

4.2. Способ увеличения длины участка регенерации с усилителем EDFA

При построении протяжённых сегментов оптоволоконного линейного тракта возникает задача об усилении информационного сигнала на протяжении их длины. До недавнего времени данная задача решалась с использованием электронных усилителей-регенераторов [19], действие которых основано на оптоэлектронном преобразовании оптического цифрового сигнала, усилении с восстановлением формы электронного импульсного сигнала и дальнейшем его преобразовании в оптическую форму. Но с переходом к АОН-сетям, внедрением WDM-технологий и повышением битовых скоростей становится всё более перспективным использование волоконно-оптических усилителей. Принцип работы ОУ зависит от их функционального строения, основные модели которых представлены в Приложении J. Наиболее перспективная модель ОУ основана на применении легированного редкоземельными элементами световода – в третьем окне прозрачности это легированный эрбием световод (EDFA) [19]. Такие усилители подобно лазерам требуют излучения накачки на более короткой длине волны в сравнении с длиной волны усиливаемого излучения. Классическая схема включения EDFA представлена на рис. 4.3 а. Следует заметить, что в ряде технических приложений необходимо обеспечивать отсутствие электронных компонентов не только в зоне усиления, но и на всём протяжении линейного тракта. Это может быть связано с условиями производства, использующего ВОСП, и т.д.

Кроме этого, как правило, именно в таких приложениях необходимо незначительно усиливать сигнал и отсутствует задача о восстановлении формы импульсов, т.е. о его регенерации. Это характерно для сегментов сетей предприятий ТЭК. Для решения такой задачи в [85, 86] предложено использовать световод EDFA в зоне приёмника, а сигнал накачки для него подавать совместно с цифровым информационным сигналом (противонаправленно, см. рис. 4.3 б)). При таком подходе возникает задача оценки длины L световодного сегмента, в котором передаются два излучения совместно при условии обеспечения качественного приёма информации. Очевидно, что в такой схеме система передачи будет работать при действии нелинейных оптических эффектов.

Конфигурация, рис. 4.3, б интересна в случае незначительного превышения расстояния между приёмником и передатчиком над стандартной длиной регенерации, рассчитываемой, например, в соответствии с методиками Приложения А. В такой ситуации требуется незначительно усилить сигнал, что делает экономически нецелесообразным применение электронного усилителя-регенератора. С другой стороны, размещение лазера накачки (вместе с электрическим блоком питания) в зоне усиления может оказаться сложным в ряде случаев, в том числе и по причине расположения кабеля ВОЛП на высоковольтных линиях электропередач (110...500 кВ), что практически по-

всеместно имеет место сегодня в России. Следовательно, предлагаемый способ подключения EDFA, позволяющий вынести электрические устройства из зоны усиления, представляет технический интерес особенно для сетей предприятий ТЭК.

Для реализации способа на сети необходимо произвести следующие действия: 1. Определить место внедрения (монтажа) легированного световода на ВОЛП. 2. Если расстояние от ближайшего сетевого узла до указанного места по кабелю не превосходит 3-х км, [85, 86], то возможно применение архитектуры по рис. 4.3, б. 3. Кабель ВОЛП разрезается, вваривается легированный световод EDFA с единственным фильтром. Длина легированного световода зависит от требуемого коэффициента усиления и обычно не превосходит 15 м, [1]. Место сварки защищается стандартной муфтой. 4. На сетевом узле на выходе ВОЛП устанавливается Y-разветвитель. Один из выходов разветвителя через защищающий фильтр подаётся на аппаратуру приёмника. К другому входу подключается лазер накачки для EDFA. Выход разветвителя соединяется с кабелем ВОЛП. Отметим, что на ВОЛП не появляются какие-либо активные компоненты, требующие электропитания. Все они расположены в узле системы передачи вместе с другой электронной аппаратурой.

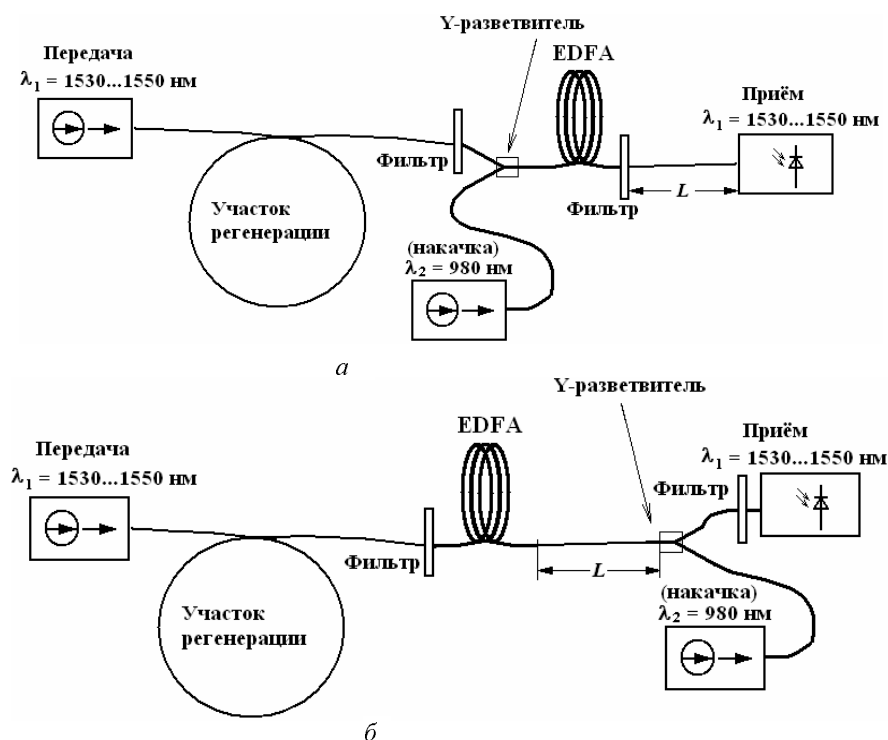


Рис. 4.3. Схемы подключения усилителя EDFA к ВОЛП: а – известный способ, б – способ, предложенный в [85, 86]. Фильтр ($\lambda = 980$ нм) предназначен для подавления излучения накачки

Отличие способа подключения EDFA по рис. 4.3, б от известного (рис. 4.3, а) состоит в необходимости передачи цифрового сигнала совместно с мощным сигналом накачки на протяжении длины L порядка 3-х км. В известном способе такая совместная передача имеет место только на протяжении (внутри) легированного световода, т.е. составляет около 15 м. Кроме того, для обеспечения накачки EDFA необходима мощность около 100 мВт, [1, 19]. Если лазер накачки расположен около легированного световода, то излучение лазера также может составлять 100 мВт. В случае, когда излучение лазера накачки должно распространяться несколько километров до EDFA, мощность лазера должна быть существенно выше – особенно с учётом того, что на длине волны 980 нм коэффициент линейного затухания в световоде составляет $\cong 2$ дБ/км, а на информационной длине волны: 0.1...0.2 дБ/км. Использование более мощного лазера, во-первых, является более дорогостоящим решением, во-вторых, требует мероприятий по компенсации искажений цифрового сигнала нелинейными оптическими эффектами, действие которых будет проявляться сильнее, чем при накачке в 100 мВт. Однако необходимо заметить, что имеет место компромисс между мощностью излучения накачки для EDFA и длиной легированного световода в свете решения задачи о достижении заданного коэффициента усиления. Иными словами, допускается в некоторых пределах снижать мощность накачки, уменьшая тем самым нелинейные искажения цифрового сигнала и стоимость используемого лазера, увеличивая длину легированного световода. Очевидно, что выбираемые окончательно технические параметры усилительной системы будут зависеть от ряда факторов – в том числе и от битовой скорости, наличия WDM-уплотнения и т.д.

4.2.1. Непрерывная накачка усилителя EDFA

Проведём оценку технических параметров усилительной системы, с одной стороны, обеспечивающей увеличение динамического диапазона цифрового сигнала, с другой стороны, вносящей минимальные искажения в сигнал, когда ещё возможна передача данных. В такой постановке будем считать, что мощность излучения накачки, поступающего в EDFA, составляет 100 мВт. Длину легированного световода и представленный выше компромисс между длиной и мощностью в первом приближении принимать во внимание не будем. Так как в традиционной схеме включения используется лазер непрерывного излучения для накачки EDFA, оценку работоспособности системы проведём для такого случая. В соответствии с выражениями (4.16)...(4.30) исследуем действие нелинейных оптических эффектов на цифровой сигнал при наличии DWDM-уплотнения каналов.

В случае отсутствия потерь мощности из-за действия нелинейных эффектов, значение, требуемое для EDFA, представляется: $P_{\text{мц}}^{\text{pump}} = P_{\text{мц}}^{\text{вх}} \cdot e^{-\alpha L}$,

$\alpha \cong 2$ дБ/км, $P_{\text{мщ}}^{\text{pump}} \cong 100$ мВт. При действии нелинейных эффектов мощность входного излучения $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}}$ (на длине волны 980 нм) расходуется, например, на возбуждение акустической волны при ВРМБ, и т.д. Для обеспечения вновь $P_{\text{мщ}}^{\text{pump}} \cong 100$ мВт значение $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}}$ должно быть выше на некоторую величину, обозначим её $P_{\text{мщ}}^{\text{нп}}$. Тогда баланс мощностей будет иметь вид

$$P_{\text{мщ}}^{\text{pump}} = P_{\text{мщ}}^{\text{вх}} \cdot e^{-\alpha L} - P_{\text{мщ}}^{\text{нп}}. \quad (4.31)$$

Возьмём для оценки $P_{\text{мщ}}^{\text{нп}} \approx 0.5 \cdot P_{\text{мщ}}^{\text{pump}} \cong 50$ мВт*, тогда требуемая мощность излучения накачки на входе может быть представлена в виде графической зависимости, рис. 4.4.

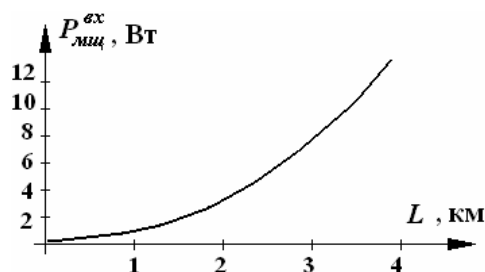


Рис. 4.4. Баланс входной мощности излучения накачки в зависимости от расстояния до EDFA с учётом нелинейных эффектов

Для проведения оценки влияния нелинейных оптических эффектов на цифровой сигнал зададимся численным значением $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}} \cong 10$ Вт.

Согласно [80, 81], наиболее значимым нелинейным эффектом в прозрачном кварцевом материале является ВРМБ. В соответствии с (4.16) и учитывая, что мощность излучения связана с напряжённостью электрического поля световой волны E следующим образом [39]: $P_{\text{мщ}} = \frac{|E|^2 \cdot s}{2Z_B}$, где s – площадь поперечного сечения светового пучка, Z_B – комплексное волновое сопротивление излучению.

Приняв $Z_B = 120\pi$ Ом, получаем, что мощность акустической волны не будет превосходить $9.11 \cdot 10^{-12}$ Вт.

По (4.17) частота акустической волны равна $\Omega = 23.1 \cdot 10^9$ рад/с и её длина, записанная через длину волны излучения накачки как $\Lambda = \lambda_{\text{pump}}/2n_0$, имеет значение: $\Lambda = 326$ нм.

При проведении оценки Ω и Λ используется «средний» показатель преломления, равный 1.46 [1]. Реальное значение показателя преломления отличается от приведенного. Из-за того, что отличие незначительное, существенной поправки точный учет n не внесет, однако расчет существенно

* Ниже будет показано, что реально $P_{\text{мщ}}^{\text{нп}} \ll 50$ мВт.

усложнится, так как для более точной оценки необходимо рассматривать показатель преломления не в виде постоянного значения, а как функцию от всех влияющих величин – частоты света, мощности накачки и пр.

Следует заметить, что спутниковые световые волны появляются на частотах, очень близких к частоте накачки, так как $\Omega \ll \omega_{pump}$, $\omega_{sat} = \omega_{pump} \pm \Omega = 19.24 \cdot 10^{14} \pm 23.1 \cdot 10^9$ рад/с. Получаем: $2\Omega \cong 7.4$ ГГц. Это приводит к тому, что, во-первых, они не попадают в рассматриваемый DWDM-диапазон: $12.08 \cdot 10^{14} \dots 12.32 \cdot 10^{14}$ рад/с, во-вторых, столь близко расположенные спутниковые компоненты к частоте накачки участвуют в накачке легированного световода при попадании в него ввиду широкой линии поглощения, составляющей порядок 100...200 ГГц, [19]. Даже появление многих боковых гармоник не приведет к “засорению” информационного сигнала, уплотнённого по длинам волн.

Чтобы оценить уровень мощности отражённой волны, представим, согласно [81], зависимость показателя преломления от электрострикции и плотности среды:

$$2n\eta \cdot \frac{\partial n}{\partial \eta} = \xi. \quad (4.32)$$

В (4.32) $n(\eta)$ – показатель преломления как функция от плотности среды. Заменяем частный дифференциал на полный и разделим переменные:

$$2n \cdot dn = \xi \cdot \frac{d\eta}{\eta}. \quad (4.33)$$

Внося переменные под знак дифференциала и интегрируя, имеем

$$n^2 = \xi \cdot \ln|\eta| + \text{const}. \quad (4.34)$$

Так, добавок к показателю преломления, вызванный увеличением плотности среды в сгустке, оказывается равным $\Delta n = \sqrt{\xi \cdot \ln|\eta|}$. Значение η соответствует плотности в сгустке, которая меняется вдоль оси направления распространения R под действием акустической волны по гармоническому закону: $\eta(R) = \eta_0 + \Delta\eta \cdot \sin\left(\frac{R}{\Lambda}\right)$. Или используя соотношение Навье–Стокса [87] для гармонического движения частиц несжимаемого тела, влиянием кристаллической структуры которого можно пренебречь, запишем:

$$\eta(R) = \eta_0 + \frac{F_v \cdot I_{AK}}{V_{ph} \cdot \Omega} \cdot \sin\left(\frac{R}{\Lambda}\right). \quad (4.35)$$

Здесь F_v – динамическая вязкость кварца, согласно [88] по шкале Редвуда в нормальных условиях $F_v \cong 6.65 \cdot 10^{13}$ [с/м²]; I_{AK} – интенсивность акустической волны.

В соответствии с (4.16), интенсивность акустической волны связана с мощностью излучения накачки, поступающего на вход ВОЛП, следующим образом:

$$I_{AK} = P_{мщ}^{вх} \cdot \frac{\xi \cdot Z_B}{4\pi \cdot S} \quad (4.36)$$

Подставляя (4.36) в (4.35) с учётом (4.34), для показателя преломления имеем

$$\Delta n(R) = \sqrt{\xi \cdot \ln \left| \eta_0 + \frac{F_v \cdot \xi \cdot Z_B}{4\pi S \cdot V \cdot \Omega} \cdot P_{мщ}^{вх} \cdot \sin \left(\frac{R}{\Lambda} \right) \right|} \quad (4.37)$$

Элементарный коэффициент отражения, вызванный действием ВРМБ каждого элементарного участка поперёк пути светового пучка толщиной dR с показателем преломления, отличающимся в разные стороны на величину Δn от среднего значения n_0 , согласно [39], имеет вид $d\rho = \frac{(n_0 + \Delta n) - (n_0 - \Delta n)}{(n_0 + \Delta n) + (n_0 - \Delta n)} = \frac{\Delta n}{n_0}$.

Для коэффициента отражения «волны» ВРМБ, возникающей на протяжении длины L , с учётом (4.37) запишем:

$$\rho_{ВРМБ}(R) = \frac{1}{n_0} \cdot \int_{R=0}^{R=L} \sqrt{\xi \cdot \ln \left| \eta_0 + \frac{F_v \cdot \xi \cdot Z_B}{4\pi S \cdot V_{ph} \cdot \Omega} \cdot P_{мщ}^{вх} \cdot \sin \left(\frac{R}{\Lambda} \right) \right|} \cdot dR \quad (4.38)$$

Мощность излучения, проходящего длину L и отражённого обратно из-за ВРМБ, с учётом (4.38) составляет:

$$P_{мщ}^{ВРМБ} = P_{мщ}^{вх} \cdot \rho_{ВРМБ}(L, P_{мщ}^{вх}) \quad (4.39)$$

На рис. 4.5 представлена графическая зависимость по (4.39).

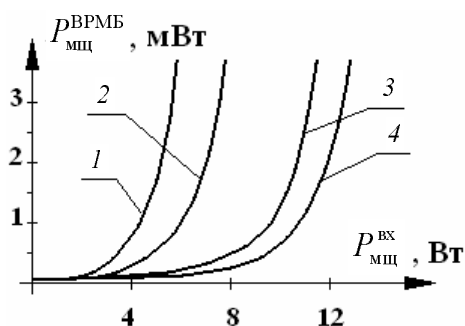


Рис. 4.5. Зависимость мощности обратно отражённого из-за ВРМБ излучения от входной мощности накачки: 1 и 2 — для $\lambda = 980$ нм, 1 - $L = 3$ км, 2 - $L = 2$ км; 3 и 4 — для $\lambda = 1550$ нм, 3 - $L = 3$ км, 4 - $L = 2$ км

Заметим, что отражённое обратно излучение на длине волны, близкой к 980 нм, будет распространяться в сторону приёмника ВОСП. Для его подавления используется фильтр на 980 нм, расположенный в зоне приёмника,

рис. 4.3, б. Организовать его подавление в области лазера накачки ($\lambda = 980$ нм) также несложно, используя изолятор с ячейкой Фарадея [19]. Видно, что потеря мощности накачки из-за отражения от областей плотности в акустической волне при $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}}$ до 10 Вт незначительна и на уровне накачки EDFA не скажется.

Однако отражение от акустической волны в световоде в соответствии с (4.39) будет иметь место и для информационного излучения, передаваемого либо на длине волны 1550 нм, либо в диапазоне 1530...1550 нм. Второе окно прозрачности (1310 нм) не рассматривается, во-первых, по причине редкого его использования, во-вторых, там не применяются усилители типа EDFA. Отражённое информационное излучение на длине волны, близкой к 1550 нм, из-за малого значения Ω в первом приближении можно рассматривать как аддитивный шум в линейном тракте. С учётом (4.39) отношение «сигнал/шум» будет иметь вид

$$S/N \cong \frac{1}{\rho_{\text{ВРМБ}}(L, P_{\text{мщ}}^{\text{вх}})} \quad (4.40)$$

Воспользовавшись выражениями (1.14) и (1.15) для вероятности битовой ошибки в случае приёма сигнала на фоне аддитивного шума, по аналогии с рис. 1.5, можно представить (рис. 4.6).

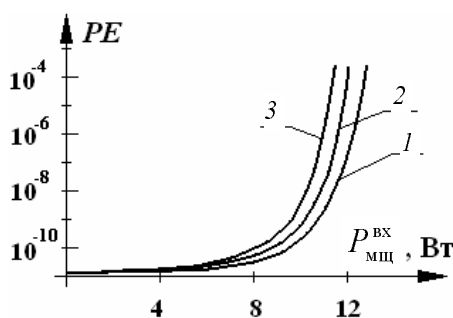


Рис. 4.6. Зависимость вероятности ошибки от мощности накачки, приводящей к отражению информационного сигнала из-за ВРМБ и росту отношения «сигнал/шум» в ВОЛП: 1 - $L = 1$ км, 2 - $L = 2$ км; 3 - $L = 3$ км, $\lambda = 1550$ нм

Таким образом, расчетная оценка показала, что использование дистанционной накачки EDFA на расстоянии от сетевого узла порядка 3 км допустима в цифровой системе передачи. Появляющиеся искажения цифрового сигнала из-за ВРМБ, приводящие к аддитивному шуму, не вызовут заметной деградации информационных импульсов, вероятность ошибки останется меньше, чем 10^{-9} при входной мощности накачки до 9...10 Вт.

Оценим влияние модуляционной неустойчивости на цифровой оптический сигнал в линейном тракте, передаваемый совместно с непрерывной накачкой для EDFA. Эффект нелинейного преломления рассмотрен после модуляционной неустойчивости для того, чтобы учесть действие суммарных спектральных уширений на искажение формы импульсного сигнала из-за

дисперсии, рис. 4.2. Отметим, что уширение, приобретаемое в результате действия ВРМБ, в таком случае учитываться не будет, так как отражённая световая волна, переносящая информационный сигнал, распространяется в направлении, противоположном распространению основного сигнала.

Согласно (4.24), действие модуляционной неустойчивости сводится к появлению уширений в спектре излучения. На рис. 4.7 представлены графические зависимости $\Omega^m(P_{\text{мщ}}^{\text{вх}})$, построенные для длин волн 1560, 1530 и 1310 нм.

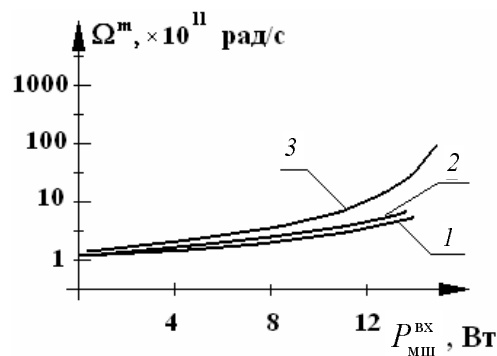


Рис. 4.7. Зависимость величины спектрального сдвига Ω^m , вызванного действием модуляционной неустойчивости, от мощности накачки $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}}$, подаваемой к EDFA: 1 – $\lambda = 1560$ нм, 2 – $\lambda = 1530$ нм, 3 – $\lambda = 1310$ нм

Во временной области модуляционная неустойчивость приводит к дрожанию фазы цифрового сигнала, соответственно к увеличению вероятности ошибки считывания двоичных разрядов. Оценить значение PE^m можно по методике, представленной в разделе 1.4 выражениями (1.16) и (1.17), характеризующими качество приёма АМ и ПИМ-сигнала в случае возможной задержки считывания бита, когда длительность тактового интервала не искажается. Графические зависимости рисунков 4.8 и 4.9 иллюстрируют сказанное: на рис. 4.8 представлены графики $T^m(P_{\text{мщ}}^{\text{вх}})$ для длин волн 1560, 1530 и 1310 нм, на рис. 4.9 – графики $PE^m(T^m)$ для АМ и ПИМ-сигналов, передаваемых в сети уровня STM-1, STM-4 и STM-16, когда отношение «сигнал/шум» составляло 12 дБ.

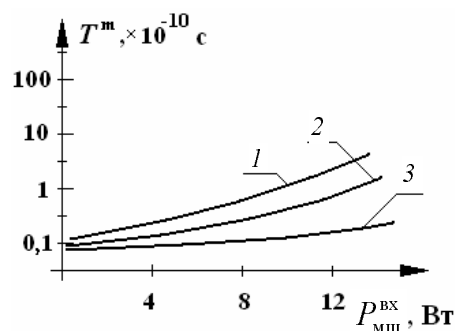


Рис. 4.8. Зависимость величины времени неустойчивости стационарного волнового состояния T^m , вызванного действием модуляционной неустойчивости, от мощности накачки $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}}$, подаваемой к EDFA: 1 – $\lambda = 1560$ нм, 2 – $\lambda = 1530$ нм, 3 – $\lambda = 1310$ нм

Для АМ-сигналов (рис. 4.9, *a*) наблюдается незначительный рост вероятности ошибки для T^m до 0.8...1.2 нс, после указанного значения имеет место резкое увеличение PE^m . Эффект связан с возрастанием доли времени фазового дрожания в тактовом интервале в процентном соотношении. Для ПИМ-сигналов заметный рост PE^m наблюдается уже с первых значений T^m .

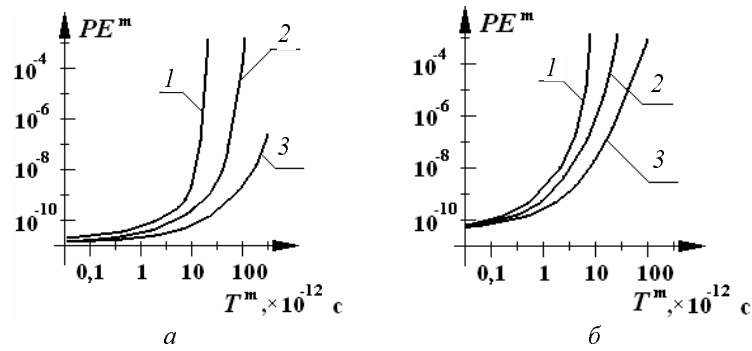


Рис. 4.9. Зависимость вероятности битовой ошибки PE^m , появляющейся из-за фазового дрожания цифрового сигнала, приводящего к возможным задержкам считывания двоичного бита. Графические зависимости построены по: выражению (1.16), (*a*), выражению (1.17), (*б*). В обоих случаях $\lambda = 1550$ нм, относительный сдвиг импульса $\mu = T^m / \Delta t$, $\Delta t^{\text{STM-1}} \cong 6.4$ нс (кривая 1), $\Delta t^{\text{STM-4}} \cong 1.6$ нс (кривая 2) и $\Delta t^{\text{STM-16}} \cong 0.4$ нс (кривая 3)

Тем не менее для входной мощности накачки до 10 Вт искажение импульсного сигнала действием модуляционной неустойчивости является незначительным, вероятность ошибки остаётся в пределах нормы, позволяющей передачу файловых данных.

Действие нелинейного поглощения, как было показано в разделе 4.1, сводится к многофотонному поглощению и возможному просветлению среды из-за насыщения.

Чтобы оценить возможность проявления двухфотонного механизма резонансного поглощения, зададимся интервалами по длинам волн излучения, в которых допускается передача цифрового сигнала, [19]: $\Delta\lambda_{\text{WDM1}} = \lambda_1 \dots \lambda_2 \cong 840 \dots 890$ нм $\cong 50$ нм, $\Delta\lambda_{\text{WDM2}} = \lambda_3 \dots \lambda_4 \cong 1300 \dots 1320$ нм $\cong 20$ нм и $\Delta\lambda_{\text{DWDM}} = \lambda_5 \dots \lambda_6 \cong 1530 \dots 1560$ нм $\cong 30$ нм, а также и $\lambda_{\text{pump}} = 980$ нм, которая имеет место в случае дистанционной накачки EDFA. Если на частотах $\tilde{\omega}_k$, получающихся из выражений вида

$$\omega_i + \omega_j = \frac{\Delta W}{\hbar} = \tilde{\omega}_k, \quad (4.41)$$

где $\hbar \cong 1.05 \cdot 10^{-34}$ Джс/рад, ΔW – энергия перехода оптического электрона,

ω_i и ω_j попарно соответствуют краям диапазонов $\Delta\lambda_{\text{WDM1}}$, $\Delta\lambda_{\text{WDM2}}$, $\Delta\lambda_{\text{DWDM}}$ или λ_{pump} , имеют место резонансы в материале, применяемом для изготовления световодов и световодных компонентов, то там при выполнении определённого условия следует ожидать значительного поглощения. Перечисленное условие определяется пороговым уровнем оптической мощности $P_{\text{мц},2}$, когда вероятность одновременного попадания двух фотонов на оптический электрон оказывается заметной. Эта вероятность в конечном итоге и будет определять значение нелинейного резонансного затухания.

Определим величины $\tilde{\omega}_k$ для излучения в диапазонах $\Delta\lambda_{\text{WDM1}}$, $\Delta\lambda_{\text{WDM2}}$, $\Delta\lambda_{\text{DWDM}}$ или λ_{pump} , и сравним их с наблюдаемыми резонансами поглощения, [1, 19]. Частоты ω_i и ω_j , соответствующие рассматриваемым диапазонам излучения, получены из соотношения $\omega = 2\pi c/\lambda$ и представлены в табл. 4.1, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Резонансы большинства световодных материалов в основном определяются линиями поглощения примесей гидроксильных групп ОН-. Согласно [1], пики потерь наступают на длинах волн $\tilde{\lambda} = 1490, 1383, 1240, 1130, 950, 785, 725, 457$ нм. Здесь учитывается, что области повышенного затухания – до 800 нм, 950...1100 нм и 1390...1450 нм – определяются несколькими близко расположенными достаточно узкими резонансными линиями (спектральной шириной $\delta\omega$ до $7 \cdot 10^8$ рад/с).

Следовательно, резонансными частотами поглощения являются следующие: $\tilde{\omega}_1 \cong 12.64 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_2 \cong 13.62 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_3 \cong 15.19 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_4 \cong 16.67 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_5 \cong 19.83 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_6 \cong 24 \cdot 10^{14}$ рад/с, $\tilde{\omega}_7 \cong 25.99 \cdot 10^{14}$ рад/с и $\tilde{\omega}_8 \cong 41.23 \cdot 10^{14}$ рад/с. Из табл. 4.1 видно, что сложением частот диапазона $\Delta\omega_{\text{WDM1}} + \omega_{\text{pump}}$ получается частота $\tilde{\omega}_8$, т.е. возможны нелинейные потери при передаче сигнала на частоте $\omega_{\text{WDM1}}^{(1)} \cong 21.99 \cdot 10^{14}$ рад/с. Другие возможные варианты двухфотонного резонансного поглощения в рассматриваемой задаче не будут иметь места.

Таблица 4.1

$\Delta\lambda_{\text{WDM1}}$	840...890 нм	$\Delta\omega_{\text{WDM1}}$	$21.17 \cdot 10^{14} \dots 22.43 \cdot 10^{14}$ рад/с
λ_{pump}	980 нм	ω_{pump}	$19.24 \cdot 10^{14}$ рад/с
$\Delta\lambda_{\text{WDM2}}$	1300...1320 нм	$\Delta\omega_{\text{WDM2}}$	$14.27 \cdot 10^{14} \dots 14.49 \cdot 10^{14}$ рад/с
$\Delta\lambda_{\text{DWDM}}$	1530...1560 нм	$\Delta\omega_{\text{DWDM}}$	$12.08 \cdot 10^{14} \dots 12.32 \cdot 10^{14}$ рад/с

Исключить нелинейные потери на частоте $\omega_{\text{WDM1}}^{(1)}$ можно, отказавшись от использования в сетевой архитектуре дистанционной накачки волоконно-оптических эрбиевых усилителей совместно с сигналом данных. В случае необходимости такого решения следует оценить мощность, при которой нелинейное поглощение окажет существенное влияние. Количество фотонов N_ϕ , проходящих через сечение световода $s_{\text{св}}$, определяется из соотношения

$$N_{\phi} = \frac{P_{\text{мщ}}^{\text{вх}} \cdot t^*}{\hbar \cdot \omega_{\text{WDM1}}^{(1)}}, \quad (4.42)$$

где t^* - время поглощения, приблизительно равное времени излучения [39]. Если оптический электрон в диапазоне рабочих температур $-60^{\circ}\dots+60^{\circ}\text{C}$ (т.е. $\approx 300\text{ K}$) имеет эффективное сечение σ_e , то количество фотонов, попадающих на электрон в течение времени t^* , определится выражением

$$X = \frac{\sigma_e}{s_{\text{CB}}} \cdot \frac{P_{\text{мщ}}^{\text{вх}} \cdot t^*}{\hbar \cdot \omega_{\text{WDM1}}^{(1)}}. \quad (4.43)$$

Для $\sigma_e \cong 1.21 \cdot 10^{-19} \text{ м}^2$ [89] и $t^* \cong 2/\delta\omega \cong 2.8 \cdot 10^{-12} \text{ с}$ [39, 44] получаем, что два фотона с вероятностью, равной 1, попадут на электрон при мощности порядка 78 Вт. В решаемой задаче мощность излучения остаётся в пределах 10 Вт, следовательно, можно говорить только о вероятности двухфотонного поглощения и не рассматривать трёхфотонный механизм и т.д. Даже при $P_{\text{мщ}}^{\text{вх}} = 10 \text{ Вт}$ в соответствии с выражением (4.43) имеет место $X^{(10)} \cong 0.002$, т.е. на 2000 электронов попадёт только один фотон. В такой ситуации двухфотонный механизм поглощения оказывается малым.

Нелинейное просветление прозрачной среды, согласно выражению (4.25), начинает заметно проявляться с мощностями в пределах нескольких киловатт, что в телекоммуникационных задачах не имеет места. Следовательно, при мощностях оптического излучения до 10...12 Вт нелинейным изменением коэффициента затухания, связанного с насыщением или многофотонным резонансным поглощением, можно пренебречь.

Действие нелинейного преломления, характеризуемое выражением (4.20), увеличивает оптическую плотность среды, через которую распространяется световой поток. Следовательно, в сердцевине ступенчатого световода типа SF профиль показателя преломления становится близким к градиентному, в градиентных световодах и световодах типа DSF, NZDSF [19] кривизна профиля ещё более увеличивается, рис. 4.10. Тем не менее на мощностях порядка 10...12 Вт, как показано на рисунке, изменение показателя преломления незначительно и не превышает 1% от n_0 . Незначительное искривление профиля $n(r)$ даже улучшает условия передачи импульсного сигнала (в световоде SF), снижая тем самым действие дисперсии.

Изменение скорости распространения света в оптически более плотной среде приведёт к задержке поступления импульсной последовательности в приёмник. Но при мощности накачки 10 Вт отличие показателя преломления n от n_0 , как отмечалось выше, остаётся меньше 1%, что на такую же величину увеличит время ожидания приёмника. В соответствии с выражениями (1.16) и (1.17) такое отставание является малым и не приведёт к возрастанию вероятности ошибки свыше 10^{-10} , см. раздел 1.4.

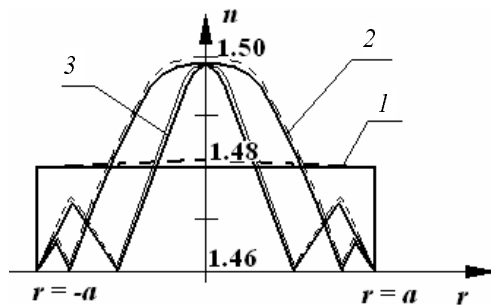


Рис. 4.10. Зависимость $n(r)$ для различных типов световодов, построенная в соответствии с (4.20) для входной мощности излучения накачки 10 Вт. Кривая 1 соответствует световоду типа SF, 2 – DSF, 3 – NZDSF. Пунктирные кривые характеризуют искажённый профиль (10 Вт), непрерывные соответствуют случаю мощности сигнала 0.4 Вт

Другое действие нелинейного преломления – самофокусировка лучей, как было показано в разделе 4.1, эффективно проявляется после превышения мощности накачки над пороговой величиной, определяемой в соответствии с (4.21). Для световода радиусом $a = 4.5$ мкм на длине волны 980 нм, приняв $\hat{n} = 10^{-15} \text{ м}^2/\text{В}^2$, получаем, что $P_{\text{мщ}}^{\text{th}}$ составляет порядок 10^6 Вт, что в телекоммуникационных задачах не достигается.

Более значимым негативным фактором, согласно выражениям (4.22), (4.23), является само- и кросс-модуляция. В отношении фазовой само-модуляции светового потока на длине волны 980 нм следует заметить, что такой эффект в первом приближении не окажет влияния на качество приёма цифрового сигнала, так как произвольное отставание фазы излучения накачки к моменту поступления его в EDFA не влияет на усиление сигнала [1]. Уширение спектра излучения накачки вида рис. 4.2 произойдёт не более чем на величину $\tilde{\Omega} = \hat{n} \cdot |E|^2 \cdot \omega_{\text{pump}} / (n_0 + \hat{n} \cdot |E|^2)$, которая для входной мощности, равной 10 Вт, составит порядок $4 \cdot 10^8$ рад/с, что много меньше допустимой ширины излучения накачки в 100...200 ГГц [1, 19].

Другой эффект – фазовая кросс-модуляция, т.е. уширение спектра излучения, переносящего цифровой информационный сигнал, может привести к более значительным искажениям. Появляющееся уширение вида $W_{1,2} = W_0 \pm \tilde{\Omega}$ дополнительно к Лоренцевой ширине $\Delta\omega$ [39] вызовет рост дисперсионных искажений, действие которых зависит от ширины спектра, см. раздел 1.3, выражения (1.6)...(1.10). Причём действие дисперсии будет значительным, пока спектральные линии не разделились, т.е. в случае, представленном на рис. 4.2, б. Разделение спектральных составляющих вновь увеличит когерентность излучения, рис. 4.2, в, действие дисперсии снизится до линейного уровня, но и значительно уменьшится динамический диапазон сигнала – из-за ограниченной по ширине спектральной характеристики фотодиода в приёмнике. Кроме того, это приведёт к возникновению многолучевого распространения сигнала, что имеет место в радиоканалах и заметно снижает качество приёма из-за интерференции, что, безусловно, является нежелательным.

Оценим форму спектральной линии излучения, переносящего цифровой сигнал, если совместно с ним распространяется излучение накачки мощностью 10 Вт, а изначально ширина информационного излучения соответствует Лоренцевой форме и равна $\Delta\omega$. Пусть в $\Delta\omega$ учтено модуляционное уширение [8].

В соответствии с [39] для Лоренцевой формы интенсивность линии шириной $\Delta\omega$ в зависимости от частоты ω имеет вид

$$I(\omega) = \frac{I_{\max} \cdot \Delta\omega^2}{(\Delta\omega)^2 + (\omega_0 - \omega)^2}. \quad (4.44)$$

Для двух линий, отстоящих в разные стороны от частоты, на которой передается информационный цифровой сигнал ω_{inf} (соответствует длине волны 1550 нм), на $\Omega = \Omega^m + \tilde{\Omega}$ в точке ω_{inf} интенсивность может быть представлена в виде суммы [77]

$$\begin{aligned} I(\omega_{pump}) &= \frac{I_{\max} \cdot \Delta\omega^2}{(\Delta\omega)^2 + (\omega_{inf} - \Omega - \omega_{inf})^2} + \frac{I_{\max} \cdot \Delta\omega^2}{(\Delta\omega)^2 + (\omega_{inf} + \Omega - \omega_{inf})^2} = \\ &= \frac{I_{\max} \cdot \Delta\omega^2}{(\Delta\omega)^2 + \Omega^2}. \end{aligned} \quad (4.45)$$

В (4.45) $\tilde{\Omega} = \hat{n} \cdot |E|^2 \cdot \omega_{inf} / (n_0 + \hat{n} \cdot |E|^2)$, а Ω^m определена в соответствии с (4.24). Из полученного соотношения видно, что суммарная интенсивность разделённых в общем случае линий в точке ω_{inf} тем меньше, чем больше Ω , т.е. чем существеннее влияние нелинейных эффектов. Приведённый ниже рис. 4.11 иллюстрирует зависимость суммарной интенсивности в точке $\omega = \omega_{inf}$ по (4.45) от мощности накачки.

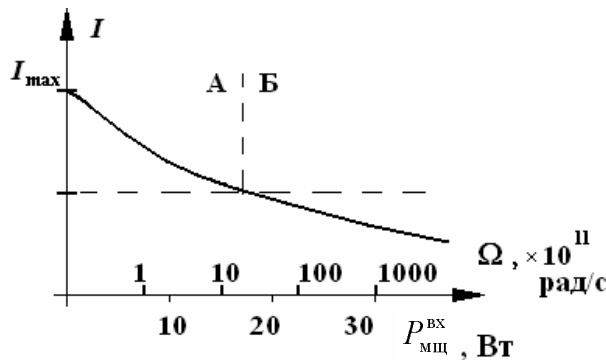


Рис. 4.11. Зависимость суммарной интенсивности в точке ω_{inf} от мощности накачки. Область А – спектр представлен единой широкой линией, рис. 4.2, б; Б – в спектре выделяются отдельно расположенные «верхушки» с общей нижней областью

Видно, что для исследуемого значения мощности спектральная характеристика представляется единой уширенной кривой, имеющей суммарную ширину $2\Omega + \Delta\omega$. Согласно выражениям (1.8) и (1.9), представленным в разделе 1.3, дисперсионное увеличение длительности импульса в одномодовом

световоде записывается следующим образом:

$$\tau_{\pi}(\Delta\lambda, L) = \Delta\lambda_{\pi} \cdot L \cdot \tilde{Z}_d(\lambda), \quad (4.46)$$

где $\Delta\lambda_{\pi}$ – спектральная ширина по длине волны для линейного случая, представляемая через частотную ширину следующим образом:

$$\Delta\lambda_{\pi} = -\frac{2\pi c}{n_0 \cdot \omega_{inf}^2} \cdot \Delta\omega; \quad \tilde{Z}_d(\lambda) - \text{удельная дисперсионная характеристика}$$

[1, 19]. В случае влияния нелинейных эффектов в выражение (4.46) следует подставлять следующую величину:

$$\Delta\lambda_{\text{нл}} = -\frac{2\pi c}{(n_0 + \Delta n) \cdot \omega_{inf}^2} \cdot (\Delta\omega + 2\Omega). \quad (4.47)$$

В процентном соотношении увеличение дисперсионной задержки при независимости параметра $\tilde{Z}_d(\lambda)$ в первом приближении от уровня мощности в линейном тракте, [44], будет иметь вид

$$\tau^{(\%) } = \frac{\tau_{\text{нл}}}{\tau_{\pi}} \cdot 100\% = \frac{n_0}{n_0 + \Delta n} \cdot \frac{\Delta\omega + 2\Omega}{\Delta\omega}. \quad (4.48)$$

Так как в рассматриваемой задаче $\Delta n \ll n_0$, то увеличение дисперсионной задержки произойдет на величину $2\Omega/\Delta\omega$, и если учесть, что в реальных АМ-системах ширина спектральной линии составляет порядок нескольких сотен ГГц, [1, 19], пусть 100...500 ГГц, то значение $\tau^{(\%)}$ окажется примерно равным 4...8 %. Следовательно, эффект влияния дисперсии на цифровой информационный сигнал из-за спектральных уширений, связанных с действием нелинейных оптических эффектов, необходимо учитывать при проектировании линейного тракта с дистанционной накачкой EDFA. Тем не менее расширение длительности информационных импульсов в пределах до 10% может трактоваться как сигнал с повышенным джиттером, находящимся в данном случае в пределах, установленных НТД [42], что допускает передачу цифрового сигнала данных.

Действие параметрических процессов, согласно [80, 81], будет значительно проявляться после превышения порогов по мощности (или напряженности электрической составляющей поля) световой волны, которые представлены выражениями (4.29) и (4.30) соответственно для монохроматического или уплотненного по длине волны сигналов. Подставляя в выражение (4.29) вместо $\hat{\lambda}$ значения 980, 1310 и 1550 нм и учитывая взаимозависимость напряженности и мощности поля, получаем для пороговых мощностей: 56 Вт, 58 Вт и 59.5 Вт соответственно, что значительно превышает рассматриваемую величину 10 Вт.

Интегрируя квадрат выражения (4.30) по λ_1 в пределах 1530...1560

нм, получаем пороговую мощность накачки, необходимую для возникновения параметрической генерации в диапазоне уплотнённого по длине волны DWDM-сигнала:

$$\hat{P}_{\text{мщ}}^{\text{pump}} = \frac{s}{2Z_B} \cdot \frac{4n_0^4 \cdot \alpha_1 \hat{\alpha}_1}{(\pi \kappa^{(E)})^2} \cdot \lambda_{\text{pump}} \cdot \int_{\lambda_{\text{DWDM},1}}^{\lambda_{\text{DWDM},2}} \frac{\lambda_1^2}{|\lambda_1 - \lambda_{\text{pump}}|} \cdot d\lambda_1 \quad (4.49)$$

После вычисления определённого интеграла и подстановки численных значений коэффициентов находим, что пороговое значение мощности для генерации гармоник в DWDM-диапазоне составляет порядок 546 Вт, что заведомо не достигается в исследуемой задаче.

Таким образом, проведённая оценка искажений сигнала, связанных с действием нелинейных оптических эффектов, показала принципиальную возможность использования дистанционной накачки волоконно-оптического усилителя при проектировании и построении оптоволоконного линейного тракта. В настоящем разделе предполагалось, что сигнал накачки является непрерывным во времени, как это имеет место в известном способе подключения EDFA. Необходимо заметить, что способ с дистанционной накачкой требует значительно более мощного лазера накачки, что безусловно приводит к увеличению стоимости системы телекоммуникаций. В Приложении К приведены сведения о современном рынке лазеров для накачки EDFA (на длине волны 980 нм), в том числе полупроводниковых с непрерывным и импульсным режимом. Согласно представленной информации видно, что импульсные лазеры той же мощности значительно (на порядок и более) дешевле лазеров непрерывного действия. В связи с этим представляют интерес исследования, направленные на выявление возможности использования импульсного лазера для накачки EDFA. В следующем разделе представлена постановка задачи для упомянутых исследований.

4.2.2. Импульсная накачка усилителя EDFA

Как было показано в предыдущем разделе, дистанционная накачка волоконно-оптического усилителя типа EDFA представляет интерес в ряде приложений систем телекоммуникаций. Сложность реализации предложенной архитектуры состоит в том, чтобы обеспечить мощный лазер накачки для EDFA – с выходным сигналом порядка 10 Вт. Такие лазеры непрерывного режима являются как дорогостоящими, так и требуют повышенного внимания в эксплуатации. Значительно более низкой стоимостью обладают импульсные лазеры с такой же выходной мощностью. В настоящем разделе представлена постановка задачи исследования степени влияния импульсного режима накачки (переменного коэффициента усиления) на качество принимаемого цифрового сигнала.