

Табл. 1.6. Допустимые уровни передачи мощности в оптических каналах DWDM при штрафе 0,5дБ за FWM в волокнах с различной ХД

Каналы DWDM		Коэффициент хроматической дисперсии		
Число каналов	Частотный интервал, ГГц	2пс/нм×км	5пс/нм×км	10пс/нм×км
		Максимальный уровень мощности сигнала, дБм		
8	10	-11	-6	-4
	25	-3	1	4
	50	3	7	10
	100	9	13	15
16	10	-13	-10	-6
	25	-5	-1	1
	50	0	4	8
	100	6	10	14
32	10	-14	-10	-6
	25	-6	-1	1
	50	0	4	8
	100	6	10	13

Преодоление нелинейных ограничений по передаче оптических сигналов в волоконных световодах находится на стыке баланса совокупного максимального уровня мощности, допустимой дисперсии и межканального интервала при заданной величине штрафа. Для протяженных линий наилучшие показатели по преодолению нелинейных ограничений могут дать одномодовые волоконные световоды с наибольшей величиной $A_{эфф}$, размеры которой для стандартных волокон следующие: NDSF G.652, ХД=18 пс/нм×км, 80 мкм²; NZ-DSF G.655, ХД=4 пс/нм×км, 72 мкм²; DSF G.653, ХД=0 пс/нм×км, 50 мкм². Можно также привести допустимые уровни мощности для этих волокон при организации 3-х спектральных каналов с частотным интервалом 100 ГГц допустимые уровни составят: +17 дБм; +13 дБм; +3 дБм соответственно.

1.2. Оптические передатчики, приёмники и усилители

Современные оптические передатчики, приёмники и оптические усилители выполняются в виде модулей, которые чаще всего называют трансиверами (от англ. TRANSmitter – передатчик и reCEIVER – приемник) – это приемопередающее устройство, используемое в волоконно-оптических линиях связи для приема и передачи данных между удаленными устройствами. Такие устройства различаются решениями электронных и оптических схем, алгоритмами обработки передаваемых данных на передаче и на приёме. Переход к скоростям передачи цифровых данных от 40 Гбит/с до 100 Гбит/с и выше обусловил принципиально новые решения в физическом исполнении приборов (источников оптического излучения, модуляторов, кодеров/декодеров, фотодетекторов и фотоприёмных устройств, процессоров цифровой обработки сигналов)

и алгоритмов кодирования/декодирования, коррекции искажений, восстановления несущих частот и т.д.

Для последующего изучения представляют интерес те решения для трансиверов, которые поддерживают уже указанные скорости передачи и перспективные стандарты скоростей от 240 Гбит/с до 1 – 100 Тбит/с и последующими возможностями роста до 1 Пбит/с. Большинство современных решений для высокоскоростных оптических трансиверов (рис.1.13) состоит в схемотехнике передатчиков с внешними модуляторами интенсивности на основе эффекта электроабсорбции EAM (electro-absorption modulator), управления интенсивностью или фазой непрерывного излучения лазера CW в модуляторе (-ах) Маха-Зендера MZM (Mach-Zehnder modulator) и также совместного управления и интенсивностью, и фазой излучения в более сложных схемах, в том числе в схемах с двойной поляризацией излучения CW. То что относится к приёмникам трансиверов, это фотодиоды конструкций p-i-n с волновыми секциями детектирования и лавинные фотодиоды APD (avalanche photodiode) высокой чувствительности и быстродействия на основе соединений InP, InGaAs, в которых использованы материалы с множеством «квантовых ям» MQW (multiple quantum wells). Для повышения чувствительности фотоприёмников используется когерентных гомодинный приём многопозиционных сигналов (в примере квадратурных), при котором в приёмнике размещается дополнительный CW лазер-гетеродин, настроенный на генерацию такой же оптической частоты как в передатчике. В структуры оптических передатчиков и приёмников, как правило, включаются оптические усилители (полупроводниковые и волоконные). Они позволяют поддерживать требуемый уровень мощности оптического сигнала на передаче и определённую чувствительность приёмника.

Для оптических трансиверов определён набор требований для практической реализации, закреплённый в Международных стандартах, в частности рекомендациях ITU-T. Этот набор требований базируется на физических возможностях приборов, т.е. лазеров, фотодиодов, модуляторов, усилителей и других компонентов, в том числе пассивных (компенсаторах дисперсии, волокнах, фазовращателях, планарных волноводах гибридных оптических схем (передатчик и приёмник на рис. 1.13в) и т.д.).

Лазеры CW должны излучать волны заданного диапазона (например, C, L), узкого спектра ($\Delta\lambda_s \rightarrow 0$), требуемой мощности (от 1 мВт до 100 мВт) и поляризации (рис. 1.14).

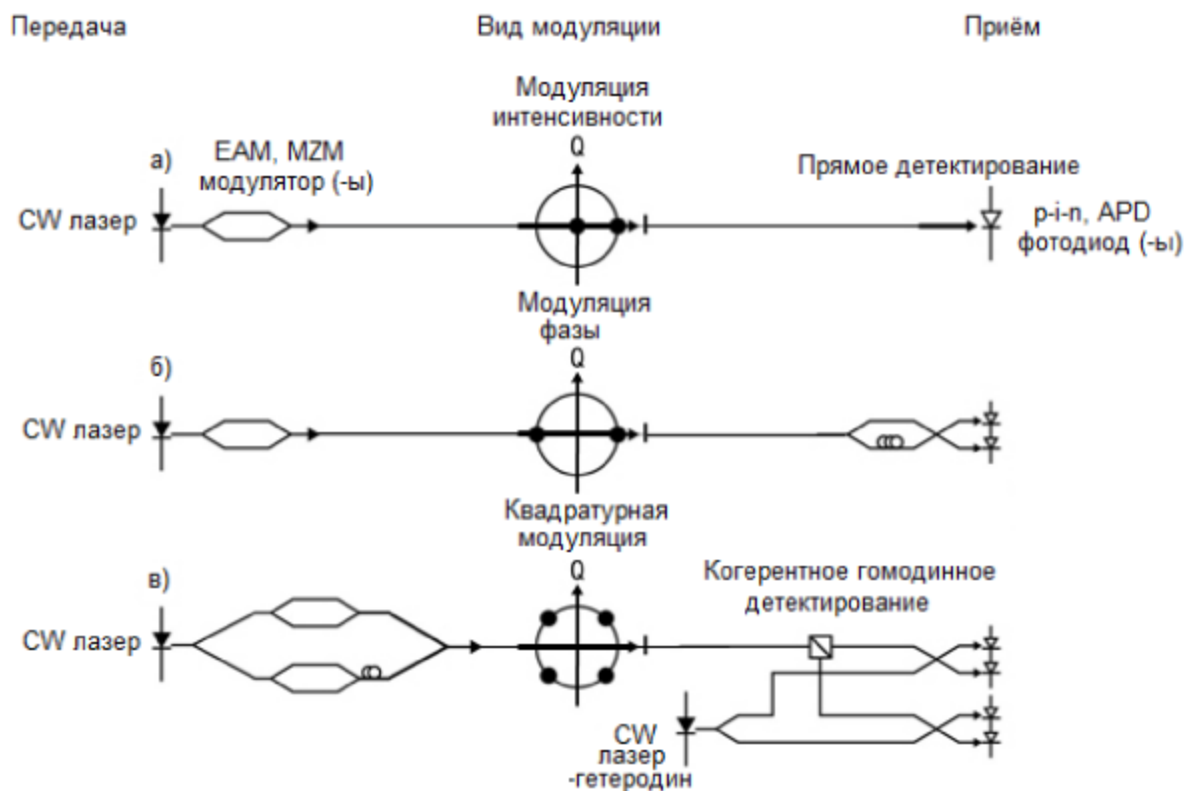


Рис. 1.13. Структурные решения для оптических трансиверов высокоскоростных систем передачи: а – с модуляцией интенсивности; б – с модуляцией фазы; в – с комбинированной многоуровневой модуляцией

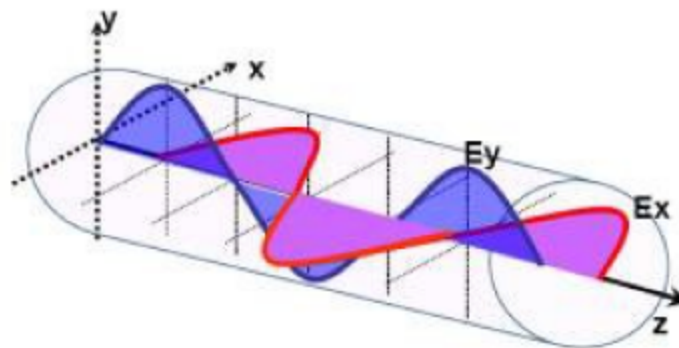


Рис. 1.14. Плоскости поляризации оптического излучения лазера CW

Все составляющие идеального оптического когерентного излучения можно представить напряжением электрической составляющей электромагнитной волны:

$$E_{CW}(t) = \sqrt{P_S} \times e^{j(\omega_S t + \varphi_S)} \times e_S, \quad (1.9)$$

где $\sqrt{P_s}$ – амплитуда, ω_s – круговая частота несущего колебания, φ_s – фаза несущего колебания, e_s – поляризация излучения (рассматриваются плоскости X,Y). Направление распространения волны обозначается линией Z. С учётом этого в пространстве можно записать $E_{cw}(z,t)$.

Особенностями лазеров CW для когерентных систем с DWDM являются [11]: малогабаритная реализация в виде полупроводникового прибора; реализация возможности точной настройки ($\Delta f < 1 \text{ ГГц}$) на заданные длины волн в определённом диапазоне, достаточно широком, например, $\Delta \lambda_{\text{диапазона}} > (30 - 70) \text{ нм}$, и возможности по управлению уровнем мощности излучения. Долговременная стабильность излучения при этом поддерживается за счёт электронного управления током накачки и температурой тела излучателя, стабилизируемой схемой с микрохолодильником на основе эффекта Пельтье в полупроводниках различной проводимости (p^+ и n^+ проводимостей). Реализация лазеров CW с указанными возможностями имеет высокую стоимость (более 3500 \$) в сравнении с обычными (без перестройки) модулями (до 600\$). Пример структуры одной из разновидностей перестраиваемых лазеров типа SSG-DBR (superstructure grating distribute Bragg reflector) представлен на рис.1.15.

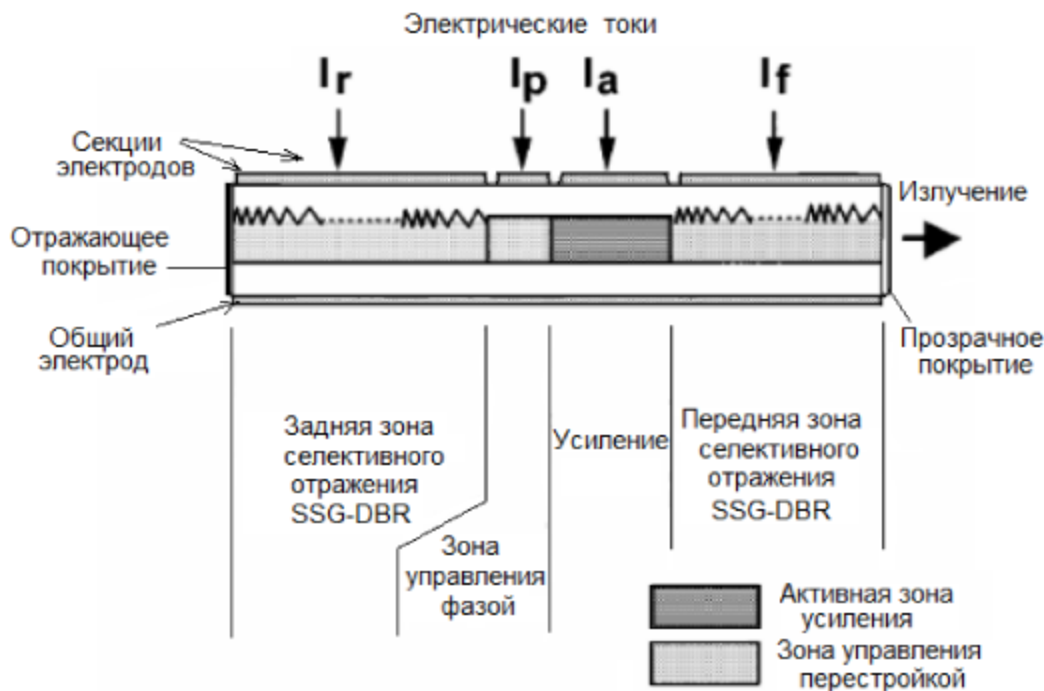


Рис. 1.15. Конструкция перестраиваемого лазера для когерентных систем

Для настройки лазера SSG-DBR используются различные электрические токи: управления отражателями I_r и I_f ; управления фазой I_p ; управления усилением I_a . Каждый из токов действует на определённые по длине участки ($L_{s,r}$, L_p , L_a , $L_{s,f}$) в теле лазера (рис.16). Задний и передний отражатели с брэгговскими решетками имеют различные периоды расположения отражателей и различное

число мод отражения $N_{s,r}$ и $N_{s,f}$. Им соответствуют различные диаграммы отражения (пример на рис.1.17).

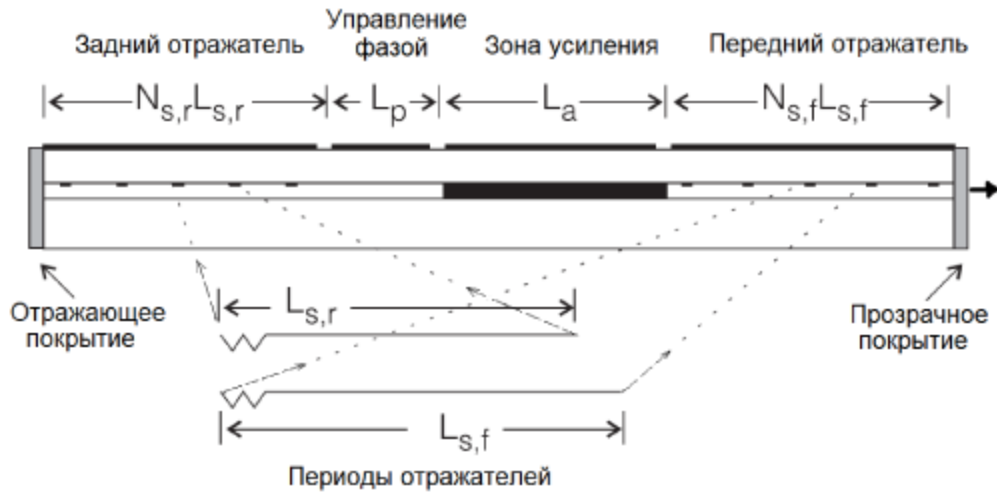


Рис. 1.16. Лазер SSG-DBR с функциональными участками

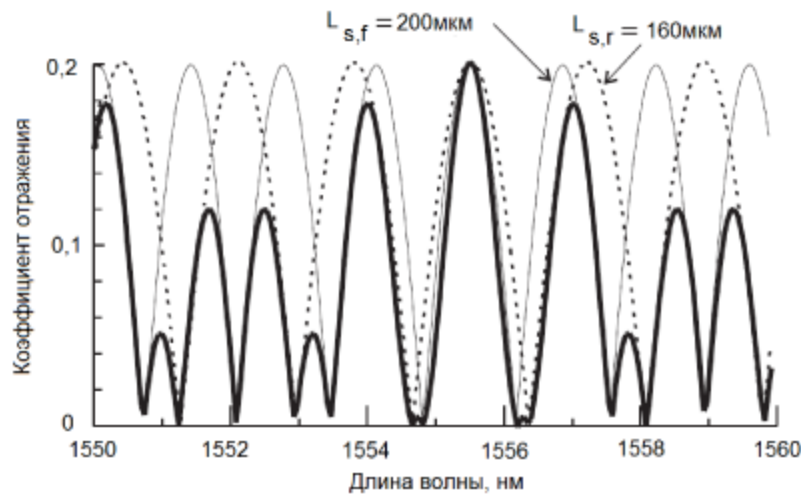


Рис. 1.17. Пример диаграмм отражения рефлекторов DBR

Каждый из двух отражателей имеет одинаковую структуру размещения брэгговских решеток (рис.1.18).

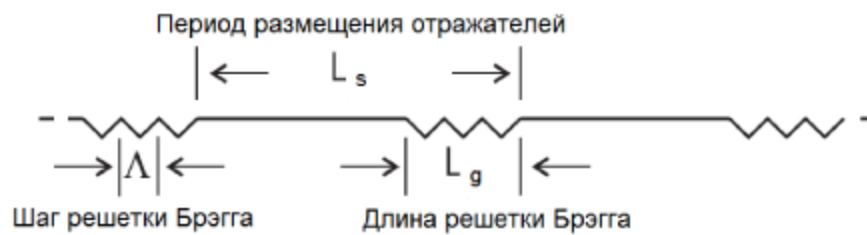


Рис. 1.18. Участки отражателей DBR

Шаг решетки Брэгга определяется фундаментальным соотношением Брэгга-Вульфа:

$$\Lambda \times n_g \times (1 + \sin Q) = m \times \lambda, \quad (1.10)$$

где Λ – расстояние между отражающими элементами, n_g эффективный показатель преломления материала (полупроводника), Q – угол между падающим лучом и отражающей плоскостью, λ – длина волны излучения, m – порядок дифракции.

Изменением величины токов управления можно добиться совпадения коэффициентов отражения двух решеток DBR на отдельных волнах с определённым шагом $\Delta\lambda$ (0,8 нм; 0,4 нм и т.д.). Токи управления определяют значения эффективных показателей преломления, т.е. существует связь между длиной волны и значением показателя преломления:

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \approx \frac{\Delta n}{n}. \quad (1.11)$$

Величина шага перестройки каждого из отражателей определяется формулами:

$$\Delta\lambda_r = \frac{\lambda^2}{2n_{gr}L_{s,r}}, \quad \Delta\lambda_f = \frac{\lambda^2}{2n_{gf}L_{s,f}}, \quad (1.12)$$

где n_g эффективный показатель преломления, соответственно для каждого из отражателей (г, ф), зависящий от величины проходящего электрического тока. Практический пример сетки настраиваемых волн для лазеров CW представлен на рис.1.19 [12].



Рис. 1.19. Диапазоны токового управления в лазере SSG-DBR

Прибор может перестраиваться в диапазоне волн 1530 нм – 1565 нм с шагом 0,35 нм и точностью настройки 0,05 нм. Изменение тока на 1 мА изменяет частоту генерации на 1 ГГц. Время перестройки составляет 5 нс. Ширина спектральной линии не превышает 10 МГц.

В структуру лазера CW может быть включён дополнительный полупроводниковый усилитель оптического излучения и модулятор EAM или MZM, в том числе интегрирован в SSG-DBR (рис.1.20), что позволяет создавать малогабаритный, экономичный оптический модуль передатчика для простых форматов модуляции RZ, NRZ с ограничением скорости передачи величиной не более 40 Гбит/с, что обусловлено паразитными электрическими ёмкостями и сопротивлениями электродов и цепи модулирующего сигнала.

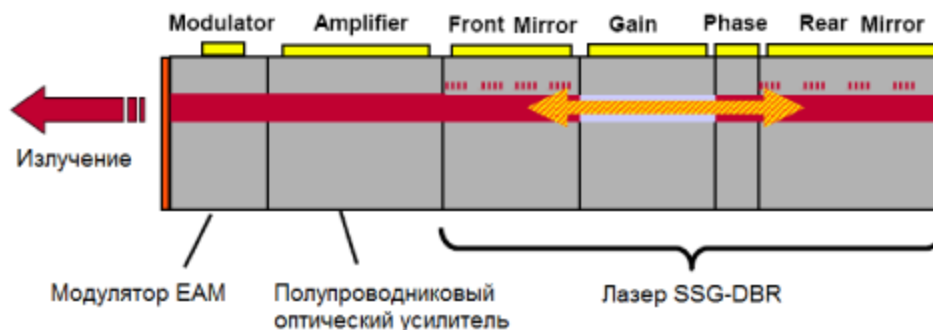


Рис. 1.20. Пример конструкции лазера CW с встроенными модулятором и оптическим усилителем

Более сложными решениями для передатчиков принято считать использование отдельных внешних модуляторов MZM с каскадным и параллельным включением (рис.1.21), которые позволяют реализовать различные форматы модуляции с высокими показателями спектральной эффективности при высоких скоростях передачи (свыше 40 Гбит/с).

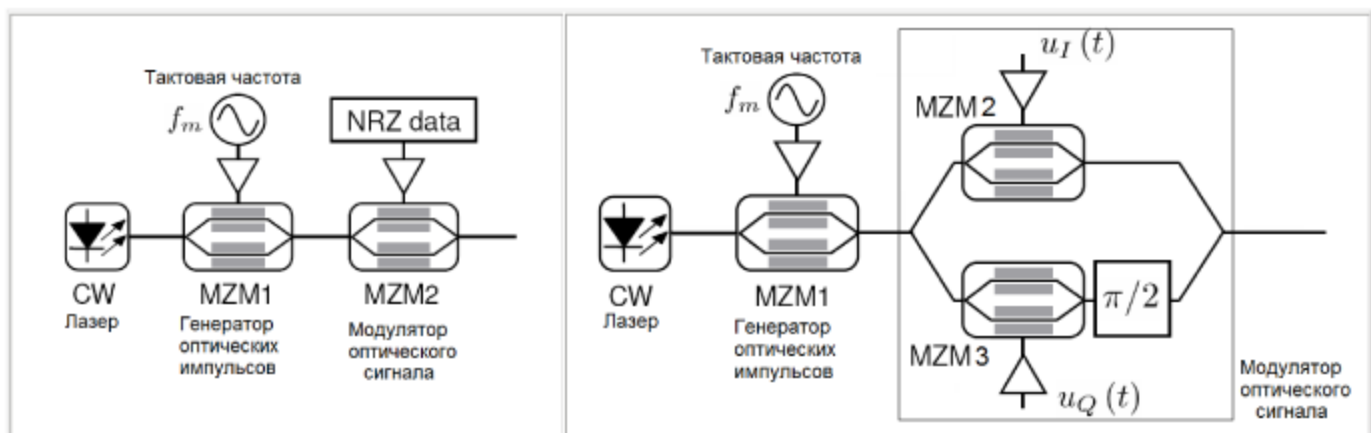


Рис. 1.21. Структуры оптических передатчиков с внешними модуляторами MZM (каскадное и параллельное включение)

Модуляторы MZM выполняются на электрооптических кристаллах, например на основе ниобата лития LiNbO_3 , оптические свойства которых зависят от величины электрического поля, создаваемого внешним генератором, и концентрируемым на определённый участок материала. Внешнее электрическое поле может изменить показатель преломления, т.е. скорость распространения оптического излучения. Это свойство используется в параллельных волноводных каналах MZM для управления фазовой скоростью поляризованных волн, создаваемых одним источником (рис.1.22). Если к параллельным волноводным каналам через коаксиальный разъём подключить источник сигнала с переменным напряжением $V(t)$, то можно изменять фазы излучения таким образом, что на выходе MZM излучения будут складываться в фазе и в любом сочетании фаз от 0° до 180° . Это приведёт к модуляции оптической мощности на выходе (рис.1.23). Напряжение, при котором оптическая мощность не проходит на выход называется полуволновым V_π , т.е. соответствующим сдвигу 180° .

Соотношение мощностей оптического излучения на входе и выходе MZM определяется разностью фаз, зависящей от управляющих напряжений (полуволнового V_π и сигнала $V(t)$):

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}} \cos^2 \frac{\Delta\Phi}{2}, \text{ где } \Delta\Phi = \Phi(t) - \Phi_0, \Phi(t) = \pi \frac{V(t)}{V_\pi}.$$

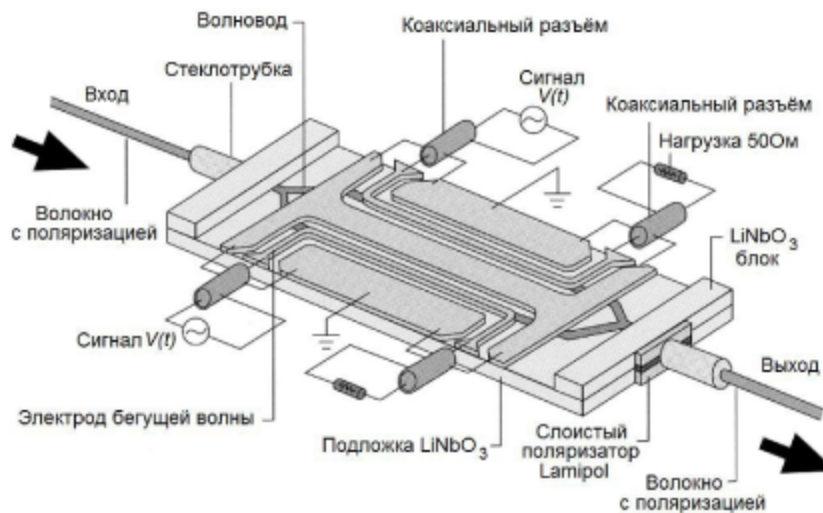


Рис. 1.22. Конструкция MZM (источник схемы : Sumitomo Osaka Cement Co., Ltd)

Управление разностью фаз является ключевым элементом MZM. Все форматы модуляции оптической несущей частоты от простейших (RZ, NRZ, CSRS) до наиболее сложных многоуровневых и многофазных mPSK, nQAM ($2 < m \leq 256$, $8 < n \leq 1024$) производятся в схемах MZM подходящим выбором напряжений смещения $V_{\text{см}}$, полуволнового V_π , сигнального $V(t)$.

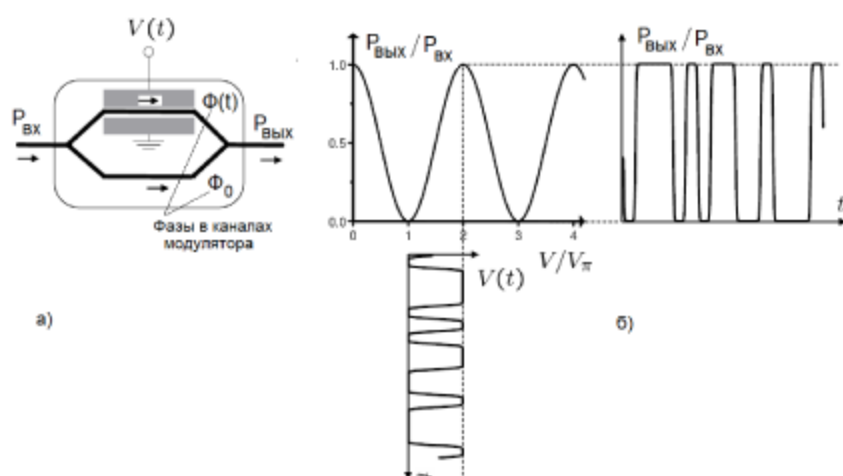


Рис. 1.23. Упрощенная схема (а) и принцип действия MZM (б)

Большее число фазовых и мощностных уровней оптического сигнала позволяет реализовать большие скорости передачи на одной оптической частоте. Однако при этом требуется существенное усложнение схемы приёмника многоуровневого и многофазного сигнала с учётом накопления оптических шумов различного происхождения (шумы спонтанной эмиссии оптических усилителей, нелинейные помехи волоконных световодов, переходные помехи соседних каналов) и дисперсионных искажений. При этом эффективным решением для повышения чувствительности приёмника оптического сигнала является применение когерентного гомодинного приёма (рис.1.24), что предполагает использование дополнительного оптического гетеродина LO (local oscillator). Входной сигнал с фазоманипулированными оптическими импульсами $E_s(t)$ смешивается на фотодетекторе с сигналом $E_l(t)$. При гомодинном детектировании частоты сигнала и гетеродина совпадают, т.е. $\omega_s = \omega_l$, а разность фаз $\Phi_s(t) - \Phi_l(t)$ даёт значение изменяющейся оптической мощности на FD, что приводит к появлению фототока $I(t)$ в форме цифрового электрического сигнала. Величина этого сигнала зависит не только от входной мощности $P_s(t)$, но и от мощности гетеродина $P_l(t)$, что создаёт выигрыш по чувствительности перед прямым детектированием и в соотношении сигнал/шум.

Кроме того, в приёмнике используется каскадная цифровая обработка сигнала с целью компенсации дисперсионных искажений, выравнивания фаз оптической несущей и гетеродина, восстановления цифровых данных с допустимым коэффициентом ошибок (пример на рис.1.25 для квадратурного формата QPSK).

Фотодетекторы в составе когерентного приёмника вносят ряд ухудшений для детектируемых сигналов: ограничивают полосу частот электрического сигнала, чем искажают сигнал; вносят дробовые шумы широкополосного спектра, перекрывающегося со спектром детектируемого сигнала; различаются спектральной чувствительностью на различных волнах; схемы с лавинными фотодиодами требуют непрерывной коррекции коэффициента усиления.

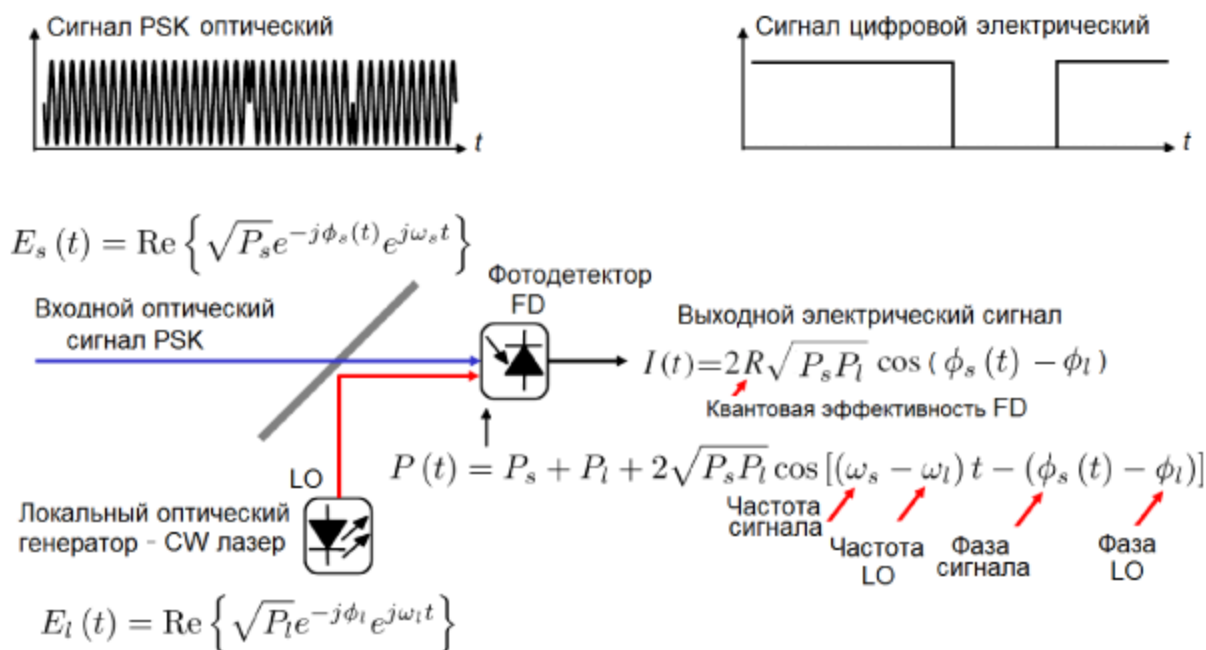


Рис. 1.24. Принцип когерентного приёма в оптической системе

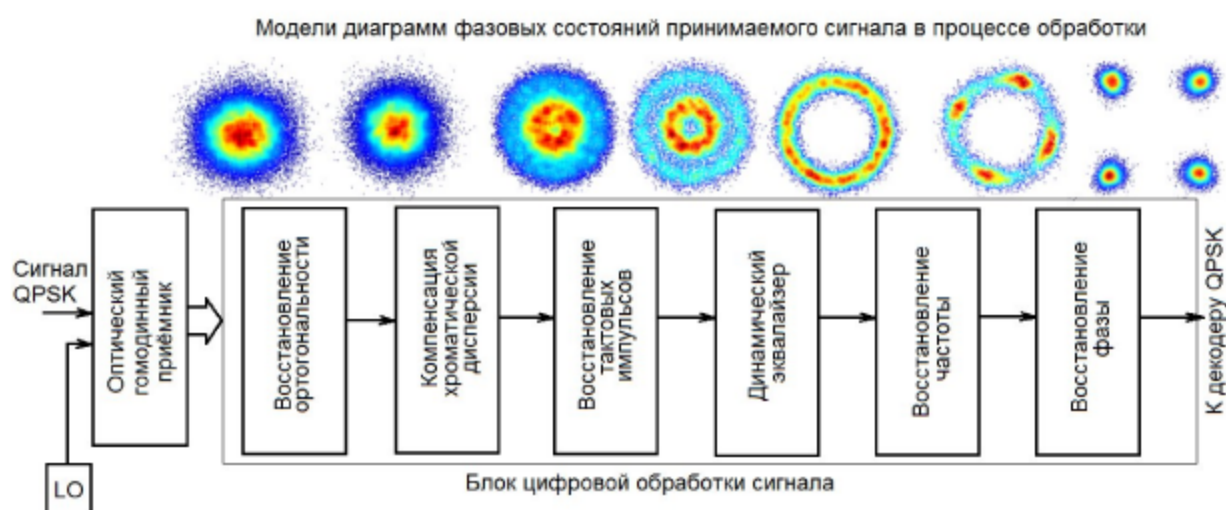


Рис. 1.25. Обработка сигнала в формате QPSK в когерентном приёмнике

Для широкополосных высокоскоростных систем специально созданы конструкции фотодиодов спектральной чувствительности в диапазоне частот до 400 ГГц и пониженными шумами с применением полупроводников с множеством квантовых ям MQW и конструкций типа «бегущая волна» TWPD (traveling-wave photodetector) (рис.1.26), UTC-PD (uni-travelling-carrier photodetector) [13]. Однако эти приборы имеют низкую спектральную чувствительность (около 0,06 А/Вт). В ограниченной полосе часто около 140 ГГц приборы этого типа позволяют получить чувствительность от 0,3 А/Вт до 0,5 А/Вт (рис.1.27) [16]. Приборы со спектральной чувствительностью свыше 0,5 А/Вт обеспечивают

полосу частот до 30 – 40 ГГц. К ним относятся прежде всего малозумные ЛФД типа APD MQW с чувствительностью 0,3 – 0,8 А/Вт [14]. Такие приборы получили применение в когерентных системах на скорости передачи 100 – 120 Гбит/с с форматами кодирования канальных сигналов DP-QPSK, т.к. требуемая полоса частот на канал сужается до 30 ГГц.

Реально повысить чувствительность оптических приёмников когерентных систем, перекрыть большие дистанции передачи могут оптические усилители различных принципов построения и конструкций.

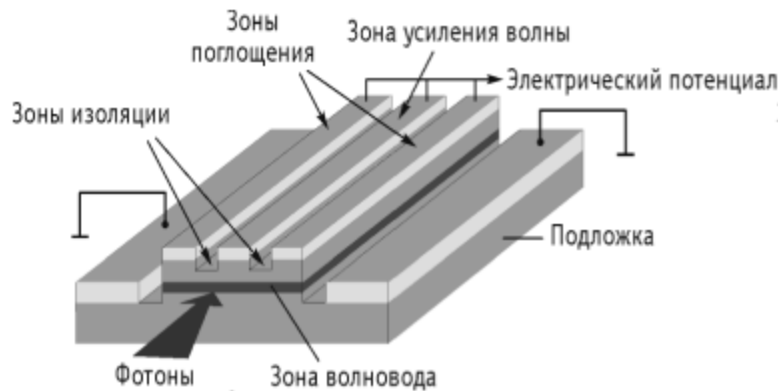


Рис. 1.26. Пример конструкции фотодетектора p-i-n TWPД

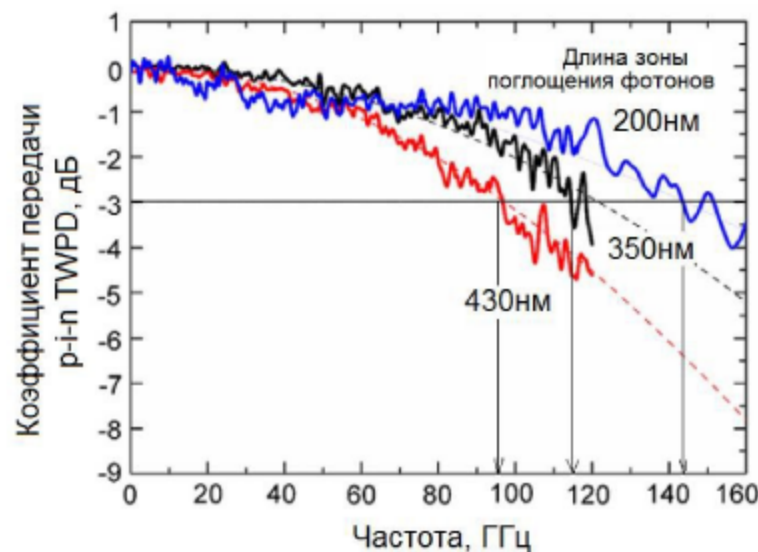


Рис. 1.27. Пример характеристик передачи фотодиода TWPД с различными по длине зонами поглощения фотонов

Все известные оптические усилители для систем передачи (полупроводниковые, волоконные примесные, рамановские на основе нелинейного эффекта в стекловолкне) пригодны для увеличения мощности оптических сигналов на входе детектора в каждом оптическом канале и для увеличения мощности многоканального оптического сигнала в промежуточных и оконечных устройствах передачи и приёма систем передачи. Варианты использования оптических уси-

лителей представлены на рис.1.28. Они предусмотрены международными стандартами ITU-T: G.663, G.665, G.691, G.692, Sup.39 и т.д. Усилители различаются своими характеристиками (диапазоном усиления, полосой часто усиления, чувствительностью усиления к поляризации волны, вносимыми шумами, способами накачки, вносимыми дисперсионными и нелинейными искажениями и т.д.). Примеры характеристик некоторых усилителей представлены в табл.1.7.

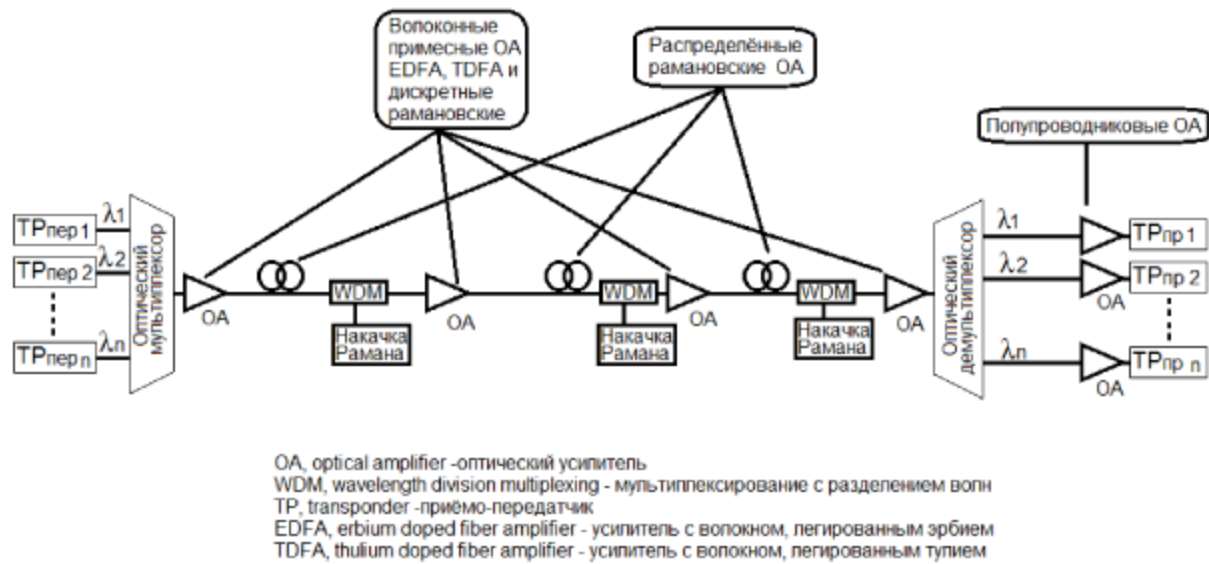


Рис. 1.28. Места использования оптических усилителей в системах DWDM

Табл. 1.7. Характеристики оптических усилителей

Показатели	EDFA	Raman	SOA
Коэффициент усиления	От 30дБ до 50дБ	От 5дБ до 30дБ более	До 30дБ
Рабочие волны, нм	1530 -1560 (с возможностью расширения до 1625)	1280 -1675	1280 -1675
Полоса усиления по уровню -3дБ	30-60нм	Зависит от схемы накачки	60нм
Максимальный уровень мощности на выходе, дБм	22	0,75×мощность накачки	18
Поляризационная чувствительность	Нет	Нет	Есть
Коэффициент шума, дБ	5-7	4-5	8
Мощность накачки	25дБм	>30дБм	Ток до 400мА
Постоянная времени, секунда	10 ⁻²	10 ⁻¹⁵	2×10 ⁻⁹
Исполнение	Блок в поддон	Отдельный модуль	Компактное с размещением на плату
Коммутационные возможности	Нет	Нет	Есть (может использоваться в составе коммутатора)
Стоимостной фактор	Средний	Высокий	Низкий

В протяженных линиях с оптическими волокнами эффективно использование комбинированных схем оконечных и промежуточных усилителей, которое даёт выигрыш в усилении и по соотношению сигнал/шум (OSNR) в несколько раз, например, за счёт встречной рамановской накачки (рис.1.29), которая порождает эффект усиления и тем компенсирует потерю оптической мощности равномерно на протяженном участке волоконной линии.

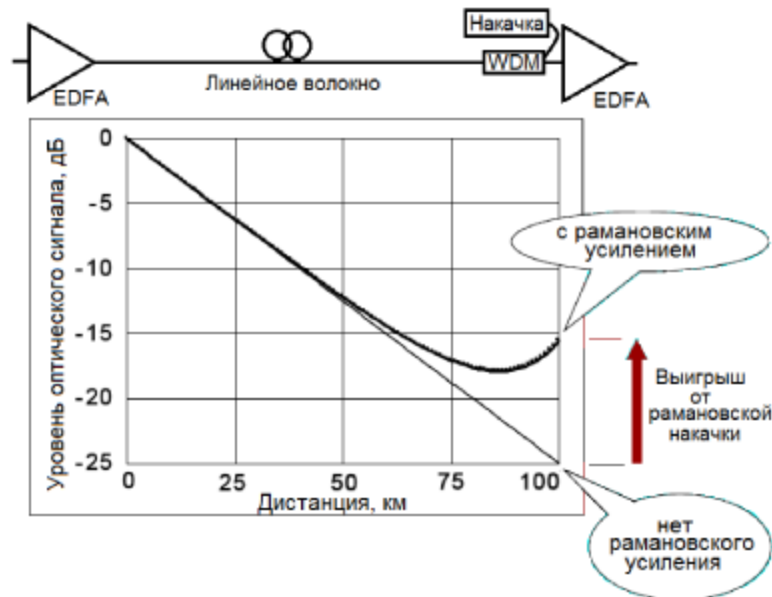


Рис. 1.29. Выигрыш от применение различных оптических усилителей в составе системы передачи

Накопление шумов от оптических усилителей в случае их каскадного включения оценивается через соотношение сигнал/шум OSNR (optical signal noise ratio), нормируемое относительно коэффициента ошибок BER (bit error ratio) цифровой передачи в оптическом канале (по рек. G.680 ITU-T):

$$OSNR = P_{out} - L - NF - 10\lg(N) - 10\lg(h \times f \times \Delta f), \quad (1.13)$$

где P_{out} – выходной уровень мощности ОА для одного оптического канала (дБм), L – потери в волокне на пролете (дБ), полностью компенсируемые оптическим усилением, NF – коэффициент шума оптического усилителя или фигура шума (международный термин) (дБ), h – постоянная Планка (в мДж×с, согласованная с P_{out} в дБм, т.е. произведение постоянной Планка и частот f и Δf , относительно 1мВт), f – оптическая частота (Гц), Δf – ширина полосы пропускания оптического канала (Гц), N – общее число усилителей при каскадировании.

Эти накопления ограничивают возможности по организации протяженных оптических каналов с широкой полосой частот передачи Δf . Они должны рассчитываться при выполнении проектных исследований и учитываться при выборе оборудования оконечных и промежуточных станций систем передачи по коэффициенту NF . Протяженность участка L (в дБ) определяется минималь-

ным значением чувствительности приёмника P_{in} (дБм) при заданном коэффициенте ошибок, т.е. $P_{in} \leq P_{out} - L$. В свою очередь, значение P_{out} определяется числом спектральных каналов n и допустимым значением мощности группового оптического сигнала P_{max} , не приводящим к паразитным нелинейным оптическим эффектам в стекловолокне:

$$P_{out} = P_{max} - 10 \lg n. \quad (1.14)$$

1.3. Оптические мультиплексоры выделения/ввода и коммутаторы в оптической сети

По своей классификации оптические мультиплексоры условно подразделяют на терминальные и выделения/ввода. Последние названные устройства в общем предполагают в своём составе оптические коммутаторы для изменения пути следования оптических сигналов отдельных каналов и групп каналов. При этом формируется доступ к отдельным каналам или группам каналов и возможен доступ ко всем каналам с их электрическим завершением на заданных скоростях (от 100 Мбит/с до 112 Гбит/с в стандартах Ethernet, OTH, TP-MPLS и в ближней перспективе 400 Гбит/с и 1 Тбит/с). Оптические мультиплексоры в сочетании с коммутаторами позволяют реализовать широкие возможности по построению надёжных, защищённых сетей с гибким управлением по распределению и перераспределению ресурсов (пропускной способности) оптических каналов для поддержки различных соединений (рис. 1.30). На рис.1.30 обозначено: TPD – транспондер на волне λ_i , где i – номер волны, выделенной для организации оптического канала; OA – оптический усилитель; TM (terminal multiplexer) – терминальный оптический мультиплексор; ROADM (reconfigurable optical add-drop multiplexer) – управляемый (перестраиваемый) оптический мультиплексор выделения и ввода оптических волн (каналов) с возможностями переключения и ветвления оптических соединений; PXC (photonic cross-connect) – фотонный (оптический) кроссовый коммутатор.

При этом применение оптических мультиплексоров и коммутаторов в сетях связи наталкивается на ряд проблем, из-за которых накладываются штрафы на энергетический потенциал: дополнительные потери оптической мощности, которые компенсируются индивидуальными и групповыми оптическими усилителями OA, снижающими отношение OSNR; уменьшение полосы передачи оптического канала из-за оптических фильтров разделения и объединения во всех типах мультиплексоров ROADM; внесение неравномерности в характеристику передачи каждого оптического канала и дифференциал передачи между каналами; взаимные влияния между каналами; дополнительные дисперсионные искажения; накопление помех нелинейного происхождения из-за волоконных компенсаторов дисперсии с волокнами DCF, имеющими повышенным коэффициентом нелинейности.