, \nu_{132}, \nu_{213}, \nu_{221}, \nu_{223}, \nu_{231}, \nu_{312}, \nu_{321}, \nu_{331}, \nu_{332}$, а фактически семи гармоник, так как некоторые частоты совпадают: $\nu_{213} = \nu_{123} = \nu_{112}, \nu_{132} = \nu_{312}, \nu_{231} = \nu_{321} = \nu_{332}$ дают совпадающие частоты (см. рис. 6.23б).

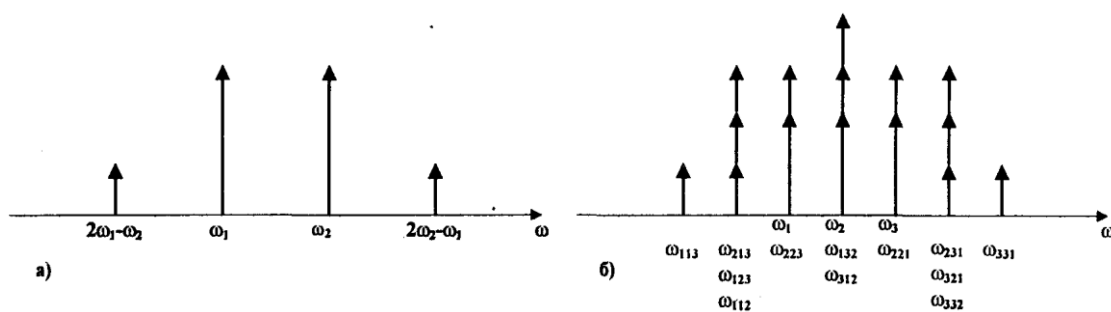


Рис. 6.23. Вид спектра несущих при наличии ЧВС:
 а - спектр ЧВС при двух несущих; б - спектр ЧВС при трех несущих

При наличии нескольких (больше трех) несущих, например, m , могут работать обе схемы формирования ЧВС, а число гармоник N можно оценить по формуле $N = m(m-1)^2$. Появление и амплитуда тех или иных гармоник при этом зависят от факта и точности соблюдения фазового синхронизма. Последнее существенно зависит от хроматической дисперсии в районе генерации боковых составляющих, учитывая, что она определяет различие групповых скоростей взаимодействующих и генерируемых гармоник. Чем выше дисперсия, тем

меньше вероятность соблюдения фазового синхронизма взаимодействующих частот и ниже эффективность процесса ЧВС, характеризуемая коэффициентом эффективности (см. ниже).

Ясно, что если разнос исходных частот в системах с разделением по длине волны фиксирован, то вероятность того, что комбинационные гармоники будут совпадать с исходными тем больше, чем меньше указанный разнос, т.е. чем плотнее канальный (частотный) план. При этом могут возникать существенные искажения, не говоря уже о засорении всего спектра усиливаемых сигналов и возможности возникновения перекрестных помех в многоканальных системах связи.

Степень искажений зависит также от мощности генерируемых гармоник с частотами ν_{ijk} . Эту мощность можно оценить по следующей формуле:

$$P_{ijk} = \eta \left(2\pi \frac{\nu_{ijk} a_{ij}}{3} \right)^2 \left(\frac{n_2}{S_{эф}} \right)^2 \left(\frac{L}{c} \right)^2 P_i P_j P_k \exp(-\alpha L) \quad (6.21)$$

где η - коэффициент эффективности ЧВС; a_{ij} - коэффициент, равный 3, если $i = j$, или 6, если $i \neq j$; называемый иногда коэффициентом вырождения; n_2 - нелинейная составляющая показателя преломления; $S_{эф}$ - эффективная площадь ОВ; c - скорость света; P_i, P_j, P_k - мощности исходных несущих; α - коэффициент затухания; L - длина участка взаимодействия.

Оценка на основе (6.21) без учета затухания и коэффициента эффективности ЧВС, при $\nu_{ijk} = 193.4$ ТГц (1550 нм), $a_{ij} = 6$, $k_n = 3 \cdot 10^8$ мкм²/Вт, $S_{эф} = 50$ мкм², $L = 20$ км, $P_i, P_j, P_k = 1$ мВт, теоретически дает уровень мощности гармоники ЧВС порядка 9.45 мкВт, что соответствует уровню порядка -20 дБ по мощности по отношению к уровню несущих.

Особенно сильно эффект ЧВС проявляется на волнах, длина которых близка к длине волны нулевой дисперсии. У стандартных одномодовых ОВ эта длина составляет 1310 нм, а для ОВ со смещенной дисперсией – 1550 нм.

Эффект ЧВС проявляется при взаимодействии излучений 2 или 3 длин волн, в результате которого возникает излучение с новой длиной волны. В конвертерах обычно используют два излучения сигнала с частотой ν_c и накачки с частотой ν_n . В результате нелинейного взаимодействия возникают две новые волны с частотами $2\nu_c - \nu_n$ и $2\nu_n - \nu_c$. Для преобразования длины волны сигнала λ_c в длину λ необходимо выбрать длину волны накачки в соответствии с одним из выражений

$$\lambda_n = \frac{\lambda \cdot \lambda_c}{2 \cdot \lambda - \lambda_c} \quad \text{или} \quad \lambda_n = \frac{2 \cdot \lambda \cdot \lambda_c}{\lambda + \lambda_c}. \quad (6.22)$$

Для выделения излучения с длиной волны λ необходимо использовать полосовой оптический фильтр и усилитель.

Эффективность конкретной реализации той или иной технологии конвертации зависит от многих факторов. Одним из важных при этом является уровень амплитуды генерируемой гармоники. Указанные выше методы позволяют реализовать амплитуды порядка 0,1% от амплитуды основного сигнала или сигнала накачки.

7. Оптическое волокно. Многомодовые и одномодовые волокна. Конструкции и параметры

7.1. Конструкция оптического волокна. Классификация оптических волокон

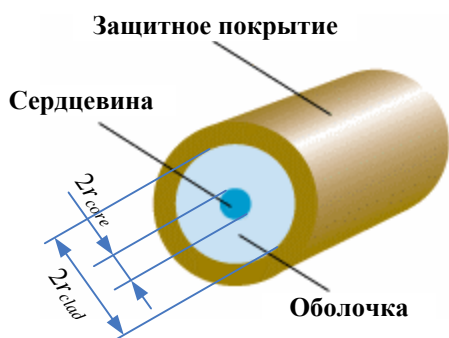


Рис. 7.1. Структура ОВ

ОВ, используемые в связи, представляют собой цилиндрический двухслойный диэлектрический волновод (рис. 7.1). 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.

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.

По количеству распространяющихся мод (понятие моды будет рассмотрено в п. 7.2.1) ОВ делятся на **многомодовые** (ММ ОВ) и **одномодовые** (ОМ ОВ). В зарубежной литературе для обозначения этих типов волокон ис-

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

пользуют 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. 7.2.1). Стандартный диаметр оболочки одинаков для обоих типов волокон и составляет 125 мкм.

7.2. Факторы, влияющие на сигналы, распространяющиеся по оптическим волокнам

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**.

7.2.1. Вносимые оптическим волокном потери. Собственные и дополнительные потери. Мощности и уровни излучения

Вносимые оптическим волокном потери (insertion loss) a_{IL} (затухание ОВ) измеряются в соответствии с выражением:

$$a_{IL} = 10 \cdot \lg \frac{P_{in}}{P_{out}}, \quad (7.1)$$

где P_{in} и P_{out} – мощности излучения на входе и выходе ОВ, соответственно. Вносимые потери выражают в децибелах (дБ). Мощности излучения обычно выражают в ваттах (Вт) или милливаттах (мВт).

Вносимые потери a_{IL} можно разделить на собственные потери, характеризующиеся собственным затуханием (intrinsic) a_{ILi} , и дополнительные потери (additional) a_{ILa} :

$$a_{IL} = a_{ILi} + a_{ILa}. \quad (7.2)$$

Собственное затухание a_{ILi} обусловлено самим ОВ и возрастает с увеличением его длины. Для однородного ОВ можно рассчитать коэффициент затухания α – величину собственного затухания на единицу длины:

$$\alpha = \frac{a_{ILi}}{L}. \quad (7.3)$$

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

Мы уже знаем, что коэффициент затухания ОВ сложным образом зависит от длины волны. В используемом для связи спектральном диапазоне принято выделять пять окон прозрачности – областей с пониженным коэффициентом затухания, в пределах которых выбирают рабочую длину волны (длины волн) ОСП.

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

$$a_{ILa} = N_p a_p + N_{pt} a_{pt}, \quad (7.4)$$

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 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 расположенными 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.

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

$$Y = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_z}, \quad (7.5)$$

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

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

Легко показать, что выражение (7.1) для уровней излучения можно представить в виде:

$$a_{IL} = Y_{in} - Y_{out}, \quad (7.6)$$

где Y_{in} и Y_{out} – уровни излучения на входе и выходе ОВ.

7.2.2. Дисперсия в оптических волокнах. Виды дисперсии

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

$$\Delta t = \sqrt{t_{out}^2 - t_{in}^2}, \quad (7.7)$$

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. 7.3.3), имеющую место только в многомодовых ОВ,
- хроматическую (см. 7.4.3), имеющую место как в многомодовых, так и в одномодовых ОВ,
- поляризационную модовую или поляризационную (см. 7.4.3), имеющую место как в многомодовых, так и в одномодовых ОВ.

7.3. Многомодовые оптические волокна

7.3.1. 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. 7.2). В зависимости от величины угла φ_{i0} , который эти лучи образуют с осью, имеют место:

1. лучи сердцевинны 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.

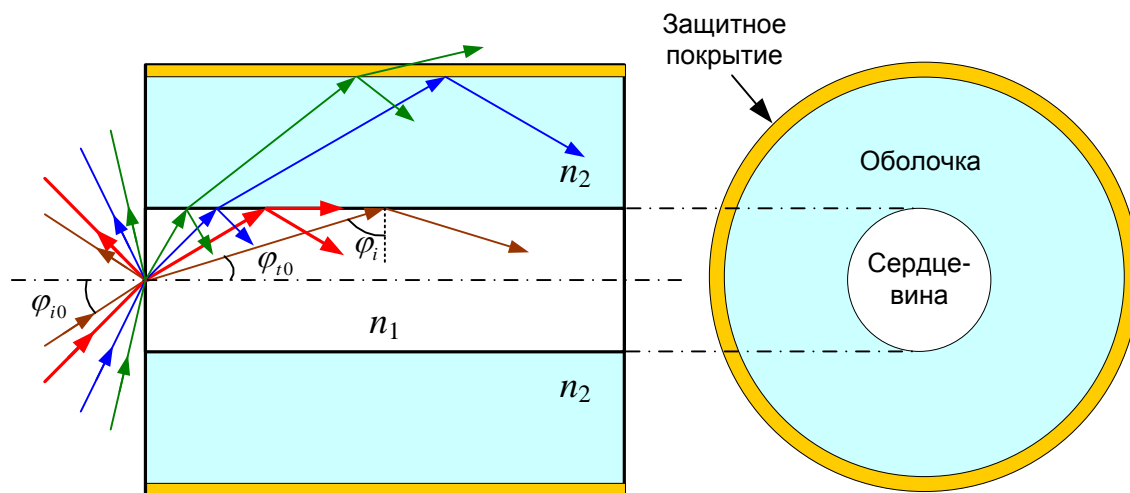


Рис. 7.2. Моды в ступенчатом ОВ

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 сердцевинны. 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 **одномодовые** (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. 7.2) и **моды излучения** (зеленый луч на рис. 7.2).

7.3.2. Апертура и числовая апертура. Число направляемых мод

Из рис. 7.2 видно, что направляемыми будут только те лучи, углы падения которых φ_i на границу сердцевина оболочка удовлетворяют условию $\varphi_i \geq \varphi_{cr} = \arcsin(n_2/n_1)$, где φ_{cr} - критический угол полного внутреннего от-

ражения. Можно показать, что максимальный угол падения направляемого луча на торец ОВ φ_{i0max} может быть равен:

$$\varphi_{i0max} = \arcsin\left(\frac{1}{n_0} \cdot \sqrt{n_1^2 - n_2^2}\right), \quad (7.8)$$

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 ($n_0 = 1$):

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (7.9)$$

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

$$M = \text{int}\left(\frac{v^2}{2}\right), \quad (7.10)$$

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

$$v = \frac{2\pi r_{core} NA}{\lambda}, \quad (7.11)$$

где r_{core} – радиус сердцевины ОВ, λ – длина волны источника излучения в вакууме. Оценка (7.10) может использоваться при большом числе направляемых мод.

7.3.3. 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. 7.3 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:

$$\Delta t_m = D_m \cdot L, \quad (7.12)$$

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

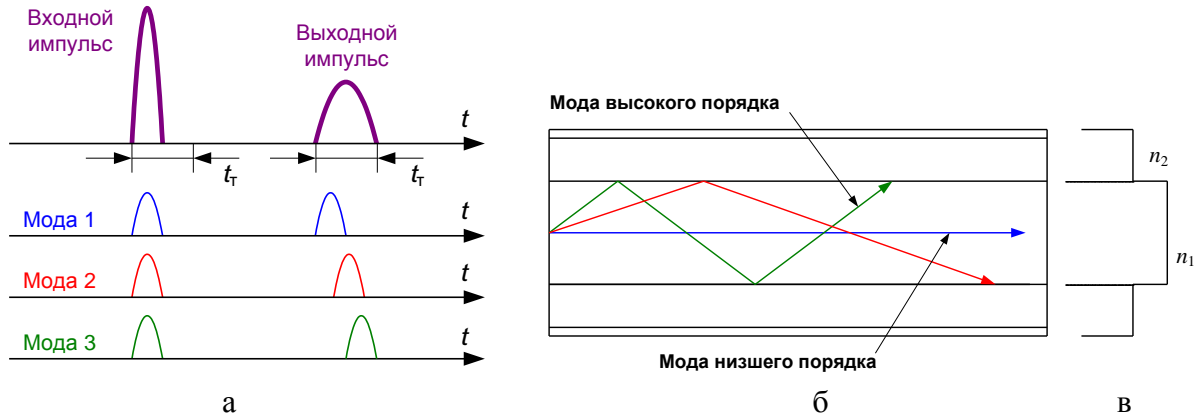


Рис.7.3. Возникновение межмодовой дисперсии в волокне со ступенчатым профилем показателя преломления, формы входного и выходного оптических импульсов (а). Траектории меридиональных лучей в ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления (б). Ступенчатый профиль показателя преломления (в).

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

$$D_m(\lambda) = \frac{n_{1g}(\lambda)}{c} \Delta(\lambda), \quad (7.13)$$

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:

$$n_{1g}(\lambda) = n_1(\lambda) - \lambda \frac{dn_1(\lambda)}{d\lambda}, \quad (7.14)$$

$$\Delta(\lambda) = \frac{n_1^2(\lambda) - n_2^2(\lambda)}{2n_1^2(\lambda)}. \quad (7.15)$$

Запись $dn_1(\lambda)/d\lambda$ в (7.14) 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:

$$W = \frac{0.44}{D_m}. \quad (7.16)$$

Выражение (7.16) получено в предположении, что импульсы на входе и выходе ОВ имеют гауссовскую форму. Коэффициент 0.44 в (7.16) является без-

размерным. Широкополосность принято выражать в мегагерцах, умноженных на километр (МГц·км). Она представляет собой полосу пропускания² ОВ длиной 1 км.

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

$$W = \Delta F \cdot L, \quad (7.17)$$

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:

$$\Delta F_{NRZ} = \frac{B_b}{2} \text{ для кода NRZ}, \quad (7.18)$$

$$\Delta F_{NRZ} = B_b \text{ для кода RZ}. \quad (7.19)$$

В (7.18) и (7.19) B_b – битовая скорость передачи данных (бит/с). Полосы пропускания ΔF_{NRZ} и ΔF_{RZ} выражаются в герцах (Гц).

7.3.4. Градиентное многомодовое волокно

Величина широкополосности для ступенчатых многомодовых ОВ ограничивается величиной 20-50 МГц·км. Из выражений (7.17) и (7.18) 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 преломления n_1 сердцевины ОВ с радиусом r_{core} уменьшается с увеличением расстояния r от оси ОВ по закону близкому к параболическому

$$n_1^2(r) = n_{10}^2 \cdot \left[1 - 2\Delta \cdot \left(\frac{r}{r_{core}} \right)^q \right], \text{ при } 0 < |r| < r_{core}, \quad (7.20)$$

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

$$n_2 = n_{10} \cdot \sqrt{1 - 2\Delta}. \quad (7.21)$$

² Полосой пропускания ОВ называется интервал частот, в котором значение амплитудно-частотной модуляционной характеристики (АЧМХ) ОВ больше или равно половине ее максимального значения. АЧМХ – зависимость модуля комплексного коэффициента передачи огибающей мощности оптического излучения, модулированного гармоническим сигналом, от частоты модуляции.

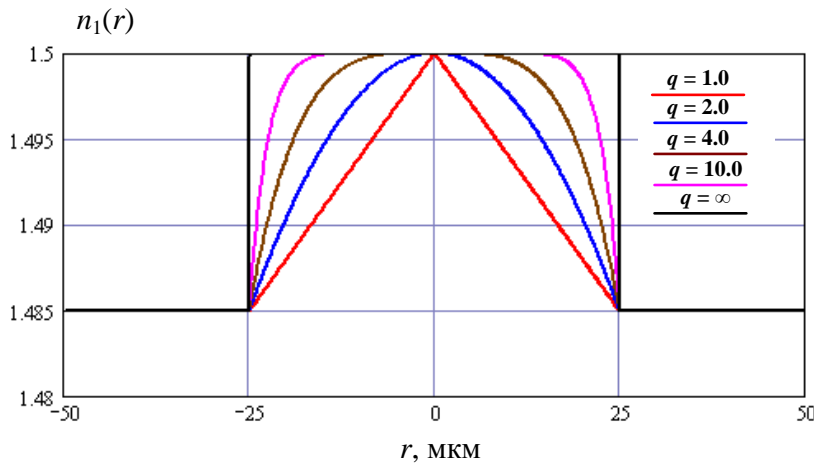


Рис. 7.4. Усеченные степенные профили показателя преломления.

На рис. 7.4 показаны профили показателей преломления с различными значениями показателя степенного профиля. Расчеты проводились для $n_{10} = 1.5$, $\Delta = 0.01$.

Усеченным профилем показателя преломления ОВ называют потому, что зависимость (7.20) ограничена (усечена) сердцевинной.

На рис. 7.5 показаны траектории некоторых лучей (мод) в градиентном ОВ. Видно, что радиальные изменения показателя преломления приводят к искривлению траекторий лучей.

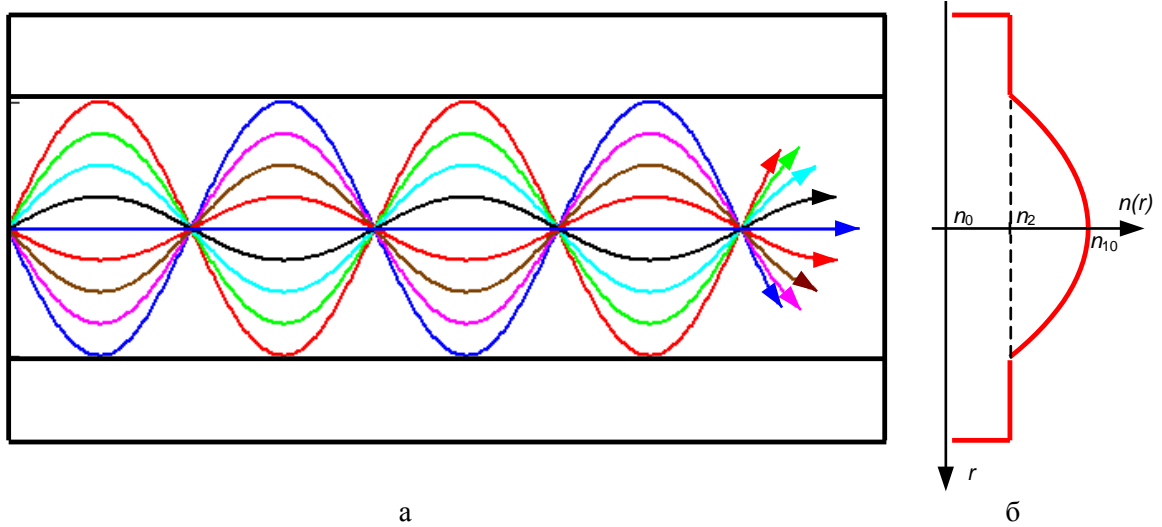


Рис. 7.5. Траектории меридиональных лучей (а) в ОВ с усеченным степенным профилем показателя преломления (б).

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. 7.5). 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 скорость³.

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.

7.4. Одномодовые оптические волокна

7.4.1. 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:

$$v \leq 2.405, \quad (7.22)$$

Выражение (7.22) представляет собой условие достижения одномодового режима работы ОВ или условие одномодовости ОВ. Из (7.11) и (7.22) можно получить другую форму условия достижения одномодового режима:

$$\lambda \geq \lambda_{cut} = \frac{2\pi r_{core} NA}{2.405}, \quad (7.23)$$

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

Различают длину волны отсечки волокна, рассчитанную по выражению (7.23), 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.

7.4.2. Диаметр модового поля

Для одномодовых ОВ вместо числовой апертуры и диаметра сердцевинны нормируется **диаметр модового поля**⁴ – ширина распределения амплитуды

³ При показателе профиля примерно равном $q \approx 2$ траектории различных лучей (мод) имеют разные амплитуды, но одинаковый период.

⁴ В литературе также встречаются термины «диаметр поля моды», «диаметр модового пятна».

ды 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. 7.6):

$$F(r) = \frac{E(r)}{E_{\max}} = \exp\left(-\frac{4r^2}{d_{mf}^2}\right), \quad (7.24)$$

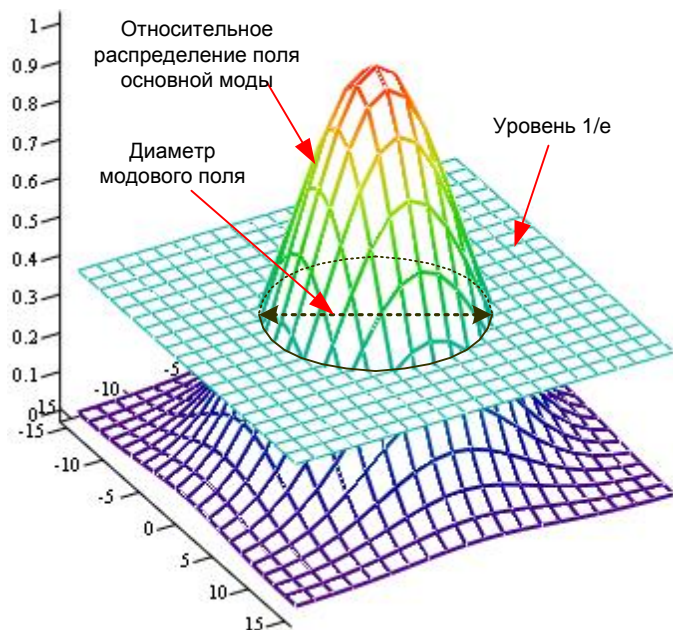


Рис. 7.6. Определение диаметра модового поля ступенчатого ОВ

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 ступенчатого одномодового волокна диаметр модового поля d_{mf} можно приблизительно рассчитать по выражению:

$$d_{mf} = \frac{2r_{core}}{\sqrt{\ln\left(\frac{2\pi r_{core} NA}{\lambda}\right)}}. \quad (7.27)$$

Из (7.27) видно, что диаметр модового поля растет с увеличением длины волны.

7.4.3. Дисперсия в одномодовых оптических волокнах

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

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:

$$\Delta t_{chr} = |D_{chr}| \cdot \Delta\lambda \cdot L, \quad (7.28)$$

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 (7.28) нужно подставлять 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:

$$D_{chr} = D_{mat} + D_w. \quad (7.29)$$

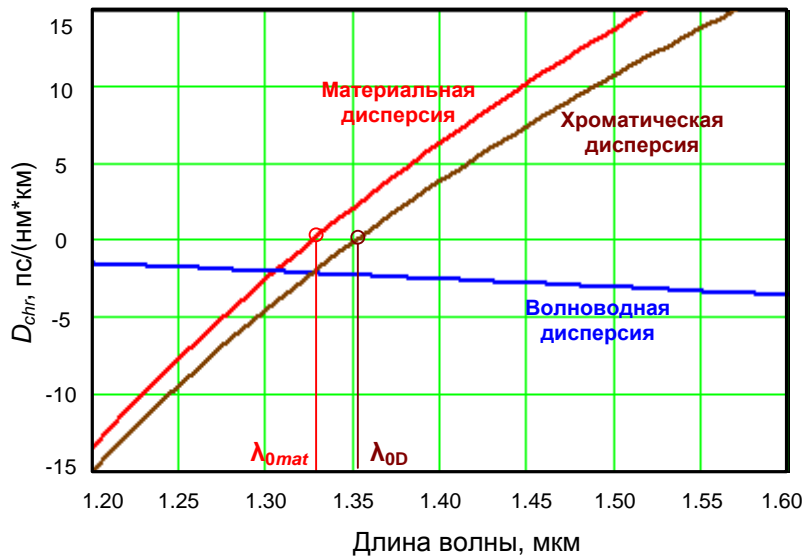


Рис. 7.7. Хроматическая дисперсия в стандартном ОВ.

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 принимает

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. 7.7 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 дисперсии 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:

$$D_{chr}(\lambda) = S_{0D}(\lambda - \lambda_{0D}), \quad (7.30)$$

где S_{0D} – наклон коэффициента хроматической дисперсии на длине волны λ_{0D} . Наклон коэффициента хроматической дисперсии принято выражать в пс/(нм²·км) – пикосекундах на нанометр в квадрате на километр.

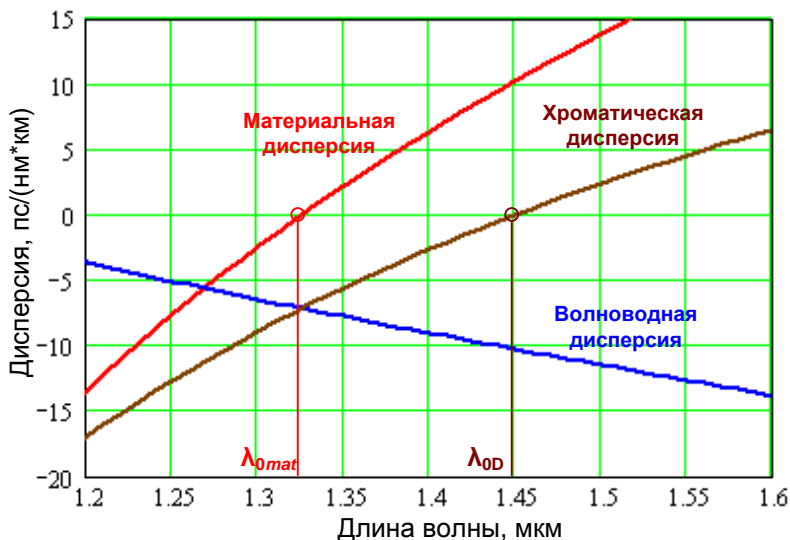


Рис.7.8. Смещение длины волны нулевой хроматической дисперсии путем изменения волноводной дисперсии.

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

(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. 7.8).

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. 7.9).

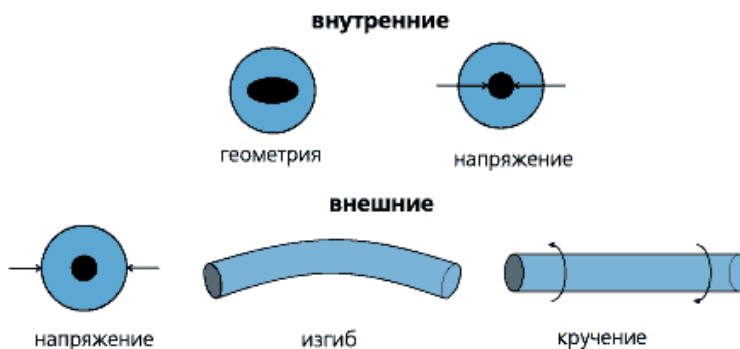


Рис.7.9. Причины возникновения поляризационно-модовой дисперсии

В поперечном сечении анизотропного ОВ можно выявить взаимно перпендикулярные оси наименьшей и наибольшей скорости (рис. 7.10). 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.

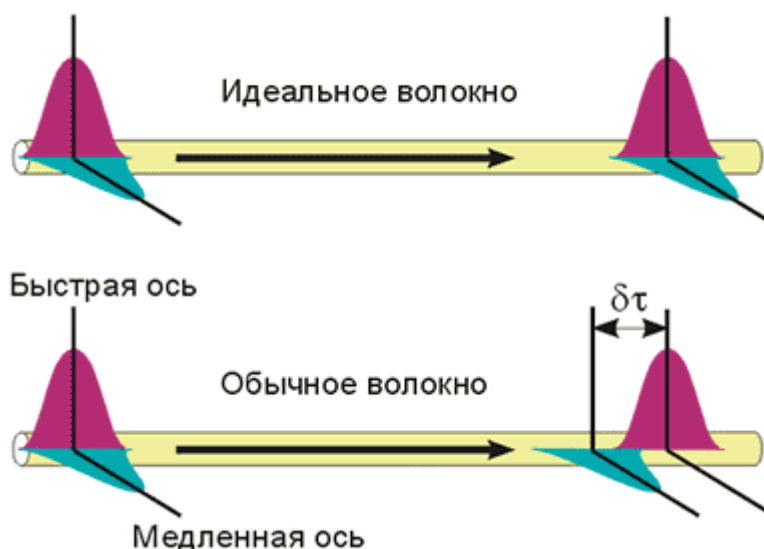


Рис. 7.10. Возникновение поляризационно-модовой дисперсии

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

$$\Delta t_p = D_p \sqrt{L}, \quad (7.31)$$

где D_p – коэффициент поляризационно-модовой дисперсии.

7.5. Типы и стандарты оптических волокон

В настоящее время широко используются несколько основных классов ОВ в соответствии с рекомендациями ITU-T⁵:

- 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.

⁵ ITU-T - (International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector) - Сектор стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи

7.5.1. 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. 7.1). Этот тип волокна в настоящее время используется только в коротких, внутриобъектовых ВОЛС с рабочей длиной волны 850 и 1300 нм.

Табл. 7.1. 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 сердцевин d_{core} (мкм)	50.0 ± 3.0
Диаметр оболочки d_{clad} (мкм)	125.0 ± 2.0
Неконцентричность сердцевин и оболочки (мкм)	≤ 3.0
Эллиптичность сердцевин	$\leq 5\%$
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. 7.2). Категория OM2 включает многомодовые волокна, предназначенные для скорости передачи до 1 Гбит/с, категория OM3 – многомодовые волокна для скорости передачи до 10 Гбит/с.

Табл. 7.2. Категории многомодовых ОВ

Категория волокна		OM1	OM2	OM3
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	550/-	750/110	/300
	1300 нм	550/-	2000/110	-

7.5.2. 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. 7.11). Это волокно оптимизировано для второго окна прозрачности (1260-1360 нм). Его длина волны нулевой дисперсии составляет $\lambda_{0D} \sim 1.35$ мкм.

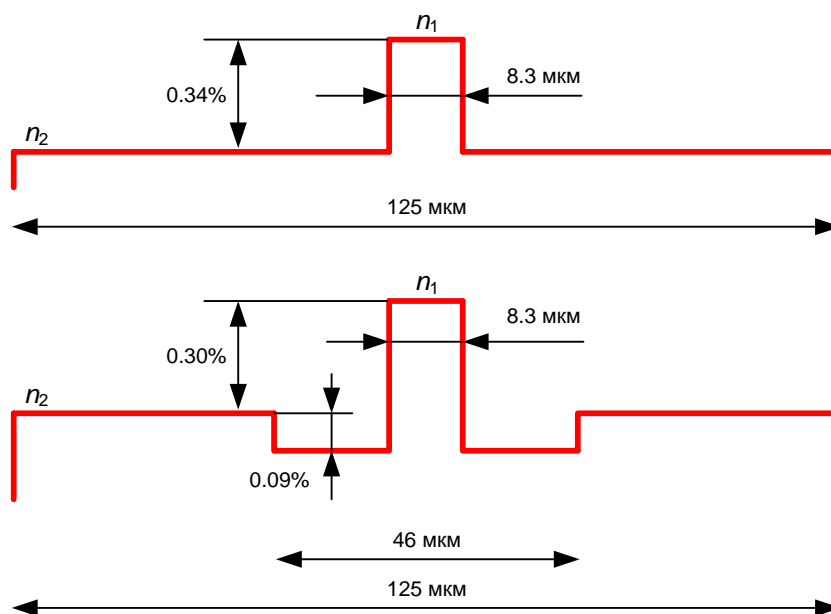


Рис. 7.11. Профили показателей преломления стандартных одномодовых ОВ

В текущей редакции G.652 стандартные ОВ разделены на четыре категории – А, В, С, D (табл. 7.3). Оптические волокна категорий С и D 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. 7.3. 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
Максимальное приращение затухания при намотке 100 витков	0.1 / –	– / 0.1	– / 0.1	

Параметр	Значение для ОВ категории			
	A	B	C	D
на оправку диаметром 30 мм на длине волны 1550/1625 нм (дБ)				
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

7.5.3. 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. 7.12) 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.

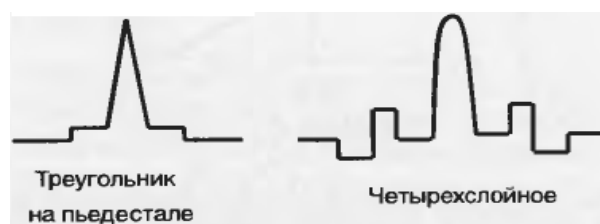
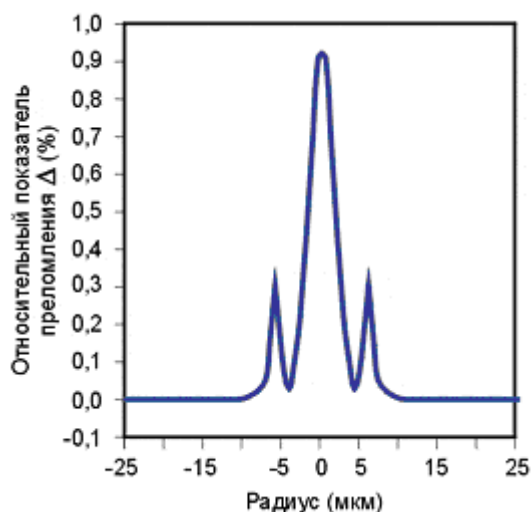


Рис. 7.12. Профили показателей преломления ОВ со смещенной дисперсией

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 много-частотного 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. 7.3).

Табл. 7.4. 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	–	$0.085 \cdot (\lambda - 1525) - 3.5$
	1525–1625 нм	–	$3.5/75 \cdot (\lambda - 1600)$
Зависимость максимального коэффициента хроматической дисперсии от длины волны в диапазоне	1460–1575 нм	–	$3.5/75 \cdot (\lambda - 1500)$
	1575–1625 нм	–	$0.085 \cdot (\lambda - 1575) + 3.5$
Коэффициент поляризационно-модовой дисперсии D_p (пс/ $\sqrt{\text{км}}$)	0.5	0.2	

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

Табл. 7.5. Параметры одномодовых ОВ со смещенной длиной волны отсечки

Параметр	Значение для ОВ категории			
	А	В	С	Д
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

7.5.5. 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 - C, D и E (A и B исключены из версий стандарта, начиная с 2006 г.), которые различаются по значениям хроматической дисперсии и рабочему диапазону.

Табл. 7.6. 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/√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		
	С	D	E
Максимальная величина $ D_{\max} - D_{\min} $ (пс/(нм·км))	5.0	–	–
Знак коэффициента хроматической дисперсии	+ или –	не определено	не определено
<i>Хроматическая дисперсия в диапазоне длин волн (нм)</i>	1565–1625	1550–1625	1550–1625
Максимальный коэффициент хроматической дисперсии $ D_{\max} $ (пс/(нм·км))	опред. ⁶	$\frac{5.06}{75}(\lambda - 1550) + 6.2$	$\frac{4.12}{75}(\lambda - 1550) + 9.31$
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.

7.5.6. 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.

⁶ Будет определен в следующей версии стандарта

Табл. 7.7. 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))	$\frac{0.98}{75}(\lambda - 1550) + 3.6$

7.5.7. 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. 7.13) 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.

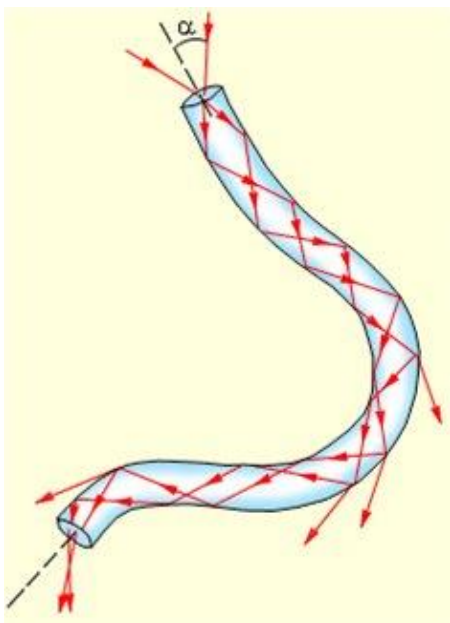


Рис. 7.13. Потери излучения на изгибах

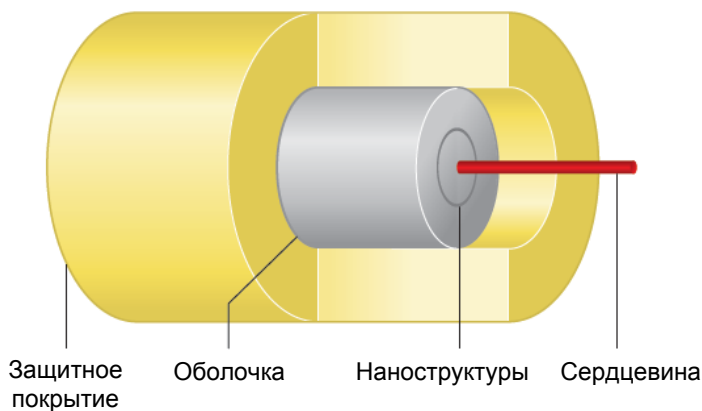


Рис. 7.14. Конструкция ОВ G.657

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. 7.14. Это ОВ имеет в оболочке наноструктуры, которые отражают обратно в сердцевину свет, вышедший в оболочку в результате нарушения условий полного внутреннего отражения (рис. 7.15).

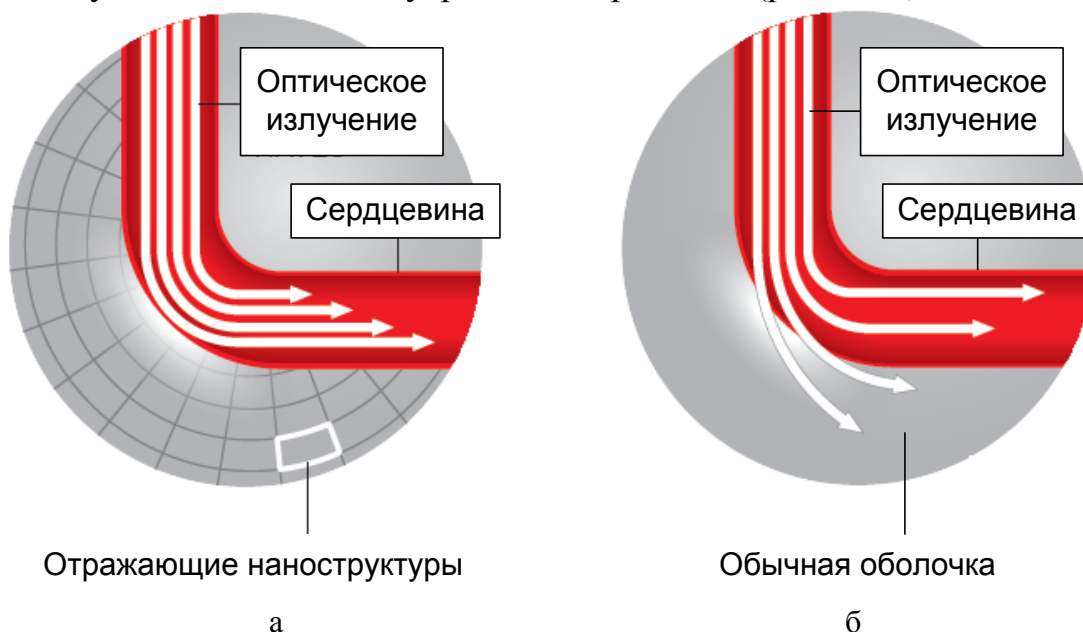


Рис. 7.15. Удержание света в сердцевине ОВ стандарта G.657

Параметры ОВ в соответствии с рекомендацией G.657 приведены в табл. 7.8.

Табл. 7.8. 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 сердцевин 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 улучшен-

ные 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.