

Федеральное агентство по образованию

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра Электронных приборов (ЭП)

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой ЭП

_____ С.М. Шандаров

ОСНОВЫ ВОЛОКОННОЙ ОПТИКИ

Учебно-методическое пособие

Методические указания к лабораторным работам

Разработчики:

_____ А.В. Ельников

_____ А.С. Мягков

Томск 2007

Ельников А.В., Мягков А.С.

Основы волоконной оптики: Учебно-методическое пособие. – Томск:

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
2007. - 52 с.

Содержание

Лабораторная работа №1. Вычислительный эксперимент "Изучение факторов, влияющих на информационно-пропускную способность волоконно-оптических линий связи".....	3
Лабораторная работа №2. Моделирование характеристик фотоприемных устройств волоконно-оптических систем связи.....	24
Лабораторная работа "Изучение факторов, влияющих на эффективность ввода оптического излучения в волокно.....	36

Лабораторная работа №1. Вычислительный эксперимент "Изучение факторов, влияющих на информационно-пропускную способность волоконно-оптических линий связи"

Появление лазеров пробудило интерес к оптическим методам передачи и обработки информации и стимулировало развитие этого направления.

По сравнению с излучением обычных источников света лазерное излучение обладает высокой монохроматичностью, а следовательно, когерентностью и имеет большую плотность интенсивности. Новизна и преимущество современных оптических систем связи заключается в том, что оптический сигнал обычно распространяется направленно по световодной системе и канал связи имеет высокую информационную емкость. Лазерная система связи, к примеру на гелий-неоновом лазере (длина волны в свободном пространстве 0.63 мкм) имеет полосу пропускания 4700 ГГц (1 % от основной частоты), в которой теоретически возможно разместить около миллиона (!) телевизионных каналов. К достоинствам этих систем связи можно отнести и такие, как:

1. Высокая скрытность связи (ответвление сигнала возможно только при подсоединении к отдельному волокну).
2. Освоение ранее не используемого для передачи информации участка спектра электромагнитных колебаний (видимый спектр).
3. Малый диаметр волокна (в среднем не более 100 мкм), малый вес и низкая цена.
4. Возможность создания оптических кабелей, не обладающих электропроводностью и индуктивностью (это означает, что передаваемые сигналы не подвергаются электромагнитным помехам).

К существенным же недостаткам таких систем можно отнести трудность соединения (сращивания) волокон, низкий КПД и сравнительно высокий уровень шума в приемнике (фотодиоде), частично обусловленный квантовой приро-

дой процесса детектирования оптического сигнала, и, конечно, нелинейность излучательных характеристик лазеров [1].

В данном методическом пособии в сжатой форме рассмотрены вопросы, связанные с особенностями распространения и механизмами потерь при передаче информации на основе оптического излучения в волокне. Отдельную часть изложения занимают методы кодирования и типы кодов, а практическую часть составляет работа с компьютерной программой и исследования факторов, обуславливающих информационно-пропускную способность волоконно-оптической линии связи (ВОЛС).

Распространение света в оптических волокнах

Здесь будут рассмотрены характеристики оптического волокна как среды для передачи оптических сигналов. Распространение света в волокне будем трактовать как распространение световых лучей, подчиняющихся законам геометрической оптики, т.е. используя лучевое приближение: длина волны света близка к нулю по сравнению с размерами среды, по которой распространяется свет. При этом предполагают, что локально электромагнитное поле является таким же, как и в плоской волне, а траектория луча перпендикулярна поверхности равных фаз волны, т.е. поверхности ее волнового фронта. Для простоты пока будем полагать, что показатель преломления среды не зависит от длины волны.

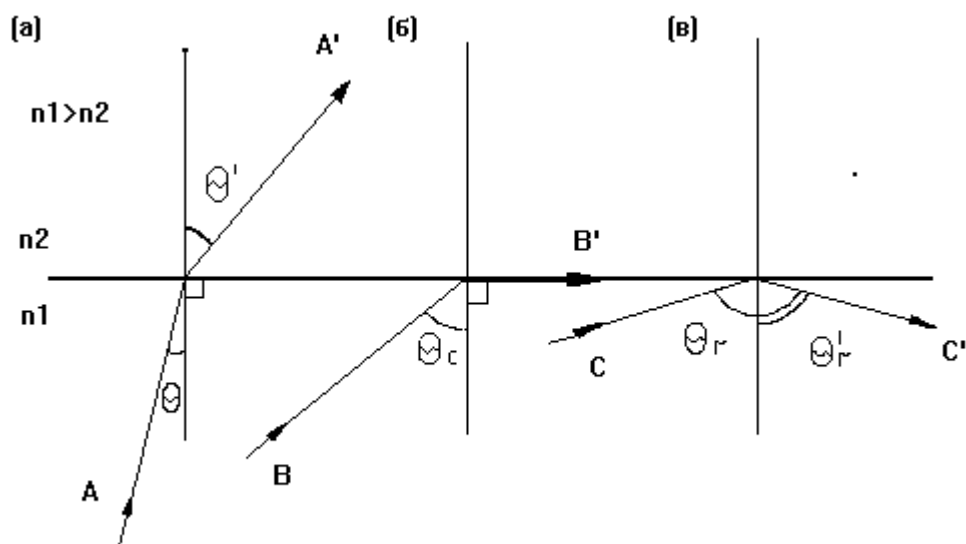


рис.1. Отражение и полное внутреннее отражение на границе раздела.

Эффект волнового распространения света в прозрачной диэлектрической среде, показатель преломления которой больше показателя преломления окружающей среды, иллюстрирует рис.1.

Явление преломления света на границе раздела двух сред с разными показателями преломления подчиняется закону Снелля. На рис.1 изображен луч света, который проходит сквозь среду с более высоким показателем преломления n_1 и попадает в среду с меньшим показателем преломления n_2 . Если $0 < \Theta < \Theta_c$ и $0 < \Theta' < \pi/2$, то справедливо соотношение :

$$n_1 \sin(\Theta) = n_2 \sin(\Theta') , \quad (1)$$

где Θ, Θ' -соответственно углы падения и преломления. При некотором критическом угле падения, при котором $\Theta' = \pi/2$, т.е. когда $\Theta = \Theta_c$, справедливо соотношение :

$$n_1 \sin(\Theta_c) = n_2 , \quad (2)$$

а если угол падения $\Theta > \Theta_c$ (рис. 1,в), то имеет место явление полного внутреннего отражения, не приводящее к потерям на границе раздела.

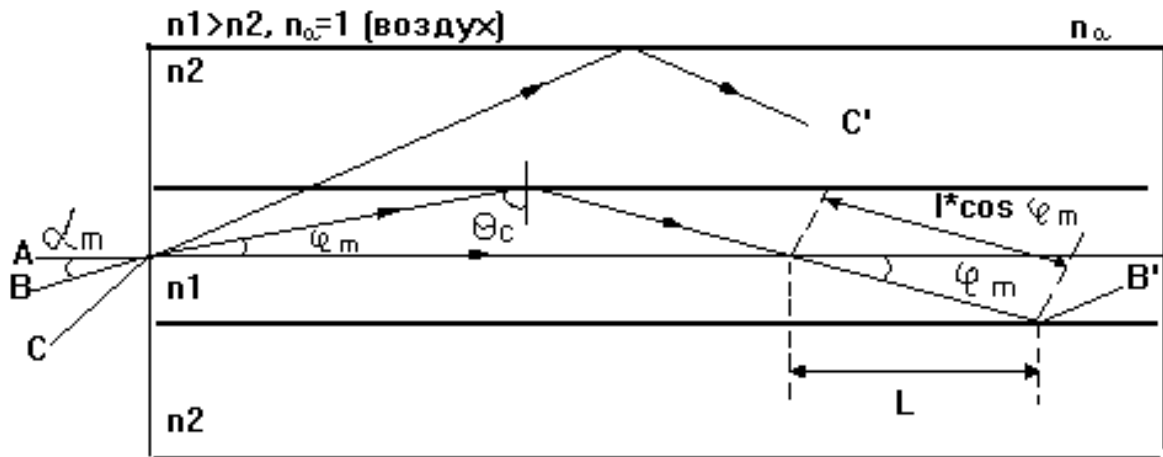


Рис.2. Распространение света в оптическом волокне.

Рассмотрим теперь цилиндрическое стеклянное волокно, состоящее из внутренней сердцевины с показателем преломления n_1 и окружающей ее оболочки с показателем преломления n_2 ($n_1 > n_2$).

На рис.2 изображены лучи, входящие в волокно с торца из воздуха. Один из лучей (луч BB') будет распространяться вдоль волокна путем многократных отражений от границы сердцевина-оболочка и не будет ослабляться при условии, что угол луча на границе раздела больше критического угла Θ_c . Для выполнения этого условия требуется, чтобы угол наклона луча к оптической оси был меньше $\varphi_m = \pi/2 - \Theta_c$, а угол падения луча на торец волокна был менее определенной величины α_m . Для определения величин углов α_m, φ_m воспользуемся законом Снелли, приняв показатель преломления воздуха равным единице,

$$\sin(\alpha) = n_1 \sin(\varphi) = n_1 \cos(\Theta) \quad (3)$$

а при угле падения, равном критическому, получим:

$$\sin(\alpha_m) = n_1 \sin(\varphi_m) = n_1 \cos(\Theta_c) \quad (4)$$

Воспользовавшись выражением (4), выразим $\sin(\alpha_m)$ через показатели преломления сердцевины и оболочки

$$n_1 \cos(\Theta_c) = n_2 \cos(\Theta_c) = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} / n_1 \quad (5),(6)$$

введя обозначения

$$\Delta n = n_1 - n_2 \quad (7)$$

$$n = (n_1 + n_2) / 2 \quad (8)$$

в результате получим

$$\sin(\alpha_m) = (2n\Delta n)^{1/2} \quad (9)$$

Чем больше угол α_m , тем большая часть падающего на торец волокна излучения может быть введена в волокно и будет в нем распространяться за счет полного внутреннего отражения. С учетом того, что $n_a = 1$, величину $(2n\Delta n)^{1/2}$ называют числовой апертурой волокна. Эта характеристика определяет эффективность ввода оптического излучения в волокно: чем больше апертура, тем большей мощности полезный сигнал можно ввести в световод.

Если по аналогии со случаем, показанным на рис. 2, в волокно одновременно введены несколько лучей под разными углами, то на выходе волокна два соседних из них оказываются разделенными во времени на интервал, определяемый формулой:

$$\Delta T = (n_1/n_2) \cdot (l/c) \cdot \Delta n, \quad (10)$$

где c - скорость света. В результате имеющий структуру импульса световой пучок, содержащий лучи под всеми возможными углами, окажется размытым во времени в процессе своего распространения по волокну на величину, определяемую выражением:

$$\Delta T/l = (n_1/n_2) \cdot (\Delta n/c), \quad (11)$$

где l - длина трассы. Это уширение светового импульса определяет межмодовую (многолучевую) временную дисперсию волокна. Межмодовая дисперсия - явление вредное и для ее минимизации волокно (ступенчатое) можно покрыть оболочкой, имеющей немного меньший показатель преломления по сравнению с сердцевиной. Эта акция уменьшает временную дисперсию и потери в волокне, но при этом падает и доля вводимой в волокно мощности, так как уменьшается числовая апертура волокна. Наличие постоянно растущей временной межмодовой дисперсии значительно ограничивает рамки использования волокна со ступенчатой структурой.

пенчатым показателем преломления.

Значительного уменьшения межмодовой дисперсии можно достичь в градиентном волокне (рис.3).

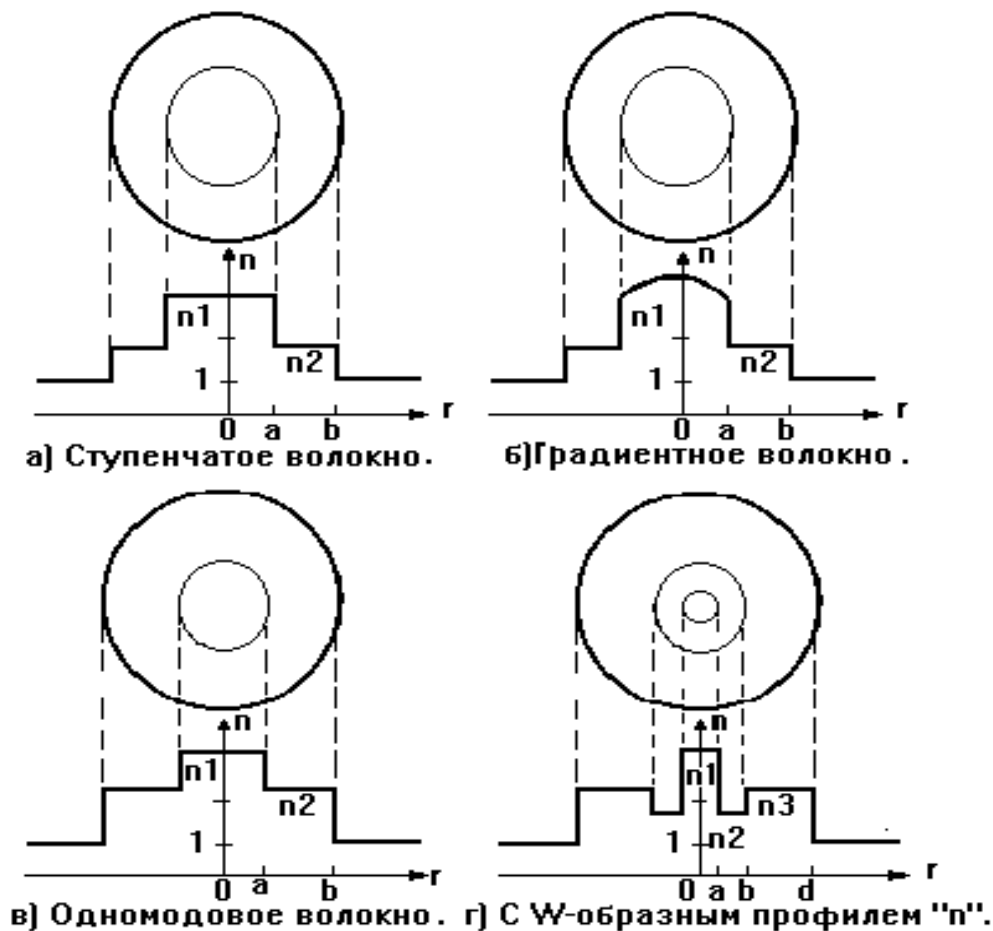


Рис.3. Типы оптического волокна.

Здесь траектория луча, распространяющегося в неоднородной среде (с изменяющимся показателем преломления), описывается выражением:

$$n(r) = n_0 \operatorname{sch}(\alpha r) \approx n_0 [1 - 1/2 \alpha^2 r^2 + 5/24 \alpha^4 r^4 + \dots] , \quad (12)$$

где α - угол наклона луча к оптической оси. В первом приближении можно использовать параболический профиль показателя преломления (т.е. в разложении (12) учесть только квадратичный член). Действительно, в градиентном волокне такого сорта (рис. 3, б) межмодовая дисперсия на порядок ниже, чем в ступенчатом волокне (рис. 3, а). Существуют и другие методы минимизации межмодовой дисперсии [1]. В одномодовом волокне (рис. 3, в) она вовсе отсутствует, а в во-

локне с W- образным профилем (рис. 3, г) ещё и увеличена апертура.

Материальная дисперсия

На распространение электромагнитных волн в прозрачных материалах оказывает влияние их взаимодействие с молекулами среды. Поскольку такое взаимодействие зависит от частоты, то и скорость распространения электромагнитных волн также зависит от частоты. При этом говорят, что материал обладает дисперсией. Одним из проявлений дисперсии является уширение коротких световых импульсов при их распространении в диспергирующей среде. Материальная дисперсия (τ_2/l) минимальна на частотах, где наблюдается минимальное фундаментальное затухание. Она может быть изменена с помощью легирующих примесей, используемых для изменения показателя преломления. Значение материальной дисперсии, к примеру, для волокан из кварца на длине волны $\lambda = 1,276 \text{ мкм}$ определяется как $(\tau_2/l) = -(\gamma^2/8c)\lambda^3 d^3 n/d\lambda^3$, где $\gamma = |\Delta\lambda/\lambda|$, а $\Delta\lambda$ определяет расстройку лазерного излучения; c - скорость света. Влияние материальной дисперсии особо заметно в градиентных волокнах.

Совместное влияние материальной и межмодовой дисперсии на длительность импульса

До сих пор мы рассматривали два независимых эффекта: межмодовую дисперсию и дисперсию материала. Оба типа дисперсии изменяют форму импульса, уширяя его. Поэтому возникает вопрос о том, каким образом следует их объединить при определении общей дисперсии оптического волокна. Предположим теперь, что акты уширения воздействующего гауссова импульса под влиянием как межмодовой, так и материальной дисперсии, независимы друг от друга и что каждый из них приводит к появлению видоизмененных импульсов длительностью τ_1 и τ_2 , измеренной на половинном уровне (рис.4,б и в).

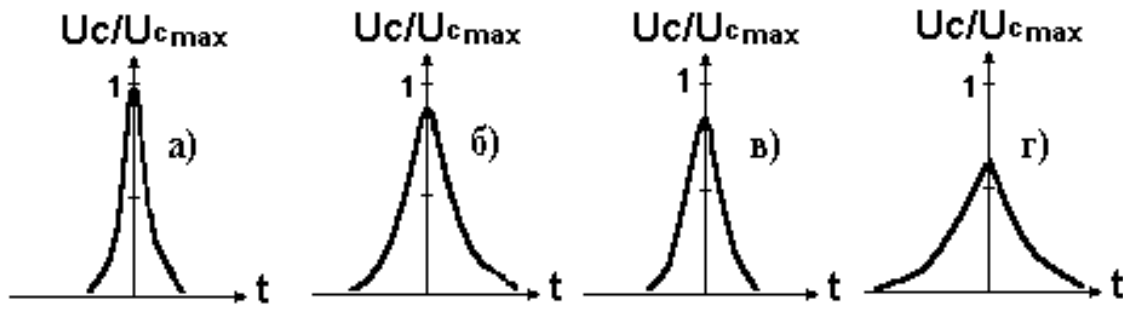


Рис.4. Импульсы.

- а) Передаваемый импульс.
- б) Импульсный отклик, обусловленный межмодовой дисперсией.
- в) Импульсный отклик, обусловленный материальной дисперсией.
- г) Принятый импульс.

Тогда в результате их совместного влияния образуется импульс, который будет оставаться приблизительно гауссовым по форме, а его длительность на уровне $1/2$ выразится как

$$\tau = (\tau_1^2 + \tau_2^2)^{1/2}, \quad (13)$$

Если воздействующий на волокно импульс не бесконечно узкий, а обладает конечной длительностью τ_0 , то результирующий импульс будет иметь длительность:

$$\tau = (\tau_0^2 + \tau_1^2 + \tau_2^2)^{1/2}, \quad (14)$$

где τ_0 - первоначальная длительность импульса, τ_1 - уширение импульса, обусловленное влиянием только одной межмодовой дисперсии, а τ_2 - уширение за счет материальной дисперсии. Часто для удобства используют значения материальной и межмодовой дисперсии, нормированные на длину линии, т.е.

$\tau_1/l, \tau_2/l$ где $[l]=\text{км}$, при этом формула (14) преобразуется к виду

$$\tau = [(\tau_0^2/l) + (\tau_1/l)^2 + (\tau_2/l)^2]^{1/2} l, \quad (15)$$

где τ характеризует результирующий импульс.

На практике межмодовая дисперсия оказывается преобладающей в составе полной дисперсии для градиентных и ступенчатых волокон, если последние возбуждаются лазерным пучком.

Не менее важной мерой длительности импульса является его среднеквадратическая длительность σ , которая обычно используется при неизвестной форме импульса, т.е.

$$\sigma^2 = (1/\varepsilon) \int_{-\infty}^{\infty} t^2 \Phi(t) dt - t_0^2, \quad (16)$$

где ε - полная энергия импульса, равная

$$\varepsilon = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(t) dt, \quad (17)$$

$\Phi(t)$ - функция распределения мощности в импульсе, t_0 - среднее время прихода импульса, равное

$$t_0 = (1/\varepsilon) \int_{-\infty}^{\infty} t \Phi(t) dt, \quad (18)$$

По сути σ является импульсной характеристикой волокна, так как она обратно пропорциональна его информационно-пропускной способности B :

$$B = 1/4\sigma, \quad (19)$$

Наличие дисперсии в волокне ограничивает ее информационно-пропускную способность.

Потери в волокне

Микроскопические дефекты в структуре волокна, его изгибы и микроизгибы, а также неупорядоченность структуры стеклообразных материалов ведут к рассеянию света. Здесь речь идет о рэлеевском рассеянии, которое изменяется пропорционально λ^{-4} и составляет около 1 дБ/км в лучших волокнах на длине волны 1 мкм. На рисунке изображена зависимость фундаментальных потерь в волокнах из стекла с учётом влияния примесей.



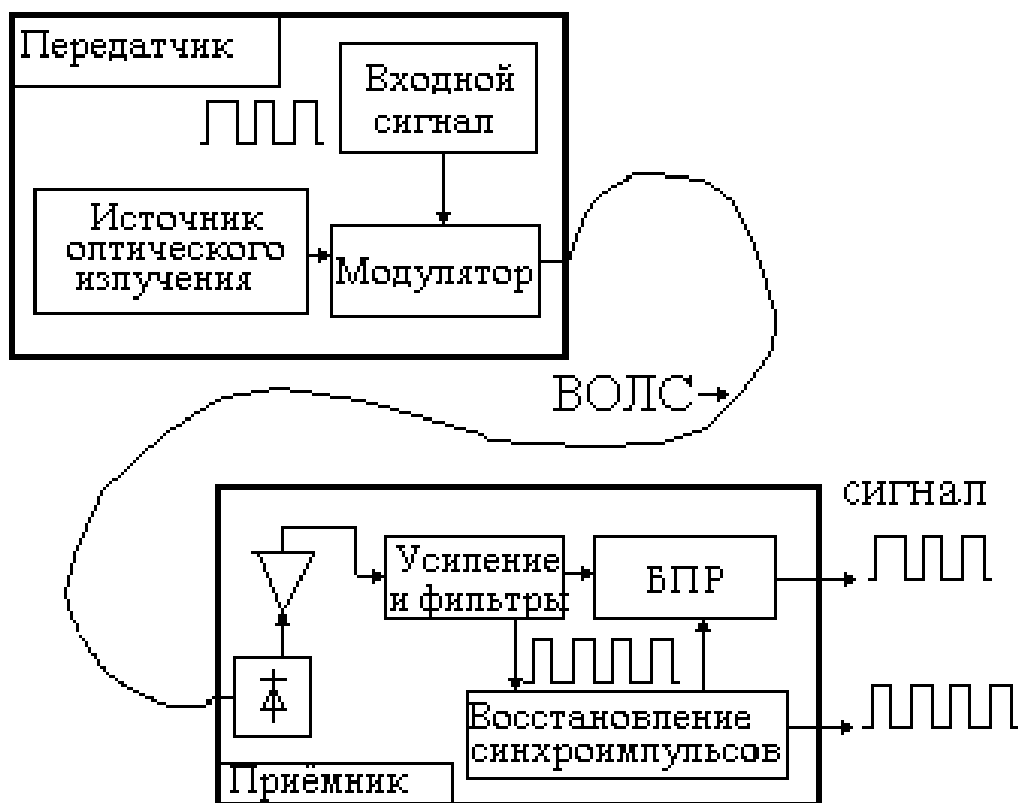
При учёте эффектов как поглощения, так и дисперсии в волокне выявляются две предпочтительные длины волны: 1,55 мкм, (минимум поглощения) и 1,3 мкм (минимальная дисперсия). Первая используется в одномодовом волокне, возбуждаемом лазерным пучком, вторая же используется в многомодовых градиентных волокнах при возбуждении их некогерентным излучением светодиодов.

Цифровые методы передачи информации

В данной части методического пособия будут рассмотрены основные этапы, связанные с организацией передачи информации по ВОЛС, обобщенная структурная схема которой представлена на рис. 5.

Чтобы осуществить такую передачу, необходимо последовательно выполнить ряд операций :

1. Информационную последовательность, представленную, к примеру, в виде аналогового сигнала, необходимо перевести - в соответствии с выбранным кодом - в цифровую форму. Если информационная последовательность уже представлена набором нулей и единиц, то задача упрощается и можно переходить к второму этапу.



БПР-блок принятия решения.

Рис.5. Структурная схема оптической системы связи.

2. Необходимо промодулировать оптическое излучение в передатчике в соответствии с полученной информационно- кодовой последовательностью и тем самым на выходе передатчика получить излучение, промодулированное информационным сигналом.

3. Промодулированное излучение ввести через ВОЛС в приемник. За счет потерь в волокне, шумов оконечных устройств (ретрансляторов, блоков питания и т.д.) принятый сигнал сильно и непредсказуемо отличается от передаваемого. Поэтому сигнал необходимо усилить, частотно скорректировать и направить в блок принятия решения (БПР). При этом и синхроимпульс (который, кстати, можно передавать по отдельному волокну или в том же волокне) тоже будет претерпевать видоизменения (явление фазового дрожания). В блоке принятия решения путем оптимального слияния информационного сигнала и синхроимпульса следует регенерировать исходную информационную последовательность, жела-

тельно - с минимальной (в идеале - с нулевой) вероятностью ошибки. Это самая сложная и трудоемкая задача.

Цифровое преобразование сигналов. Информационная емкость канала связи



Рис.6. Основные этапы по преобразованию аналогового сигнала в цифровой.

На рис. 6 приведена часть аналогового сигнала. Первый шаг в преобразовании этого сигнала в цифровую форму - определение значений сигнала (отсчетов) через одинаковые интервалы времени, как это показано на рис. 6, б. В соответствии с теоремой Котельникова, для полного представления аналогового сигнала (рис. 6,а) дискретным — (рис. 6,в) необходимо, чтобы число отсчетов (дискретизаций), равных $1/T$, где T - интервал дискретизации, было, по крайней мере, в два раза больше наивысшей частоты, содержащейся в спектре дискретизируемого сигнала. Если это условие выполнено, то дискретизируемый сигнал можно восстановить с помощью фильтра нижних частот, пропускающего все частоты ниже некоторой пороговой. Затем сигнал квантуется по амплитуде, и окончательный цифровой сигнал имеет вид, изображенный на рис. 6, г.

При этом возникает резонный вопрос о том, какое минимальное количество двоичных чисел в секунду необходимо для представления аналогового сигнала, занимающего полосу частот Δf (Гц) и имеющего динамический диапазон A_s/A_n (где A_s - максимальная величина сигнала, а A_n - среднеквадратическое значение шума) в цифровом виде. Часто для такой оценки используют формулу Шеннона [1]:

$$B = 2 \Delta f \log_2 [1 + (A_s/A_n)^2]^{1/2} = \Delta f \log_2 [1 + (A_s/A_n)^2] , \quad (20)$$

где B - **информационно-пропускная способность ФПУ** (бит/с). Это характеристика канала связи, пригодного для передачи сигнала с полосой Δf при условии, что отношение A_s/A_n не ухудшается.

Для большинства случаев соотношение (20) преобразуется к виду

$$B = 0,32 X \Delta f , \quad (21)$$

где $X = 20 \lg(A_s/A_n)$. Если формулу (21) применить для практической оценки информационного пропускания телефонных каналов, когда полоса составляет 3 кГц, $A_s/A_n > 30$ дБ, то $B=30$ кбит/с, что вполне достаточно для обеспечения разборчивости речи. Реально телефонные каналы имеют информационный запас, и

стандартное значение $V=64$ кбит/с.

Типы кодов передачи. Критерии выбора кода

Выбор кода передачи является связанным со многими причинами, которые объединены в систему критериев такого выбора:

1. Код передачи должен отображать любую двоичную последовательность (другими словами, используемый код должен реализовать любую комбинацию из нулей и единиц).
2. Спектр используемого кода должен быть уже максимально возможного спектра в волокне.
3. Необходимо, чтобы в спектре сигнала можно было выделить синхроимпульс (идеально, если в спектре имеется отдельная линия, содержащая гармонику частоты синхронизации).
4. Код должен быть легко реализуем аппаратно, т.е. устройства кодирования-декодирования должны быть достаточно простыми конструктивно.
5. Код (если он не предназначен для минимизации ошибок) должен иметь минимальную информационную избыточность.

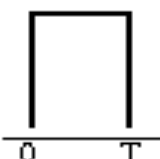
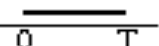
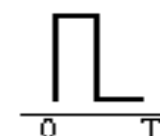
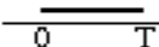
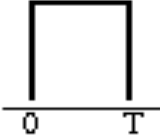
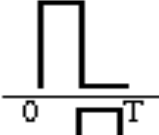
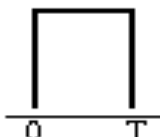

КОД	ОПРЕДЕЛЕНИЕ	ИМПУЛЬСЫ (1),(0)	
1 Без возврата к нулю NRZ-код	"1": Уровень 1 на всем интервале. "0": Уровень ноль на всем интервале.	"0" 	"1" 
2 С воз- враще- нием к нулю RZ-код	"1": Уровень 1 на первой половине интервала. "0": Уровень 0 на всем интервале.		
3 Манчестерский 1 MAN-1- код	"1": Поочередно уровни 1 или 0 на всем интервале "0": Переход на середине интервала		
4 Манчестерский 2 MAN-2 код	"1": Аналогично MAN-1 "0": Поочередно уровень 1 на первой и второй половине интервала		

Рис. 7. Определение используемых кодов.

На рис. 7 приведены примеры практических кодов. Подробнее о кодах можно узнать, к примеру, в [3].

Заметим, что в ранее рассмотренном примере по переводу аналогового сигнала в цифровой был реализован, в частности, так называемый NRZ(от англ.: non return to zero-без возвращения к нулю) код (код с активной паузой, когда уровень, соответствующий 1 либо 0, поддерживается на всем тактовом интервале). Часто используют и такие коды, как RZ-код (от англ. : return to zero-с возвращением к нулю), MAN-1(2) коды (от англ. : metropolitan area network-коды, используемые в общегородских телефонных сетях США). Примеры таких кодов также изображены на рис. 7. В дополнение к рис. 7 приведен рис. 8, наглядно демонстрирующий правила кодирования при использовании приведенных на рис. 7

ТИПОВ КОДОВ.



Необходимо также отметить, что с помощью некоторых кодов можно минимизировать ошибки. Таким свойством обладают коды с избыточностью.

Регенерация цифровых сигналов и причины появления ошибок в цифровой оптической системе

Цифровой оптической системой связи называют устройство, в котором поток данных (в двоичной системе счисления) передается путем модуляции оптического излучения таким образом, что излучаемая энергия во время передачи одного бита равна какому-либо из двух уровней: высокому или низкому.

Реальная система связи отличается от идеальной следующим:

- а) время передачи бита информации не остается постоянным; этот эффект называют фазовым дрожанием цифрового сигнала;
- б) излучаемая оптическая энергия не остается одной и той же при передаче как каждой единицы, так и каждого нуля, поэтому будет иметь место шум передатчика, приводящий к случайным изменениям амплитуды сигнала от импульса к импульсу;
- в) конечная длительность излучаемых импульсов и дополнительная временная дисперсия в процессе их распространения приводят к тому, что часть

энергии, относящаяся к периоду передачи определенного бита, в действительности поступает во время передачи соседних битов. Этот эффект называют взаимными помехами между символами (межсимвольные помехи).

Эти и другие эффекты увеличивают критичность процесса регенерации цифрового сигнала в блоке принятия решения.

“Глаз-диаграмма”

Имеющаяся связь между чувствительностью к случайному изменению амплитуды (шуму) и чувствительностью к случайному изменению временного положения импульса (дрожанию) легче всего продемонстрировать с помощью “глаз-диаграммы”. Чтобы наблюдать такую диаграмму на экране осциллографа, достаточно подать на вход вертикального отклонения сообщение, усиленное фотоприемником (рис. 5), а на вход внешней синхронизации горизонтальной развертки- синхроимпульсы. На рис. 9 показан возможный вид “глаз-диаграммы” двухуровневого сигнала.

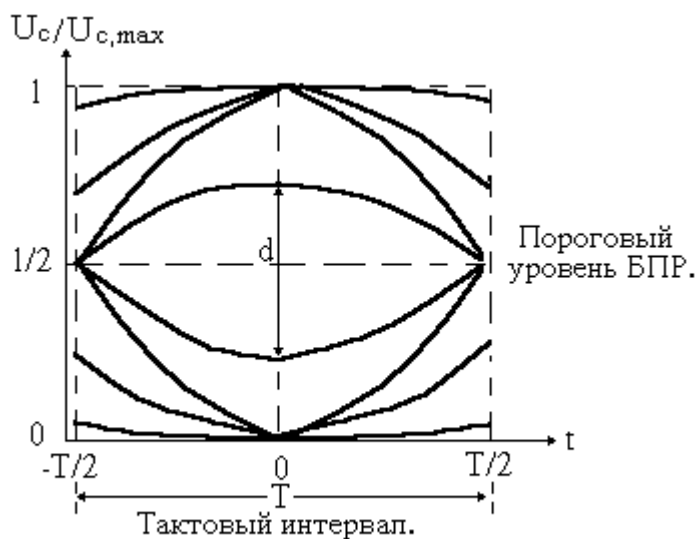


Рис.9. “Глаз-диаграмма”.

По оси ординат отложено относительное напряжение сигнала на входе БПР. Таким образом, “0” или “1” на оси ординат соответствует максимальному уровню единицы и минимальному уровню нуля. Буквой d обозначен относительный раскрыт диаграммы, которое показывает максимальное уменьшение размаха

сигнала в следствие влияния межсимвольной интерференции ($0 < d < 1$). Минимальная вероятность ошибки будет достигнута, если отсчет произойдет в момент стробирования при максимальном сигнале. Порог БПР находится в пределах зрачка d , и зависит от отношения сигнал/шум на входе фотоприёмного устройства (ФПУ). Ширина зрачка “глаз-диаграммы” Δt_3 характеризует интервал времени, в пределах которого может произойти стробирование. Чем меньше этот интервал, тем выше требования к стабильности синхронизации посылок и момента появления синхроимпульсов (влияние фазового дрожания сигнала).

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные этапы при передаче, приеме и регенерации сигналов в ВОЛС.
2. Назовите основные отличия NRZ и MAN кодов друг от друга.
3. Какими параметрами "глаз-диаграммы" характеризуется устойчивость системы к шуму, фазовому дрожанию сигнала ?
4. Возможно ли выбором кода уменьшить вероятность ошибок? Если можно, то как ?
5. Какие приближения использует геометрическая оптика? Что это дает?
6. Учтена ли в наших моделях квантовая природа света?
7. Какие основные механизмы потерь в волокне влияют на информационно-пропускную способность ВОЛС?
8. Объясните отличие межмодовой от материальной дисперсии.
9. Возможно ли свести к нулю материальную дисперсию ?

Описание компьютерного эксперимента

Компьютерный эксперимент осуществляет построение “глаз- диаграммы” для цифрового сигнала, представляющего собой случайную последовательность посылок $h(t)$

$$Uc = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k h(t - T_k) .$$

Здесь k -индекс суммирования; коэффициент b_k принимает значение 0 или 1. Ограничившись взаимным влиянием в пределах пяти тактовых интервалов T получаем:

$$Uc \approx b_0 h(0) + b_1 h(t - T) + b_2 h(t - 2T) + b_{-1} h(t + T) + b_{-2} h(t + 2T) .$$

Максимум напряжения в момент стробирования получается при передаче последовательности одних единиц. Считая $h(t)$ четной функцией, получаем:

$$Uc_{max} = h(0) + 2h(T) + 2h(2T) .$$

“Глаз-диаграмма” представляет собой набор нормированных графиков в интервале $-T/2 < t < T/2$ для всевозможных сочетаний символов посылок гауссовой формы:

$$h(t) = \exp[-t^2 / 2 \alpha^2 T^2] ,$$

где α -коэффициент, характеризующий эффективную длительность посылки, измеренной на уровне 1/2. В ходе моделирования расчет производится для 21 значения времени и 16 сочетаний символов для каждого временного отсчета. Программа реализована на языке PASCAL; имя программы: **DIAGRAM.exe**.

После активизации программы выполняется контрольная задача. На экране возникает изображение “глаз-диаграммы” для идеального случая, когда не происходит наложения между импульсами посылок (отсутствует межсимвольная интерференция) и нет влияния шума.

В практической реализации ВОЛС систем им свойственно явление взаимного обмена энергией между импульсами за счет того, что дисперсия в волокне приводит к уширению передаваемых импульсов и, соответственно к увеличению эффективной длительности посылки α .

Если преобладающей является межмодовая дисперсия, то зависимость от частоты носит параболический характер, а если преобладает материальная-сложный, обусловленный различными механизмами потерь и поглощения в

ВОЛС (см. теоретическую часть). Т.к. с ростом частоты увеличивается влияние межсимвольной помехи за счет роста α , раскрыв “глаз-диаграммы”, характеризуемый параметром d , уменьшается. Заметим, что положение порогового уровня ФПУ находится в пределах этого раскрыва и зависит от отношения сигнал\шум на входе приемного элемента. В реальности существующие шумы фотоприёмника определяют отношение сигнал\шум ФПУ, поэтому влияние этих шумов становится заметным на раскрыв “глаз-диаграммы” и, следовательно, на положение порогового уровня ФПУ.

Задание к работе

1. Снимите зависимость относительного раскрыва “глаз-диаграммы” d от частоты в пределах **0.1-100 МГц** с шагом **5 МГц** для пяти значений сигнал\шум (**1,10,25,50 дБ**).
2. Снимите зависимость относительного раскрыва “глаз-диаграммы” от отношения сигнал\шум для пяти значений частот (**1,10,25,50,80 МГц**).
3. Снимите зависимость параметра α от частоты в пределах **0.1-100 МГц** с шагом **5 МГц**.

ЗАМЕЧАНИЕ. В ходе моделирования параметр α выводится на экран; параметр d оценивается по масштабной сетке вдоль оси ординат ($d_{\max}=1$).

4. Проанализировав полученные результаты, определите какое минимальное отношение сигнал\шум приёмного элемента ФПУ необходимо выбрать, зная верхнюю и нижнюю границы частоты, чтобы раскрыв “глаз-диаграммы” d был не менее критической величины $d_{кр}$? Величина $d_{кр}$ задаётся преподавателем.

5. Пологая, что преобладающей в оптическом волокне является межмодовая дисперсия и используя (11), (15), численно определите эту дисперсию на основе зависимости $\alpha(f)$.

Начальную эффективную длительность посылок считать малой по сравнению с конечной.

6. Зная искомое отношение сигнал\шум и полосу частот Δf , оцените с помощью формулы Шеннона минимальную информационно-пропускную способность моделируемого в компьютерном эксперименте ФПУ.

Литература

1. Гауэр Дж. Оптические системы связи. -М.: Радио и связь, 1989. С. 13-92,369-499.
2. Виноградова М.Б и др. Теория волн.-М.: Наука, 1990.С. 79-84.
3. Козане А. и др. Оптика и связь.-М.: Мир, 1984.С.368-371.
4. Белкин М.Е., Шевцов Э.А. Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи. -М.: Радио и связь, 1992.С. 29-36.

Лабораторная работа №2. Моделирование характеристик фото-приемных устройств волоконно-оптических систем связи

Введение

Ужесточение требований к современным системам связи и в первую очередь к информационно-пропускной способности последних, привело к появлению волоконно-оптических систем связи (ВОСС). Однако в практической реализации волоконных каналов существует ряд трудностей, связанных с созданием высокоэффективных модулей-приёмников ослабленных информационных оптических сигналов, пришедших на вход приёмника из волокна. Помимо ослабления такие сигналы вдобавок сильно искажены и зашумлены по сравнению с начальным сигналом, поэтому при их детектировании и восстановлении возникает вероятность неверного принятия решения и начальные данные могут быть искажены. Однако выбором характеристик фотоприемного устройства (ФПУ), т.е. фотодиода, фототранзистора и т.п. - таких, как отношение сигнал\шум, полоса частот ФПУ, а также выбором типа ФПУ и т.п. можно добиться существенного снижения вероятности ошибки до величины 10^{-9} , что допускается при эксплуатации волоконных каналов и является стандартом качества и надёжности современных волоконно-оптических систем связи [1]. На практике это означает, что в волоконном канале протяженностью 2500 км при передаче 10^7 бит данных допускается не более двух ошибок. Под ошибкой в данном случае понимается ситуация, когда в блоке принятия решения восстановлена посылка (1), а на самом деле была передана пауза (0), и наоборот - восстановлена пауза (0), а передана посылка (1). Поэтому при проектировании аппаратуры для ВОСС, подбирая параметры ФПУ, добиваются соблюдения условия: вероятность ошибки не хуже, чем 10^{-9} .

Фотоприемное устройство с прямым детектированием

Рассмотрим ситуацию, когда информационный оптический сигнал, пришедший из волоконно-оптической системы связи (ВОЛС, или, проще говоря, из волокна), поступает на некоторое фотоприёмное устройство, в котором этот сигнал без предварительного усиления преобразуется в электрический сигнал, затем уже усиливается радиочастотным трактом. Такое ФПУ принято называть фотоприёмным устройством с непосредственным, или прямым, детектированием [2] (рис.1).

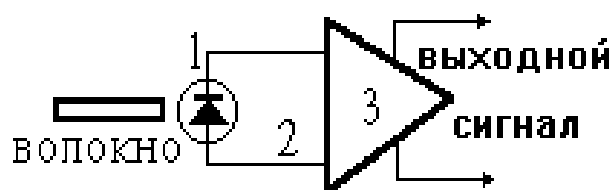


Рис. 1. Упрощенная схема ФПУ. 1- фотодетектор, 2-линия связи, 3- усилительный каскад

Проведем расчет порога чувствительности P_0 ФПУ, предназначенного для приёма цифровых сигналов, определим факторы, влияющие на порог чувствительности. Для решение этой задачи необходимо проанализировать процесс прохождения через ФПУ как сигнала, так и шума. Для простоты анализа ограничимся случаем сигнала с импульсно-кодовой модуляцией с использованием NRZ кода. Исходными данными для расчета является коэффициент ошибок Q , скорость передачи данных V , форма сигнала на входе ФПУ, тип активного элемента радиочастотного тракта (схемы усиления). В реальных условиях, когда присутствуют шумы ФПУ, шумы схем усиления и другие источники шума, порог чувствительности неизбежно увеличивается.

Разработчики ВОСС всегда заинтересованы в создании ФПУ с как можно меньшим P_0 . На практике это даёт выигрыш в том, что нет необходимости передавать по волокну большие оптические мощности, делать дополнительные ретрансляторы в ВОЛС и, наконец, можно не применять для передачи лазерные источники, а заменить последние на менее дорогие светодиоды. На величину P_0 может сложным образом влиять входная емкость линии связи (рис.1) и конструк-

тивная ёмкость схемы в целом. В реальных ФПУ необходимо также строгое согласование каскадов усиления. Но эти проблемы мы только обозначим и в рамках нашего рассмотрения учитывать не станем.

Расчет порога чувствительности в цифровой системе передачи данных

Запишем выражения для мощности оптического сигнала на входе ФПУ и напряжения электрического сигнала на выходе линейного тракта:

$$P(t) = \sum_k b_{\text{вх}} h_{\text{вх}}(t - kT), \quad (1)$$

$$u(t) = \sum_k b_{\text{вых}} h_{\text{вых}}(t - kT). \quad (2)$$

В этих выражениях k - индекс суммирования ($k = -\Gamma \dots +\Gamma$); T - тактовый интервал ($T = B^{-1}$); $h_{\text{вх}}$, $h_{\text{вых}}$ - функции, характеризующие форму посылок на входе и выходе; $b_{\text{вх}}$ и $b_{\text{вых}}$ - коэффициенты, принимающие значения $b(0)$ и $b(1)$ при передаче 0 и 1 соответственно. Величины $h_{\text{вх}}$, $h_{\text{вых}}$ безразмерны; $b_{\text{вх}}$ имеет размерность мощности; $b_{\text{вых}}$ - размерность напряжения. Пусть $h_{\text{вх}}$ удовлетворяет условию нормировки, т.е. $\frac{1}{T} \int_0^T h_{\text{вх}}(t) dt = 1$, а функция $h_{\text{вых}}(t)$ нормируется так, чтобы в момент взятия отсчета $t=0$, функция $h_{\text{вых}}(t)=1$. Тогда средняя оптическая мощность на входе ФПУ в пределах тактового интервала определится как

$$P_0 = 0.5 [b_{\text{вх}}(0) + b_{\text{вх}}(1)]. \quad (3)$$

Полагая, что зависимости $h_{\text{вых}}(t)$ и $h_{\text{вх}}(t)$ известны и эти функции непрерывны, определим связь между напряжениями сигнала в момент отсчета и соответствующие им значения входной мощности. Такая связь определяется через преобразование Фурье $H(\omega)$ от функции $h(t)$:

$$H_{\text{вх}}(\omega) = F[h_{\text{вх}}(t)]; \quad H_{\text{вых}}(\omega) = F[h_{\text{вых}}(t)]. \quad (4)$$

Тогда

$$b_{\text{вых}} H_{\text{вых}}(\omega) = S_\lambda M H_{\text{вх}}(\omega) b_{\text{вх}} Z_{\text{п}}(\omega). \quad (5)$$

Здесь S_λ - спектральная плотность сигнала, M - коэффициент умножения

приемника в ФПУ, $Z_{\text{п}}$ - сопротивление передачи, представимое в виде $Z_{\text{п}}(\omega) = H_{\text{п}}(\omega) R_{\text{п}}$ (где первый - зависимость сопротивления передачи, зависящая, а второй - постоянная, имеющая размерность сопротивления).

Пересчитывая выходной сигнал в плоскости фотодетектора при приеме посылки или паузы, получаем эквивалентную величину фототока

$$i_{\text{ф}}(\mathbf{1}, \mathbf{0}) = \mathbf{b}_{\text{вых}}(\mathbf{1}, \mathbf{0}) / R_{\text{п}} = S_{\lambda} M \mathbf{b}_{\text{вх}}(\mathbf{1}, \mathbf{0}). \quad (6)$$

Определим далее выходное напряжение шума на выходе линейного тракта:

$$u_{\text{ш.вых}}^2 = R_{\text{п}}^2 \int (d i_{\text{ш}}^2 / d y) H(y') dy' = R_{\text{п}}^2 (i_{\text{др}}^2 + i_{\text{сх}}^2), \quad (7)$$

где y - нормированная частота ($y = f/B$, B - информационно-пропускная способность), y' - переменная интегрирования. В (7) $i_{\text{др}}^2$ - эквивалентный дробовой шум в сечении фотодетектора; $i_{\text{сх}}^2$ - эквивалентный шум схемы в том же сечении. Рассмотрим более подробно источники шума в ФПУ. При рассмотрении шумов следует внимательно относиться к тому, что понимается под термином шум. Шум обусловлен теми случайными флуктуациями тока, которые возникают в любой электронной схеме в силу случайности самой природы электричества и над которыми разработчик схемы не имеет никакого контроля, в отличие от радиопомех, влияние которых можно уменьшить умелой компоновкой элементов схемы и экранировкой.

Электрический сигнал содержит в себе дробовой шум, поскольку он порождается в результате случайного квантового процесса детектирования оптического сигнала в ФПУ. Если средний квадрат флуктуации тока растет прямо пропорционально ширине полосы частот Δf , то удобно характеризовать источники шума значением среднего квадрата амплитуды шума на единицу полосы частот. Обычно эту величину называют спектральной плотностью шума.

В рамках нашего рассмотрения дробовой шум включает в себя флуктуации оптического сигнала, шум засветок и шум темнового тока. Рассмотрим, в частности, шум темнового тока ФПУ для случая использования p-i-n фотодиода, когда

шум складывается из шумов тепловой генерации пар (шума Джонсона) и шума движения свободных носителей. Его спектральная плотность остаётся постоянной (шум Джонсона - белый шум), а так как в p-i-n диоде $M=1$, то величину этого шума можно характеризовать некоторой не умножаемой компонентой. В случае использования ЛФД ($M>1$) шумом, связанным со свободным движением зарядов, можно пренебречь в сравнении с шумом появления (или генерации носителей вследствие лавинного умножения электронов в сильном электрическом поле) Поэтому в отличие от p-i-n фотодиода величину темнового тока удобно характеризовать некоторой умножаемой компонентой. Таким образом, в общем случае для темнового тока можно записать

$$i^2_{\text{т.др}} = 2q(I_{\text{т.у}} M^n + I_{\text{т.н}}) I_2 V, \quad (8)$$

где $I_{\text{т.у}}$ и $I_{\text{т.н}}$ - умножаемая и неумножаемая составляющие темнового тока. Для p-i-n фотодиода в (8) $M^n=1$. Темновой шум ФПУ, оказывается, возрастает в процессе умножения пропорционально M^n (для ЛФД) и зависит также от V . В (8) I_2 - интеграл, зависящий от формы выходной посылки.

Не вдаваясь в детали, заметим, что шум, связанный с сигналом, имеет сложную природу. Если бы на вход фотоприемника поступала одиночная посылка и отсутствовало умножение носителей, то шум образовывался бы за счет случайных флуктуаций фотонов и фотоэлектронов. Этот шум пропорционален поглощенной оптической мощности. Когда же на вход поступает поток импульсов, суммарный шум внутри данного тактового интервала определяется как данной посылкой, так и оставшимся в памяти линейного канала результатом действия посылок, принадлежащих другим тактовым интервалам. Шум сигнала при передаче 0 и 1 определится как

$$i^2_{\text{др}}(0) = 2qS_\lambda M^n V I_1 b_{\text{вх}}(0); \quad i^2_{\text{др}}(1) = 2qS_\lambda M^n V I_1 b_{\text{вх}}(1). \quad (9)$$

где I_1 - интеграл, зависящий от формы входной и выходной посылки.

Осталось теперь вычислить шумы схемы. Заметим, что в усилительных

приборах, таких как транзистор, существует множество источников шума; это связано с массой причин: таких, как конструктивные особенности, условия смещения р-п переходов, режим включения и т.п. Не вдаваясь в тонкости, укажем основные механизмы шумов [1].

В полевом транзисторе главным является тепловой шум, обусловленный сопротивлением канала. Это тепловой шум Джонсона, вызванный случайным тепловым движением зарядов, спектральная плотность напряжения которого с точностью до постоянной Больцмана, пропорциональна температуре р-п перехода и величине сопротивления канала. Основной вклад в шумы биполярного транзистора вносит дробовой шум, связанный с токами смещения базы и коллектора.

Возвращаясь к нашему расчету, вычислим шумы схем усиления. Если составляющая функции передачи $Z_n(\omega) H_n(\omega)$ из (5) мала и в схеме использовано малое сопротивление нагрузки, то, пренебрегая $1/f$ шумом, можно считать, что в случае использования в схеме биполярного транзистора

$$i^2_{сх БП} = 4k T_0 B (1/R_n + G_{ш} + R_{ш}/R_n^2) I_2. \quad (10)$$

Здесь k - постоянная Больцмана, T_0 - температура р-п перехода транзистора, величины, входящие в скобку, есть сопротивление нагрузки R_n , шумовое сопротивление $R_{ш}$ и шумовая проводимость каскада $G_{ш}$. В данном случае $G_{ш}$ и $R_{ш}$ не зависят от частоты, т.к. мы пренебрегаем $1/f$ шумом. В случае полевого транзистора шумовая проводимость зависит от частоты по закону $G_{ш} = (C^2_{з.и}/9y_{2,1}) (2\pi/T)^2 y$, где $C^2_{з.и}$ - ёмкость канала затвор-исток транзистора, $y_{2,1}$ - известный из радиотехники “ $y_{m,n}$ ” параметр, который вводится при рассмотрении транзистора как четырёхполюсника; $y=f/B$; $T=1/f$ - период сигнала. Учитывая это можно определить шум схемы, реализованной на полевом транзисторе:

$$i^2_{сх ПТ} = 4k T_0 B I_2 (1/R_n + R_{ш}/R_n^2) + (16/9)(k T_0 / y_{2,1}) C^2_{з.и} \pi^2 B^3. \quad (11)$$

В случае (10) уровень шума пропорционален B . Рассматривая (11), в случае полевого транзистора, видим, что шум может быть пропорционален B^3 . Та-

ким образом, уровень шума в схеме с полевым транзистором сильнее зависит от скорости передачи \mathbf{B} , чем в схеме с биполярным транзистором.

Воспользуемся полученными значениями токов сигнала и шума в момент $t=0$ для вычисления порога чувствительности по заданному коэффициенту ошибок. Обратившись к теории вероятности и считая гауссовским распределение сигнала и шума, определим вероятность ошибки при восстановлении информационного сигнала в момент взятия отсчета

$$p_{\text{ош}}=p(0)p(1 \ 0)+ p(1)p(0 \ 1), \quad (12)$$

где $p(0)$ и $p(1)$ - вероятности появления паузы и посылки. Т.к. в нашем случае реализован NRZ код, то данные величины равновероятны и $p(0)=p(1)=0.5$. В (12) $p(1 \ 0)$ - вероятность ложного взятия посылки; иногда её называют вероятностью “ложной тревоги”, а $p(0 \ 1)$ - вероятность пропуска посылки. В (12) учтены все возможные ситуации при восстановлении информационного сигнала. Для оценки вероятности “ложной тревоги” $p(1 \ 0)$ и вероятности пропуска посылки $p(0 \ 1)$ необходимо знать положение порога решающего устройства D , при достижении которого в момент взятия отсчёта информационным сигналом восстанавливается 1, а в противном случае восстанавливается 0. Тогда, введя дополнительные обозначения b_1 и b_0 , характеризующие напряжения сигнала в момент взятия отсчёта при восстановлении 1 и 0, а также σ_1^2 и σ_0^2 как дисперсию напряжения шума во время действия посылки и паузы, определим $p(1 \ 0)$ и $p(0 \ 1)$

$$p(1 \ 0)=0.5[1-\Phi\{(D- b_0)/ \sigma_0\}]; p(0 \ 1)=0.5[1-\Phi\{(b_1-D)/ \sigma_1\}], \quad (13)$$

где $\Phi=\int_{-\infty}^z \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$ - интеграл вероятности.

Анализируя (13) и принимая $b_0=0$, $\sigma_1=\sigma_0=\sigma$ и $p(1)=p(0)=0.5$ находим оптимальное значение порога, соответствующие минимуму $p_{\text{ош}}$ как $D_{\text{опт}}=0.5 b_1$.

Возвращаясь к нашему расчёту, определим выражения для вероятности “ложной тревоги” и вероятности пропуска посылки с учетом введенных эквива-

лентных токов в сечении фотодетектора

$$p(1 \text{ П } 0) = 0.5[1 - \Phi(\{D - i_{\phi}(0)\} / \sqrt{I} i_{\text{ш}}^2(0))]; \quad (14)$$

$$p(0 \text{ П } 1) = 0.5[1 - \Phi(\{i_{\phi}(1) - D\} / \sqrt{I} i_{\text{ш}}^2(1))]. \quad (15)$$

Коэффициент ошибок определим через параметр $Q = b_1 / 2\sigma$ (тогда при прямоугольной форме импульса среднее напряжение сигнала составляет $b_1/2$)

$$Q = (i_{\phi}(1) - D_{\text{опт}}) / \sqrt{I} i_{\text{ш}}^2(1). \quad (16)$$

По сути Q характеризует среднее отношение сигнал/шум на входе решающего устройства. Такое утверждение справедливо для случая, когда положение оптимального уровня удовлетворяет условию $D_{\text{опт}} = i_{\phi}(1)/2$ (при $i_{\phi}(0) = 0$ и $i_{\text{ш}}^2(1) = i_{\text{ш}}^2(0)$). Тогда $p_{\text{ош}}$ связана с Q приближенным соотношением [2]:

$$p_{\text{ош}} \approx [0.4 \exp(-0.5Q^2)] / Q. \quad (17)$$

На рис. 2. видно, что необходимому значению $p_{\text{ош}} = 10^{-9}$ соответствует значение коэффициента ошибок $Q = 6$.

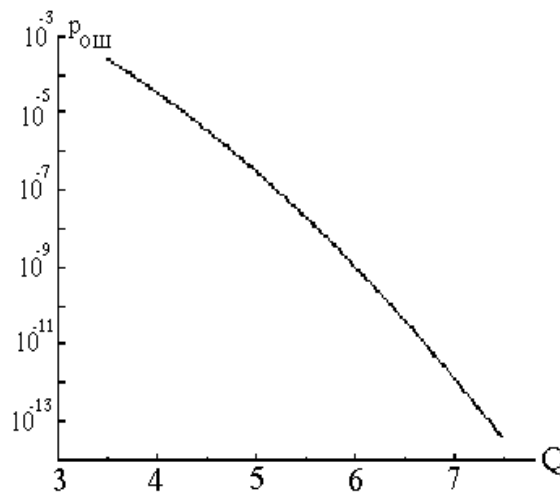


Рис. 2.

Заметим, что точность оценки $p_{\text{ош}}$ с помощью (17) практически абсолютна уже при $Q > 3$.

Вводя отношение интенсивностей передатчика $r = b_{\text{вх}}(0) / b_{\text{вх}}(1)$, используя

(3) и (16) для случая передачи 1, выразим величины $\mathbf{b}_{\text{вх}}(\mathbf{0})$ и $\mathbf{b}_{\text{вх}}(\mathbf{1})$ из (3) через соответствующие значения шума, используя (9), выразим *порог чувствительности ФПУ* \mathbf{P}_0 как *минимальную в пределах тактового интервала оптическую мощность на входе фотоприёмного устройства, при которой гарантировано восстановление посылки при заданном коэффициенте ошибок Q*

$$\mathbf{P}_0 = (\mathbf{0.5}/\mathbf{S}_\lambda \mathbf{M}) \{ (\mathbf{1+r})/(\mathbf{1-r}) \} [\mathbf{\Gamma} \mathbf{i}^2_{\text{ш}}(\mathbf{0}) + \mathbf{\Gamma} \mathbf{i}^2_{\text{ш}}(\mathbf{1})] \mathbf{Q}. \quad (18)$$

Без учета шумов темнового тока на основании (7) и (9) общий уровень шума, входящий в (18) в квадратных скобках, определён как

$$\mathbf{i}^2_{\text{ш}}(\mathbf{0}) = \mathbf{i}^2_{\text{сх}} + \mathbf{2q} \mathbf{S}_\lambda \mathbf{M}^n \mathbf{B} \mathbf{I}_1 \mathbf{b}_{\text{вх}}(\mathbf{0}); \quad (19)$$

$$\mathbf{i}^2_{\text{ш}}(\mathbf{1}) = \mathbf{i}^2_{\text{сх}} + \mathbf{2q} \mathbf{S}_\lambda \mathbf{M}^n \mathbf{B} \mathbf{I}_1 \mathbf{b}_{\text{вх}}(\mathbf{1}). \quad (20)$$

Подставляя (19), (20) в (18), окончательно выразим \mathbf{P}_0 [2]

$$\mathbf{P}_0 = (\mathbf{0.5}/\mathbf{S}_\lambda \mathbf{M}) \{ (\mathbf{1+r})/(\mathbf{1-r}) \} \left[(\mathbf{1+r}) \mathbf{Q}^2 \mathbf{q} \mathbf{B} \mathbf{I}_1 \mathbf{M}^{n-2}/(\mathbf{1-r}) + \right. \\ \left. + \{ \mathbf{4r} (\mathbf{Q}^2 \mathbf{q} \mathbf{B} \mathbf{I}_1 \mathbf{M}^{n-2}/(\mathbf{1-r}))^2 + \mathbf{Q}^2 \mathbf{i}^2_{\text{сх}}/\mathbf{M}^2 \}^{1/2} \right]. \quad (21)$$

Это выражение позволяет определить оптимальные параметры ФПУ для получения минимального значения пороговой чувствительности. Из (21) следует, что коэффициент умножения \mathbf{M} влияет на соотношение вкладов шумов различных источников. Очевидно то, что в (21) должен существовать оптимальный коэффициент умножения соответствующий минимуму порога чувствительности при конкретных параметрах шумов ФПУ и схемы усиления. Отметим также сильное влияние на динамику пороговой чувствительности коэффициента ошибок \mathbf{Q} - увеличение требований ВОСС по ошибкам приводит к резкому возрастанию порога чувствительности.

Выяснение факторов, влияющих на величину \mathbf{P}_0 , на основании анализа (21) в компьютерном моделировании составляет основную часть заданий студенту.

Контрольные вопросы

1. Что понимается под фотоприёмным устройством с прямым детектированием?
2. Раскройте алгоритм расчета порога чувствительности в цифровой системе передачи данных.
3. Как на порог чувствительности ФПУ влияет изменение следующих параметров:
 - а) уменьшение шумов схемы усиления,
 - б) уменьшение коэффициента ошибок?
4. Каким критерием необходимо руководствоваться при выборе активного элемента схемы усиления? Обосновать критерий.
5. Для какого вида кода передачи был сделан расчет порога чувствительности ФПУ в данной работе?

Описание компьютерного эксперимента и методики работы с программой

Моделирующая программа осуществляет построение порога чувствительности P_0 цифровой системы передачи данных с ФПУ с непосредственным (или прямым) детектированием в зависимости от выбранного интервала информационно-пропускной способности B . Расчетной формулой является соотношение (21); все параметры модели скорректированы [1] и не требуют уточнений студентом. Однако при этом предусмотрен алгоритм случайного выбора конкретных параметров модели в компьютерной реализации (21) по шумовым параметрам схемы усиления. Данная акция осуществлена намеренно и моделирует обыденную ситуацию при разработке схем усиления, когда транзисторы одной партии имеют отклонение параметров от справочных на единицы и даже десятки процентов.

При начальной загрузке моделирующей программы (загружается она с командной строки DOS; имя файла **fpu.exe**) возникает краткая справка о возможностях программы с рекомендациями по проведению имитационного моделиро-

вания. Данная информация может быть при необходимости вызвана вновь в главном меню. После этого необходимо войти в “**меню ввода исходных параметров**” и после ввода необходимых в нем данных, вернувшись к “**главному меню**”, запустить программу. После построения зависимости P_0 от V , можно уточнить его значение P_0 по заданному значению величины V .

Для продолжения моделирования необходимо вернуться к “**главному меню**”, из него войти в “**меню ввода исходных параметров**”, и внести в нём необходимые изменения и, вернувшись в главное меню, вновь запустить программу и т.д.

Необходимо обратить особое внимание на способ ввода типа активного элемента схемы усиления. Такой ввод необходимо осуществлять **малыми (!)** латинскими буквами, при этом литере “**p**” соответствует вариант использования полевого транзистора, а “**b**”- соответственно- вариант с биполярным.

Зная величину r , можно определить пороговую величину V_{max} , если предположить, что ВОЛС реализована на градиентном волокне в котором (см. работу №1) преобладает межмодовая дисперсия. Расчетное соотношение зависимости V от r :

$$V_{max}(r) \approx 7.2 \sqrt{r} . \quad (22)$$

При завершении работы с программой, необходимо сообщить об этом преподавателю для уточнения вашего варианта моделирования! Помните, самостоятельный выход из программы в DOS поставит под сомнение полученные результаты имитационного моделирования!

Задание к работе

1. Получить зависимости порога чувствительности ФПУ P_0 от V для заданных значений параметра r , коэффициента ошибок Q и полученного из соотношения (22) V_{max} для значений M в диапазоне до 1000 единиц.

2. Построить зависимость порога чувствительности P_0 от коэффициента умножения носителей M для заданного значения информационно-пропускной

способности V_i со схемой усиления на полевом транзисторе.

3. Построить зависимость порога чувствительности P_0 от коэффициента умножения носителей M для заданного значения информационно-пропускной способности V_i со схемой усиления на биполярном транзисторе.

4. Оценить диапазон значений M , в котором шумы ФПУ преобладают над шумами схемы усиления.

5. Оценить диапазон значений M , в котором шумы схемы усиления преобладают над шумами ФПУ.

6. Сформулировать (по п.2,3 и п. 4,5) выводы о преимуществах и недостатках транзисторов двух типов.

Литература

1. Гауэр Дж. Оптические системы связи.- М.: Радио и связь, 1989. С. 348-353, 355-367, 372-374.

2. Шевцев Э.А. и др. Фотоприёмные устройства волоконно-оптических систем передачи.- М.: Радио и связь, 1992. С. 26-30, 106-117.

Лабораторная работа “Изучение факторов, влияющих на эффективность ввода оптического излучения в волокно

Введение

Развитие современной технологии привело к появлению волоконно-оптических систем связи (ВОСС), которые по ряду показателей превосходят все ранее существовавшие системы, уже потому, что такие системы обладают большей информационно-пропускной способностью. Однако в практической реализации волоконных каналов существует ряд трудностей, связанных, в первую очередь, с трудностью сращивания и ответвления волокон, затуханием оптического излучения в них (это приводит к усложнению аппаратуры за счет ввода в линию дополнительных ретрансляторов) и, конечно, невозможностью передачи больших оптических мощностей по волокну. Последнее вызывает необходимость ужесточения требований к источнику оптического излучения (светодиоду, полупроводниковому лазеру) и приёмнику излучения (фотодиоду). Здесь встаёт ещё одна проблема: не все излучение светодиода по ряду причин, которые будут рассмотрены подробнее далее, можно ввести в волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС). При этом говорят об **эффективности ввода оптического излучения** в ВОЛС. Эта характеристика (выраженная в процентах) определяет долю мощности, которую можно ввести в световод, из общей мощности оптического излучения светодиода.

Ниже в сжатой форме изложены факторы, влияющие на данную характеристику в ВОЛС, а учебно-исследовательскую часть компьютерного эксперимента составляет работа со специально созданной программой.

Процессы рекомбинации и люминисценция в полупроводнике

Рекомбинация электронов и дырок в полупроводниках может вызываться

несколькими независимыми конкурирующими процессами. Более важны для нас различия между излучательными и безызлучательными процессами рекомбинации. При безызлучательных переходах энергия рекомбинации нагревает кристалл. При излучательных- энергия рекомбинации преобразуется в кванты излучения с частотой ν , т.е. происходит люминесценция. Если рекомбинация происходит в несколько этапов, может излучаться несколько квантов с меньшей частотой.

На рис.1 схематически изображены несколько возможных процессов рекомбинации.

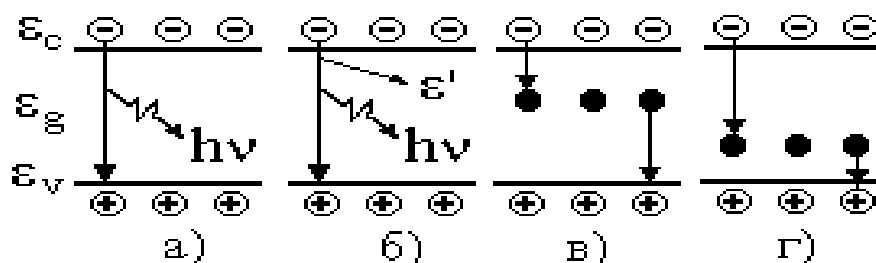


Рис.1. Механизмы рекомбинации.

Наибольший интерес для целей создания эффективных светодиодов представляет **прямой зона-зонный излучательный переход** (рис.1, а), т.к. энергия рекомбинации в этом случае расходуется только на образование кванта света $h\nu$. Возможен и вариант с образованием фонона с энергией ϵ' , как это показано на рис.1,б. В данном случае происходит нагрев кристалла, а энергия генерируемого фотона смещена в длинноволновую область спектра. Основные конкурирующие безызлучательные переходы идут через глубоко лежащие в запрещенной зоне ловушечные уровни (рис.1,в,г). Причиной появления этих ловушек могут быть примесные атомы, такие, к примеру, как золото, а также различного рода дислокации и дефекты кристаллической решетки, часто встречающиеся на поверхности полупроводника.

Прямозонные и непрямозонные полупроводники

Для достижения наибольшей экономичности источников света (светодиодов) необходимо добиваться максимального значения параметра $\eta_{\text{внутр}}$, называемого **внутренней квантовой эффективностью**. Он определяется отношением числа генерируемых фотонов к числу носителей заряда, пересекающих р-п переход. Ясно, что эта величина зависит от относительной вероятности излучательных и безызлучательных переходов. Эта вероятность, в свою очередь, зависит от структуры р-п перехода, примесных уровней в полупроводнике и от типа полупроводника.

Известно, что **Si, Ge, GaAs** и **GaP** - это непрямозонные полупроводники. В общем смысле это означает, что электрон, находящийся вблизи дна зоны проводимости, имеет импульс, отличающийся от импульса электрона, находящегося вблизи потолка валентной зоны.

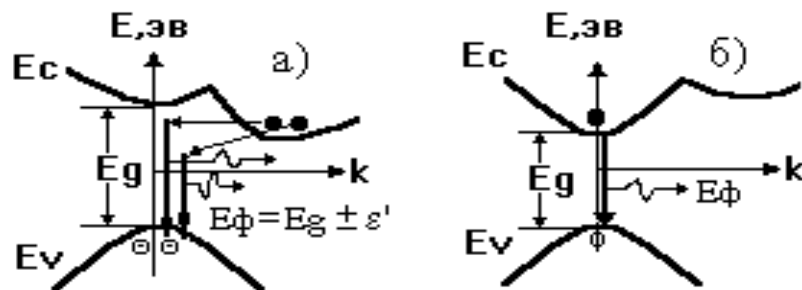


Рис.2. Схемы рекомбинации.

Это определение иллюстрирует рис.2,а, из которого видно, что в данном случае зона-зонный переход возможен только при условии компенсации импульсов электронов. Она может происходить, если при рекомбинации излучается фотон высокой энергии, при этом происходит компенсация импульсов и генерируется фонон. Ещё более трудно выполнимым оказывается условие одновременности этих двух процессов, что приводит к снижению вероятности именно такого рекомбинационного перехода. Таким образом, в непрямозонных полупровод-

никах преобладают безызлучательные переходы, поэтому внутренняя квантовая эффективность мала.

Существуют и другие полупроводниковые материалы, которые могут иметь прямую запрещенную зону, как показано на рис. 2, б. В данном случае электроны валентной и зон проводимости имеют близкие импульсы, потому высока вероятность прямых излучательных переходов и, следовательно, высока внутренняя квантовая эффективность.

Внутренняя квантовая эффективность и ее характерные зависимости

Очевидно, что в полупроводнике процессы излучательной и безызлучательной рекомбинации конкурируют. Оба эти вида рекомбинации влияют на внутреннюю квантовую эффективность и характеризуются определенной вероятностью и характерным временем. Пусть в области р-типа скорость рекомбинации избыточных электронов в единице объема определена как

$$-dn/dt = (n - n_{p0}) / \tau_p, \quad (1)$$

где n_{p0} - некоторая равновесная концентрация дырок, а τ_p - характерное время рекомбинации дырок. Для отдельного рассмотрения излучательных и безызлучательных переходов положим

$$-dn/dt = -(dn/dt)_{изл} - (dn/dt)_{безызл}, \quad (2)$$

предположив, что скорость потери носителей вследствие излучательной рекомбинации есть

$$-(dn/dt)_{изл} = (n - n_{p0}) / \tau_{изл}, \quad (3)$$

а скорость потери носителей вследствие безызлучательной рекомбинации составляет

$$-(dn/dt)_{безызл} = (n - n_{p0}) / \tau_{безызл}. \quad (4)$$

Параметры $\tau_{изл}$, $\tau_{безызл}$ можно рассматривать как времена жизни неосновных носителей, обусловленные излучательной и безызлучательной рекомбинацией.

Отметим, что

$$1/\tau_p = (1/\tau_{\text{изл}}) + (1/\tau_{\text{безызл}}) . \quad (5)$$

Исходя из физического смысла (3) и (4), можно заключить, что **внутренняя квантовая эффективность** материала определяется выражением

$$\eta_{\text{внутр}} = (dn/dt)_{\text{изл}} / (dn/dt) = 1 / (1 + \tau_{\text{изл}} / \tau_{\text{безызл}}) . \quad (6)$$

Следовательно, для повышения эффективности источника излучения необходимо добиваться снижения отношения $\tau_{\text{изл}} / \tau_{\text{безызл}}$. В общем смысле эффективность $\eta_{\text{внутр}}$ также может быть определена через отношение вероятностей излучательных и безызлучательных переходов, а также через отношение скорости генерации фотонов к скорости, с которой носители инжектируются в p/n переход. Таким образом, общая мощность оптического излучения Φ зависит от внутренней квантовой эффективности

$$\Phi = \eta_{\text{внут}} (I/e) \epsilon_{\text{ф}} , \quad (7)$$

где $\epsilon_{\text{ф}}$ - энергия генерируемого фотона, I - ток через p-n переход, e - заряд электрона.

Примесные атомы, дислокации и дефекты кристалла приводят к увеличению вероятности безызлучательной рекомбинации и как следствие - к снижению $\eta_{\text{внут}}$. Вероятность данного процесса прямо пропорциональна концентрации дефектов в кристалле. В случае использования прямозонных полупроводников, величина $\eta_{\text{внут}}$ находится в пределах 0.4...0.75 [1].

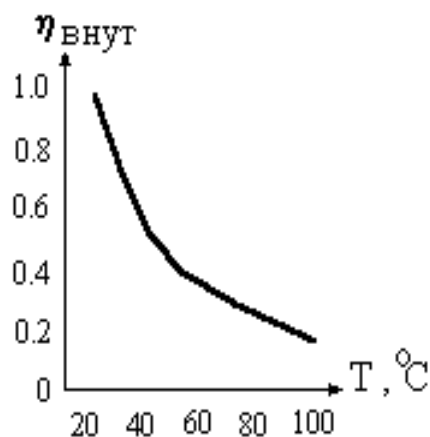


Рис. 3.

Необходимо заметить, что $\eta_{\text{внут}}$ является зависимой и от температуры [2]. Хотя для разных материалов рост температуры приводит как к возрастанию (из-за прямой зависимости тока инжекции от температуры), так и к убыванию $\eta_{\text{внут}}$ (вследствие возрастания скорости безызлучательной рекомбинации), но чаще всего рост температуры уменьшает $\eta_{\text{внут}}$. К примеру, в светодиодах на кристаллах GaP снижение $\eta_{\text{внут}}$ с ростом температуры носит слабый экспоненциальный характер (рис.3) и составляет вблизи температуры 300 К приблизительно 1 % на 1° температуры, т.е. $1/\eta^0_{\text{внут}}(\Delta\eta_{\text{внут}}/\Delta T)=0.01$.

Внешняя квантовая эффективность

Получение высокой внутренней квантовой эффективности ещё недостаточно для достижения высоких параметров полупроводникового источника оптического излучения. Дело в том, что не все излучение способно выйти из светодиода. Поэтому вводят понятие **внешней квантовой эффективности** $\eta_{\text{внеш}}$. Этот параметр определяется отношением числа фотонов, вышедших из полупроводника, к числу носителей, прошедших через p-n переход. Четыре основных эффекта приводят к тому, что $\eta_{\text{внеш}}$ всегда меньше $\eta_{\text{внут}}$. Во-первых, излучение выходит из полупроводника через границу поверхностей полупроводник-воздух

(т.е. происходит переизлучение). Во-вторых, только та часть излучения, которая подходит к поверхности под углом меньше критического Θ_c , может выйти из полупроводника (назовем это ограничением поверхностного допустимого угла). В-третьих, часть этого излучения отражается от границы поверхностей полупроводник-воздух (это принято называть френелевским отражением). Наконец, происходит поглощение излучения в самой толще светодиода. Наглядно эти процессы иллюстрирует рис. 4.

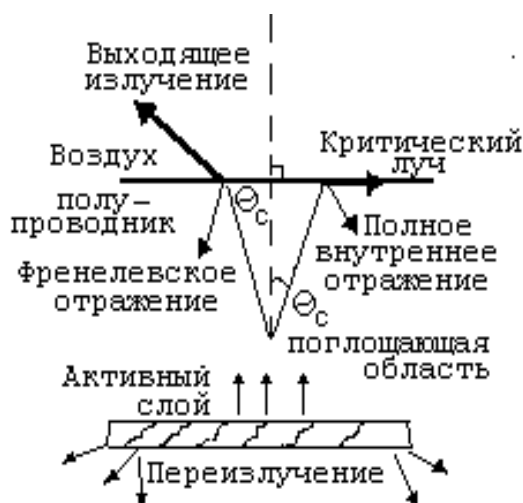


Рис. 4.

Рассмотрим светодиод в виде прямоугольного параллелепипеда (рис.5). Свет, генерируемый в области р-п перехода, равномерно излучается в телесном угле 4π стер.



Рис. 5

Однако из-за большой разности показателей преломления полупроводника и воздуха из диода может выйти только малая часть света, которая падает на границу раздела полупроводник-воздух под углом, большим критического Θ_c , рав-

ного

$$\Theta_c = \arcsin(n^{-1}), \quad (8)$$

где n -отношение показателей преломления полупроводника и воздуха. Для излучения, вышедшего из диода и удовлетворяющего (8), коэффициент пропускания по интенсивности равен

$$T = 4n(1+n)^{-2}. \quad (9)$$

В установившемся режиме величина плотности световой энергии определяется балансом между скоростью генерации света в диоде, с одной стороны, и скоростями объёмного поглощения, поглощения непрозрачными участками поверхности, прохождения света через прозрачные её участки, с другой стороны.

Таким образом, величину $\eta_{\text{внеш}}$ можно оценить как

$$\eta_{\text{внеш}} = \eta_{\text{внут}} \{1/[1 + \beta f/T(1-f) + 4\alpha V/TA(1-f)]\}, \quad (10)$$

где V -объём излучающего кристалла, f -доля непрозрачной поверхности, α -коэффициент поглощения, T -коэффициент пропускания прозрачной части поверхности, β - средние потери на внутреннее отражение.

Конструкции светодиодов для ВОЛС

Рассмотрим наиболее распространённые конструкции светоизлучающих диодов [1] в аппаратуре оптической связи, в частности, диод с небольшой излучающей поверхностью и высокой яркостью. Схема его устройства показана на рис.6. Такая конструкция, разработанная исследователем Баррасом, хорошо приспособлена для систем оптической связи. Из сравнения с обычным светодиодом видно, что здесь излучающая поверхность

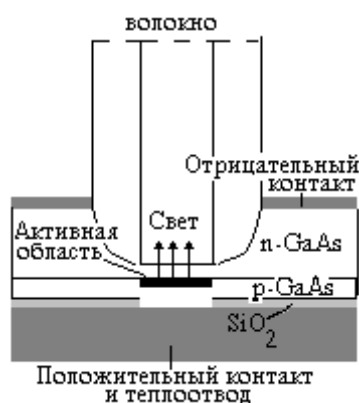


Рис. 6.

расположена ближе к подложке. Тем самым удаётся свести к минимуму расстояние между активным слоем и излучающей поверхностью, что значительно уменьшает поглощение оптического излучения. Изолирующий оксидный слой отделяет положительный контакт от полупроводника по всей площади, кроме светоизлучающей области. В конструкции диода Барраса особое внимание уделено охлаждению активного слоя за счет близости его к поглотителю тепла, что позволяет реализовать высокие плотности тока инжекции без опасения перегрева и сохранить высокую квантовую эффективность, а также ограничить спектральный состав излучения. Кроме того, можно привести примеры диодов, дополненных линзовыми устройствами (рис.7), за счет которых эффективность связи источника с волокном увеличена по сравнению с обычной конструкцией диода Барраса (**Barrus**- type light-emitting diode.).



Рис. 7.

Низкая эффективность ввода излучения в системе светодиод-волокно может быть улучшена, если удаётся уменьшить потери на френелевское отражение. Один из оригинальных способов осуществления этого показан на рис.8.

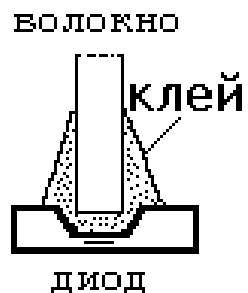


Рис. 8.

Здесь диод соединен с волокном клеем, имеющим коэффициент преломления n_a , близкий к коэффициенту преломления материала волокна. Кроме того, поверхность диода просветлена пленкой диэлектрического материала, например, корунда ($n=1.76$). Такая акция даёт увеличение связи источника с волокном примерно до 50 % .

Эффективность ввода оптического излучения в волокно

Достижение высоких значений внутренней и внешней квантовой эффективности источника оптического излучения ещё недостаточно для реализации систем, содержащих ВОЛС, т.к. возникает проблема эффективной передачи этого излучения в волокно. Необходимо, чтобы в него попало по возможности максимальное количество света, а потери были бы минимальны. С этой целью прибегают к согласующим линзовым устройствам (рис.7.), которые фокусируют оптическое излучение в сердцевину волокна, тем самым увеличивая эффективность ввода оптического излучения в него. Однако, как показано в [3], такие устройства вносят заметные потери в систему “источник-линза-волокно”, называемые конструктивными. Поэтому даже введением согласующей линзы не всегда удаётся повысить эффективность ввода и, более того, его можно даже ухудшить (!). Следовательно, линзовое устройство должно быть таким, чтобы согласование было максимальным, а конструктивные потери, которые линза вносит, были как можно меньше. Таким требованиям удовлетворяет **стержневая линза** [3] (рис. 9.), которая шире распространена при создании согласующих устройств, нежели линзы, показанные на рис. 7.

В отличие от обычной линзы, поверхности которой с обеих сторон криволинейны, стержневая линза имеет цилиндрическую форму с плоскими торцевыми поверхностями, а свойства линзы как таковой сформированы в ней за счет созданного распределения коэффициента преломления (симметрично оптической) оси вдоль радиуса по квадратичному закону:

$$n(\mathbf{r})=n_0(1-g^2r^2)\cong n_0(1-1/2 g^2r^2), \quad (11)$$

где \mathbf{g} -параметр фокусировки, мм^{-1} , характеризующий крутизну профиля коэффициента преломления.

Из уравнения траектории лучей в данной линзе $d^2\mathbf{r}/dz^2=-g^2 r^2$ следует, что траектория светового луча внутри стержневой линзы имеет синусоидальную

форму. Шаг P этой траектории равен $2\pi/g$ и является основным параметром линзы. Стержневые линзы чаще всего бывают длиной $L = P/4$ и $L = P/2$ (3..6 мм).



Рис. 9.

Стержневые линзы (рис. 9) нашли широкое применение в коллиматорных системах, а также в системах формирования изображения, которые, фокусируя лучи полупроводникового лазера, согласуют его с оптическим волокном. В последнем случае, подбирая длину стержневой линзы и расстояния L_1 и L_2 , можно повысить эффективность световой связи. Если при этом удаётся **согласовать диаграмму направленности источника с апертурными углами волокна и сфокусировать изображение источника в сердцевину волокна**, то эффективность связи источника с волокном рассчитывается по формуле

$$\eta_{\text{связи}} = (S_{\text{ист}} / S_{\text{серд}}) * K_{\text{пот}}, \quad (12)$$

где $S_{\text{ист}}$ - площадь излучающей поверхности светодиода, $S_{\text{серд}}$ - площадь сердцевины волокна, $K_{\text{пот}}$ - конструктивный коэффициент потерь ($K_{\text{пот}} < 1$).

Оптимизационный поиск максимума $\eta_{\text{связи}}$ составляет нетривиальную часть задания студенту. Следует помнить, что формула (12) справедлива только в том случае, если строго выполняется выделенное выше жирным шрифтом условие.

Контрольные вопросы

1. Используя зонную диаграмму (рис. 2), объяснить механизмы люминесценции в случае прямозонных и непрямозонных переходов в полупроводниках.

2. Что такое внутренняя квантовая эффективность?
3. Перечислить факторы:
 - а) ухудшающие внутреннюю квантовую эффективность,
 - б) улучшающие внутреннюю квантовую эффективность,- с точки зрения процессов, происходящих в полупроводнике при инжекции н.н.з. в p-n переход?
4. Что такое внешняя квантовая эффективность?
5. Перечислить эффекты, ухудшающие внешнюю квантовую эффективность.
6. Какую роль в конструкции диода Барраса играет прослойка SiO_2 ?
7. Что мы понимаем под термином эффективность ввода оптического излучения источника (светодиода) в волокно?
8. Раскрыть алгоритм согласования светодиода с волокном с помощью стержневой линзы.

Описание компьютерного эксперимента

Компьютерный эксперимент имитирует процесс согласования оптического излучения светодиода с волокном посредством стержневой линзы, установка которой между светодиодом (полупроводниковым лазером) и волокном (рис. 9) повышает эффективность ввода оптического излучения в волокно по сравнению с вариантом совмещения светодиода и волокна “встык”. Увеличение эффективности ввода описывается формулой (12) при условии согласования апертурного угла волокна с диаграммой направленности светодиода во взаимортогональных плоскостях (назовём это условием согласования углов), а также переноса изображения источника в сердцевину волокна. Данное условие достигается подбором длины линзы, её диаметра и расстояний L_1 и L_2 (последнее условие назовём условием согласования расстояний).

В ходе компьютерного эксперимента пользователь имеет возможность оперировать десятью параметрами, которые имеют свои типичные конструктивные ограничения, указанные в скобках:

1. Размер источника излучения (50...200 мкм).
2. Размер сердцевины волокна (5...30 мкм).
3. Диаметр линзы (100...250 мкм).
4. Длина линзы (200...500 мкм)
5. Параметр фокусировки g (200...500 мкм⁻¹).
6. Диаграмма направленности светодиода в SS направлении (20...35 гр).
7. Диаграмма направленности светодиода в \wedge направлении (25...40 гр).
8. Расстояние L_1 (10...100 мкм).
9. Расстояние L_2 (30...150 мкм).
10. Апертурный угол волокна (15...30 гр).

В ходе имитационного моделирования необходимо, во-первых, строго выполнить условие соблюдения допустимых конструктивных параметров. Во-вторых, необходимо, чтобы световые лучи не выходили за апертуру линзы и не фокусировались в пределах самой линзы. Расчетными в моделирующей программе выступают: параметры в пунктах 8, 9, коэффициент связи (эффективность ввода), наличие согласования углов и расстояний.

Так как ширина диаграммы направленности источника излучения во взаимортогональных плоскостях различна, то строго выполнить условие согласования углов и расстояний не удаётся. Поэтому критерием корректности расчета выступает степень согласования углов и расстояний не меньшая, чем 90 %. Если это условие выполнено, то на экран выводится значение коэффициента связи (эффективности ввода); в противном случае этого не происходит и необходимо, вернувшись к главному меню, изменить исходные параметры.

Под упоминавшимся условием согласования расстояний понимается попадание светового луча источника, прошедшего через стержневую линзу, в сердцевину волокна. Достижение условия согласования расстояний в программе осуществляется подбором расстояний L_1 и L_2 .

Под введённым ранее условием согласования углов понимается фокуси-

ровка оптического излучения в пределах апертурного угла волокна. Выполнение условия согласования углов можно осуществить подбором длины стержневой линзы L (в п. 2 задания) или параметром фокусировки g в п. 3.

Моделирование можно считать законченным, если удалось найти такие параметры стержневой линзы (её длину и (или) параметр фокусировки), при которых наблюдается максимум коэффициента связи, причем достигнуто не менее, чем 90-процентное согласование углов и расстояний в пределах заданных ограничений десяти конструктивных параметров.

Отчет по результатам моделирования оформляется согласно требованиям преподавателя с обязательным указанием данных расчета и выводами.

Имя файла рабочей программы **STLINZA.exe**, он загружается с командной строки DOS.

Задание и рекомендации по выполнению компьютерного эксперимента

1. Оценить диапазон значений расстояния L_1 (с учетом того требования, что световые лучи источника не должны выходить за апертуру линзы), зная размер источника излучения, ширину его диаграммы направленности во взаимортогональных плоскостях и диаметр линзы. Исходные параметры задаются преподавателем.
2. С помощью моделирующей программы при заданном параметре фокусировки g путём изменения длины линзы L и расстояний L_1 и L_2 найти и указать (в отчете) все конструктивные параметры линзы, при которых максимален коэффициент связи оптического излучения источника с волокном. Расчетные значения не должны выходить за установленные пределы конструктивных параметров. Необходимо оценить диапазон разброса искомых параметров L , L_1 и L_2 , при которых выполняется условие 90-процентного согласования углов и расстояний, а коэффициент связи максимален. В отчете найденные параметры указать с полученными допусками. Исходные параметры задаются преподавателем.

3. С помощью моделирующей программы при заданной длине линзы L путём изменения параметра фокусировки g и расстояний L_1 и L_2 найти и указать (в отчете) все конструктивные параметры линзы, при которых максимален коэффициент связи оптического излучения источника с волокном. Расчетные величины не должны выходить за пределы конструктивных параметров. Следует оценить диапазон разброса искомых параметров g , L_1 и L_2 , при которых выполняется условие 90-процентного согласования углов и расстояний, а коэффициент связи максимален. В отчете найденные параметры указать с полученными допусками. Исходные параметры задаются преподавателем.

4. Оформить отчет по работе.

Литература

1. Гауэр Дж. Оптические системы связи.- М.: Радио и связь, 1989. С. 212-215, 218-232.
2. Берг А. Светодиоды.- М.: Мир, 1979. С. 547-553.
3. Окоси Т. Волоконно-оптические датчики.- Л.: Энергоатомиздат, 1991. С. 108-115.