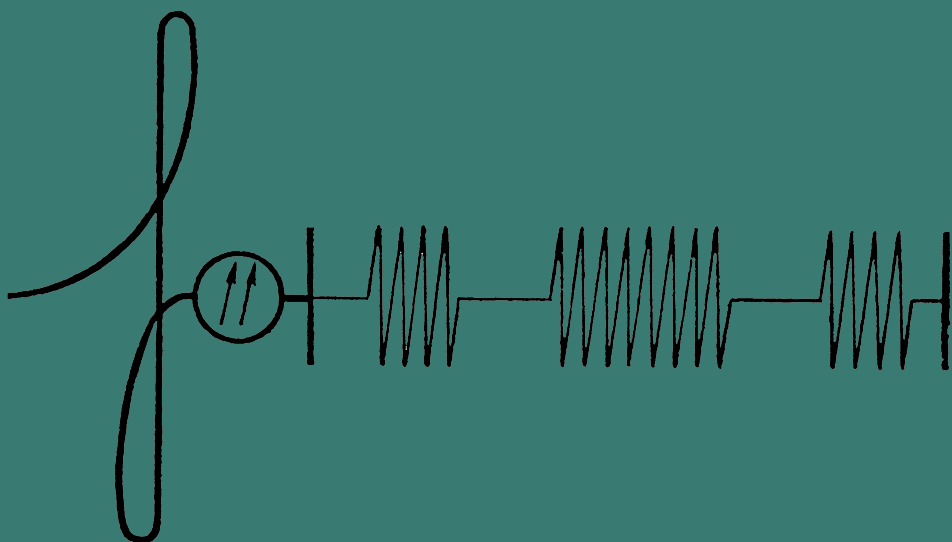


Э.А. Шевцов  
М.Е. Белкин

# ФОТОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

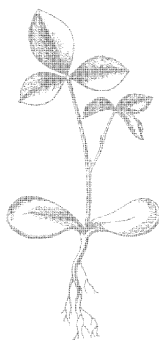
ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ  
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ



Э.А. Шевцов  
М.Е. Белкин

# ФОТОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ  
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ



Scan AAW



Москва  
«Радио и связь»  
1992

ББК 32.883  
Ш37  
УДК 621.383.52

Рецензент А. Г. Шереметьев

Редакция литературы по радиотехнике и электросвязи

**Шевцов Э. А., Белкин М. Е.**

**Ш37** Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи. — М.: Радио и связь, 1992. — 224 с.: ил.  
**ISBN 5-256-00993-1.**

Рассматриваются основные параметры и структуры фотоприемных устройств (ФПУ), искажения сигналов, шумы элементов ФПУ — фотодиодов, биполярных и полевых транзисторов. Излагаются вопросы теоретического ограничения пороговых свойств ФПУ, проектирования входных каскадов предварительных усилителей, применения противозумовой коррекции, измерения параметров ФПУ.

Для инженерно-технических работников, занятых разработкой и эксплуатацией волоконно-оптических линий связи. Может быть полезна студентам вузов связи.

**Ш** 2303040100-018 101-92  
046(01)-92

**ББК 32.883**

**ISBN 5-256-00993-1**

© Шевцов Э. А., Белкин М. Е., 1992

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) вызвало необходимость подготовки специалистов в этой области. Такая подготовка начинается проводиться в вузах, большинство же связистов вынуждено самостоятельно осваивать технику оптического диапазона. В нашей стране издано довольно много книг по оптической связи (например, [1—3, 6—12]), однако в них относительно небольшое внимание уделяется фотоприемным устройствам. Предлагаемая книга рассчитана на широкий круг читателей, в первую очередь специалистов по электрической связи, занимающихся переподготовкой самостоятельно или в рамках системы повышения квалификации. Книга также может быть полезной студентам старших курсов вузов связи, выполняющих курсовое и дипломное проектирование, и специалистам по оптической связи. При отборе материала использован опыт чтения лекций в Народном университете при Московском институте связи и руководства дипломным проектированием.

Книга содержит систематическое описание вопросов, связанных с принципом действия, структурой, параметрами, характеристиками фотоприемных устройств систем некогерентной и когерентной связи, их основных компонентов, а также рекомендации по проектированию. В работе принят двухуровневый способ изложения: при первом знакомстве с материалом можно опустить четвертую главу, посвященную теоретическим ограничениям порога чувствительности. Материал главы окажется более интересным при последующих этапах изучения.

В основу книги положены публикации, большинство из которых вышло в последнее десятилетие, в частности классические работы С. Д. Персонака, а также результаты исследований авторов. Рассмотрение энергетических соотношений во входной цепи, использование более полной эквивалентной схемы фотодиода и  $S$ -параметров позволили получить универсальную методику расчета приемных оптических модулей. Во время подготовки рукописи к печати в издательстве «Мир» вышел русский перевод книги под редакцией У. Тсанга [32], также предназначенной для разработчиков фотоприемных устройств.

Главы 1—4 (§ 4.1—4.4) и 5 написаны Э. А. Шевцовым, гл. 4 (§ 4.5 и 4.6), 6, 7 — М. Е. Белкиным. Введение написано авторами совместно. Авторы благодарны коллегам, оказавшим помощь в сборе материала и принявшим участие в обсуждении разделов рукописи.

## Введение

Применение волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) позволяет экономить дефицитные материалы (медь, свинец), работать без специальной экранировки в условиях электромагнитных помех и передавать большой объем информации с высокой скоростью (единицы, десятки гигабит в секунду). Волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС) характеризуется такой же стабильностью параметров среды распространения, как линия проводной связи. Участок связи современной ВОЛС имеет длину такого же порядка, что и участок линии радиорелейной связи, но отличается возможностью увеличения пропускной способности.

Простейшая структурная схема ВОСП состоит из трех элементов: оптического передающего устройства (ОПУ), волоконно-оптического кабеля и фотоприемного устройства (ФПУ). В ОПУ передаваемый электрический сигнал преобразуется в оптический, который распространяется в ВОК. В ФПУ оптический сигнал снова преобразуется в электрический, усиливается и проходит соответствующую обработку.

Информация передается в различных диапазонах оптического спектра. Выбор рабочего диапазона определяется затуханием световодов, наличием эффективных источников и приемников излучения. В существующих системах используются диапазоны длин волн в районе 0,85; 1,3 и 1,55 мкм. Диапазоны указаны в порядке уменьшения затухания световодов, и на волне 1,55 мкм затухание составляет всего 0,2 дБ/км.

С целью увеличения пропускной способности световода используется одновременная передача в разных участках оптического спектра — так называемый метод передачи со спектральным разделением каналов (СРК). Каналы вводятся в линию с помощью специального устройства — мультиплексора, а разделяются с помощью демультиплексора. Минимальный интервал длин волн между соседними каналами зависит от скорости передачи, качества мультиплексора и демультиплексора, ширины спектра излучателя, требований к переходным помехам.

Внедрение световодных систем позволит расширить число услуг, предоставляемых абонентам, создать интегральную сеть обслуживания. С помощью ВОСП может быть организована телефонная и видеотелефонная связь, передача программ телевидения и звукового вещания, связь между ЭВМ.

Сеть оптической связи может строиться на основе различных сетевых структур: сетки, звезды, кольца, последовательной сети. Соединение сетей обычно осуществляется с помощью магистраль-

ных ВОЛС с высокой пропускной способностью. При передаче информации по магистральным цифровым линиям форма, уровень и тактовая частота передаваемого сигнала восстанавливаются с помощью регенератора, в состав которого входят фотоприемное устройство, видеорегенератор и оптический передатчик. При этом важным технико-экономическим показателем является длина усилительного или регенерационного участка, которая зависит от характеристик передатчика, ВОК и фотоприемного устройства.

Способы передачи и приема сигналов в ВОСП в большой мере определяются параметрами применяемых компонентов. Основными источниками излучения в ВОСП являются полупроводниковые лазеры (ПЛ). Спектр излучения ПЛ может содержать несколько спектральных линий (мод). Ширина одной спектральной линии ПЛ составляет 100 МГц и более, причем чем она шире, тем меньше время когерентности оптического сигнала<sup>1</sup>. Колебание с широкой спектральной линией аналитически можно представить в виде синусоиды со случайно изменяющимися фазой и амплитудой. В обычных полупроводниковых лазерах уровень флуктуаций фазы на много порядков превышает уровень амплитудных флуктуаций, в связи с чем для передачи информации с требуемой верностью используют амплитудную модуляцию, которую принято называть модуляцией по интенсивности излучения.

Цифровая передача обычно происходит с помощью бинарной ИКМ. При аналоговой передаче информационный сигнал модулирует поднесущую частоту, как правило, СВЧ диапазона, которая, в свою очередь, управляет мощностью излучателя. Прием во всех случаях осуществляется с помощью фотоэлектрических полупроводниковых приемников излучения (ФЭПП), преобразующих энергию колебаний оптического диапазона в электрическую энергию. Электрический сигнал усиливается до необходимого уровня усилителем низкой частоты (УНЧ).

Структурная схема используемого в современных ВОСП приемника показана на рис. В.1, а. В радиотехнике такой приемник называется приемником прямого усиления, однако в оптической связи более устоявшимся названием является «приемник с прямым детектированием».

Появление ПЛ, в котором приняты специальные меры для сужения спектральной линии, создало условия для развития систем когерентной связи (СКС). Данный термин требует некоторого пояснения, поскольку в состав СКС включены также системы с некогерентной обработкой информационных сигналов в гетеродинном приемнике. Существует мнение [80, 81], что термин «когерентная» в таких системах просто указывает на высокие требования к

---

<sup>1</sup> Время когерентности характеризует корреляцию фаз процесса излучения в некоторой точке пространства в разные моменты.

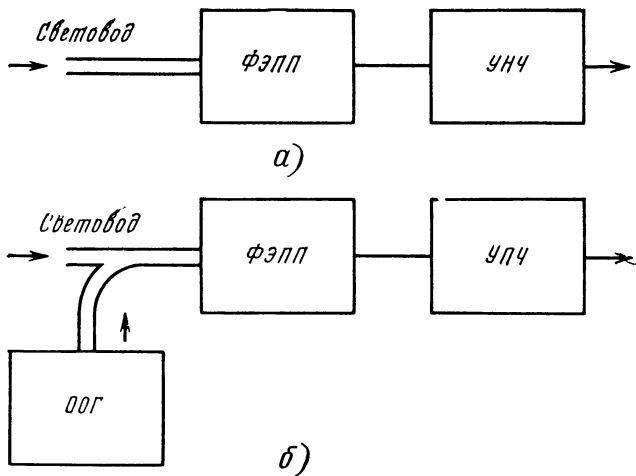


Рис. В.1. Структурные схемы некогерентного (а) и когерентного (б) приемников

временной когерентности используемых оптических генераторов и пространственной когерентности смешивающихся в приемнике принятого и опорного оптических сигналов. Так или иначе название «оптическая когерентная связь» повсеместно используется в литературе, поэтому мы будем также его придерживаться.

Для передачи информации в цифровой и аналоговой форме в СКС применяется как амплитудная, так и угловая модуляция. Модулированный оптический сигнал распространяется по обычному одномодовому волоконному световоду (ОВС) или по ОВС с устойчивой поляризацией. Прием осуществляется с помощью гетеродинного или гомодинного метода. На рис. В.1, б показана структурная схема когерентного приемника. На вход ФЭП вместе с сигналом поступает излучение оптического опорного генератора (ООГ)—лазера с узкой спектральной линией. Результирующий фототок пропорционален квадрату амплитуды поля. После детектирования в спектре тока появляется составляющая разностной частоты колебаний сигнала и гетеродина. Дальнейшее усиление происходит в усилителе промежуточной частоты (УПЧ). В том случае, когда промежуточная частота отлична от нуля, говорят о гетеродинном приеме, когда она равна нулю, приемник называют гомодинным.

В настоящее время в оптическом диапазоне повсеместно используются системы передачи с прямым детектированием (ВОСПД). Их развитие идет по пути повышения пропускной способности за счет увеличения информационной скорости и спектрального разделения каналов, по пути увеличения длины участка

связи, в основном за счет использования ОВС, обладающих малой дисперсией, перехода в спектральный диапазон 1,5 мкм с низким затуханием кварцевых ОВС, применения лазеров с высокой стабильностью спектра излучения (что позволяет ослабить влияние дисперсии на форму распространяющихся в ОВС импульсных сигналов), совершенствования техники сращивания и улучшения эффективности ввода в ОВС излучения полупроводникового лазера, повышения чувствительности ФПУ.

С начала 80-х гг. интенсивно исследуются СКС. Рассмотрим некоторые преимущества оптических СКС по сравнению с ВОСПД:

1. Повышение чувствительности приема за счет применения гетеродинного или гомодинного детектирования, помехоустойчивых видов модуляции (ЧМ, ФМ) и когерентных методов демодуляции, что позволяет увеличить длину регенерационного участка в магистральных системах связи или число отводов в локальных и абонентских сетях связи. Расчеты предсказывают, что порог чувствительности может быть улучшен на 15...20 дБ. При этом длина регенерационного участка в диапазоне 1,5 мкм может достигать нескольких сотен километров.

2. Повышение пропускной способности системы передачи за счет применения частотного разделения каналов (ЧРК) в оптическом диапазоне с переносом операций разделения каналов в радиочастотный диапазон, что в сочетании с уже используемым в ВОСПД методом СРК позволяет реализовать системы связи со сверхбольшой пропускной способностью. Поясним это на численном примере. Если в третьем окне прозрачности кварцевого ОВС (в районе 1,5 мкм, что примерно соответствует 200 ТГц ( $2 \cdot 10^{14}$  Гц)) с самым низким затуханием выбрать спектральную

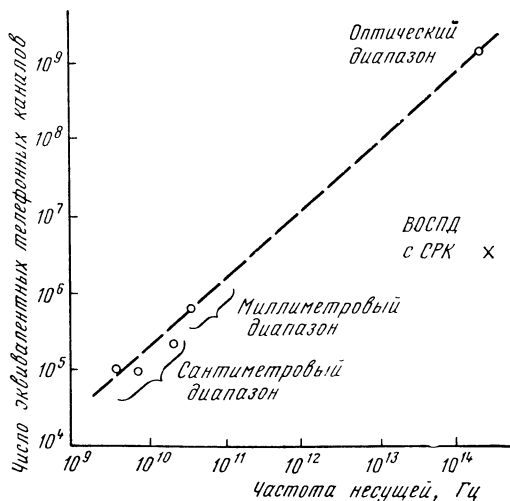


Рис. В.2. Зависимость пропускной способности системы передачи от несущей частоты



полосу шириной 0,1 мкм (например, 1,47 ... 1,57 мкм), что соответствует полосе частот 15 ТГц, то в этой полосе можно передать примерно  $10^9$  эквивалентных телефонных каналов, что значительно превышает пропускную способность систем связи сантиметрового и миллиметрового диапазонов (рис. В.2). Для сравнения можно отметить, что в этой спектральной полосе умещается не более десяти ВОСПД с СРК, поэтому даже при скорости передачи в каждом оптическом канале 1,2 Гбит/с пропускная способность составляет примерно  $3 \cdot 10^6$  эквивалентных телефонных каналов.

3. Возможность выбора одного канала в многоканальной СКС с ЧРК за счет плавной или ступенчатой перестройки частоты излучения оптического гетеродина приемника, как это делается, например, в сетях телевизионного вещания, что позволяет осуществить принципиально новые формы построения и функционирования волоконно-оптических сетей связи.

4. Возможность создания цифровой системы связи с так называемым гибридным линейным трактом за счет применения в промежуточных усилительных пунктах прямой ретрансляции сигналов в оптическом диапазоне с помощью оптических усилителей, что позволяет значительно увеличить длину регенерационного участка в цифровых системах передачи. Такие линейные тракты активно исследовались в начале 70-х гг. в основном для так и не нашедших применения на магистральных линиях волноводных систем связи миллиметрового диапазона. В данном случае они также применимы, поскольку в оптических СКС линейный сигнал является спектрально-согласованным.

5. Возможность выравнивания группового времени передачи в усилителе промежуточной частоты радиочастотного диапазона, что осуществляется гораздо проще, чем в оптическом диапазоне.

К недостаткам оптических СКС помимо очевидного усложнения структурной схемы ФПУ (см. гл. 1) можно отнести предъявление значительно более жестких требований к долговременной (температурные уходы, изменения тока накачки) и кратковременной (амплитудные и фазовые шумы) стабильности полупроводниковых лазеров, которые используются в качестве задающего генератора в оптическом передающем устройстве и в опорном генераторе гетеродинного (гомодинного) ФПУ. Кроме того, СКС гораздо более критичны к различным шумам и искажениям в линейном тракте и имеют тенденцию к усилению паразитных эффектов. Тем не менее уже нет сомнений, что во многих случаях их достоинства превосходят недостатки.

Фотоприемные устройства ВОСПД и СКС входят в состав регенераторов и оконечных станций. Требования к ФПУ устанавливаются с учетом специфики каждой системы передачи, однако можно сформулировать общие требования, характерные для большинства систем.

Во-первых, ФПУ должно обеспечивать заданное качество приема сигнала при минимально возможном уровне входной мощности. Удовлетворение этого требования позволит увеличить длину участка связи при фиксированной мощности передатчика или при той же длине снизить необходимую мощность передатчика. Уменьшение мощности передатчика, в свою очередь, создаст предпосылку для увеличения срока службы лазера — самого ненадежного элемента ВОСП.

Во-вторых, ФПУ должно сохранять требуемое качество приема при изменении уровня входного сигнала. Изменение уровня может быть названо использованием в линии световодов разной длины, наличием отводов и изменением затухания сигналов, прошедших разные расстояния (например, в кольцевой сети), уменьшением мощности оптического передатчика.

В-третьих, приемное устройство должно обеспечить длительную надежную работу в условиях окружающей среды. Работоспособность ФПУ должна сохраняться при изменении влажности и температуры. Особенно велики требования к надежности устройств, доступ к которым затруднен или невозможен, например в подводных системах связи.

В-четвертых, ФПУ должно позволить осуществить стыковку с каналом образующей или другой оконечной аппаратурой.

В-пятых, потребляемая от источника питания мощность должна быть по возможности малой, необходимая стабильность питающего напряжения невысокой.

Режимы работы ФПУ ВОСП существенно отличаются от режимов ФПУ, применяемых в атмосферной связи или оптической локализации. Главное отличие состоит в стабильности канала и отсутствии фоновой засветки. Вместе с тем в ВОСП возникают специфические помехи, связанные с распространением сигналов по световодам.

Техника фотоприемных устройств развивается в направлениях повышения быстродействия, освоения новых спектральных диапазонов, совершенствования технологии изготовления, конструкции и улучшения основных параметров в соответствии с приведенными требованиями. Эти вопросы освещены в данной книге наряду с описанием методов расчета и проектирования элементов и узлов ФПУ.

## **СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

- АРУ — автоматическая регулировка усиления  
БТ — биполярный транзистор  
ВОЛС — волоконно-оптическая линия связи  
ВОСП — волоконно-оптическая система передачи  
ВОСПД — волоконно-оптическая система передачи с прямым дегектированием  
ВТЧ — выделитель тактовой частоты  
ЛФД — лавинный фотодиод  
ОВС — одномодовый волоконный световод  
ОГС — оптическое гибридное соединение  
ООГ — оптический опорный генератор  
ПОУ — предварительный оптический усилитель  
ПРОМ — приемный оптический модуль  
ПТ — полевой транзистор  
ПЧ — промежуточная частота  
ПЭУ — предварительный электрический усилитель  
РУ — резонансный усилитель, решающее устройство  
СКС — система когерентной связи  
УБВ — усилитель бегущей волны  
ФПУ — фотоприемное устройство  
ЦСП — цифровая система передачи

## ГЛАВА 1.

### Структура и основные параметры ФПУ

#### 1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Фотоприемное устройство (ФПУ) является составной частью линейного тракта ВОСП, оно входит в состав оконечных, промежуточных, обслуживаемых и необслуживаемых усилительных и регенерационных пунктов. В ФПУ происходит преобразование оптического сигнала в электрический, его усиление и обработка. Оптическим сигналом называют оптическое излучение, один или несколько параметров которого изменяется в соответствии с передаваемой информацией. Преобразование оптического сигнала в электрический осуществляется фотоэлектрическим полупроводниковым приемником излучения (ФЭПП)— фоточувствительным полупроводниковым прибором, принцип действия которого основан на внутреннем фотоэффекте [15]. Усиление необходимо для восстановления уровня сигнала, обеспечения максимально возможного при данных условиях отношения сигнала к шуму. Усиление может осуществляться до, после приемника излучения, а также в самом приемнике. Обработка электрического сигнала позволяет получить параметры сигнала, при которых аппаратура, подключенная к выходу ФПУ, может нормально функционировать. Таким образом, между терминами «фотоприемное устройство» и «фотоэлектрический полупроводниковый приемник излучения» имеется существенная разница: первый относится к устройствам, выполняющим все указанные выше функции, второй — к приборам, в которых происходит преобразование оптического сигнала в электрический [15].

Фотоприемное устройство в едином конструктивном выполнении называют приемным оптическим модулем (ПРОМ). Иногда ПРОМ является лишь частью ФПУ, в которую входят: оптический соединитель (разъем), приемник излучения, предварительный усилитель электрических сигналов и схема стабилизации режимов приемника.

Фотоприемное устройство или ПРОМ характеризуется системой параметров, важнейшими из которых являются [16]:

рабочая длина волны, для которой нормированы параметры ПРОМ, (измеряется в микрометрах);

полоса пропускания, т. е. интервал частот, в котором модуль

коэффициента передачи больше или равен половине его максимального значения;

напряжение шума, т. е. среднеквадратическое значение флуктуаций выходного напряжения в заданной полосе частот в отсутствие оптического сигнала на его входном оптическом полюсе;

отношение сигнал-шум — отношение амплитуды переменной составляющей выходного напряжения при заданных характеристиках принимаемого оптического сигнала к среднеквадратическому значению флуктуаций выходного напряжения при приеме немодулированного оптического излучения той же средней мощности;

коэффициент ошибок — отношение числа ошибок в цифровом сигнале электросвязи на выходе ПРОМ (или ФПУ) за данный интервал времени к числу символов в этом интервале;

порог чувствительности — минимальная средняя мощность оптического сигнала на входе при заданных характеристиках этого сигнала, при которой обеспечивается заданное отношение сигнал-шум или заданный коэффициент ошибок. Усреднение обычно проводится в течение интервала времени, во много раз превышающего период модулирующей частоты или длительность светового импульса. Порог чувствительности измеряется в ваттах или децибеллах по отношению к одному милливатту (дБм);

динамический диапазон — отношение максимальной средней мощности оптического сигнала на входном полюсе ПРОМ, при котором характеристики модуля не выходят за допустимые пределы, к его порогу чувствительности, выраженное в децибелах.

## 1.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФПУ

Рассмотрим структурные схемы ФПУ, применяемые в системах некогерентной и когерентной связи.

На рис. 1.1 приведена структурная схема ФПУ с прямым детектированием. Оптический соединитель (ОС) осуществляет ввод излучения в ФПУ и согласование с приемником излучения. Устройство должно обеспечивать высокую надежность соединения и минимальные потери мощности при вводе. Фотоэлектрический полупроводниковый приемник излучения (ФЭПП) преобразует опти-

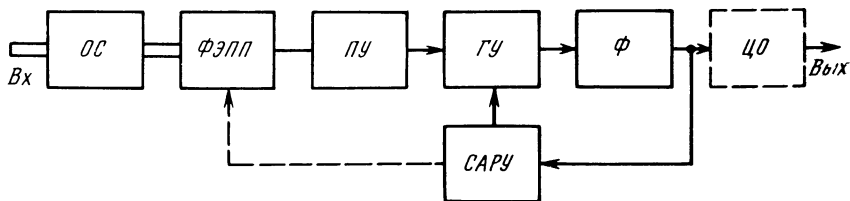


Рис. 1.1. Структурная схема ФПУ с прямым детектированием

ческий сигнал в электрический. В качестве приемника излучения чаще всего используют фотодиод или лавинный фотодиод. В последнем происходит внутреннее усиление детектированного сигнала. Тип приемника выбирается в соответствии с заданной длиной волны.

Предварительный усилитель (ПУ) усиливает электрический сигнал, обеспечивая наибольшее отношение сигнала к шуму. Главной задачей проектирования ФПУ является достижение минимального порога чувствительности. Чем меньше этот порог, тем больше длина регенерационного или усилительного участка. Поэтому ПУ должен быть хорошо согласован с ФЭПП, обеспечивая одновременно эффективную передачу энергии сигнала и малый уровень шума. Входной каскад ПУ выполняется на полевом или биполярном транзисторе, может иметь высокое или низкое входное сопротивление. Главный усилитель (ГУ) осуществляет усиление, необходимое для работы устройства обработки сигнала. Фильтр (Ф) корректирует амплитудно-частотную характеристику линейного тракта, компенсируя искажения, вносимые линией и входной цепью ПУ. Подбирая параметры фильтра, можно получать максимум отношения сигнал-шум или минимум вероятности ошибки. Фильтр обычно совмещают с главным усилителем. После главного усилителя и фильтра сигнал поступает в схему цифровой обработки (ЦО) (в цифровых ВОСП) или к потребителю информации.

Фотоприемное устройство, как правило, работает при уровнях входной мощности, превышающих порог чувствительности. Запас входной мощности необходим для обеспечения надежности связи, так как с течением времени мощность передатчика уменьшается. Большая мощность может оказаться на входе приемника при использовании короткой соединительной линии. Поэтому, как правило, динамический диапазон ФПУ должен превышать 20 дБ. Для увеличения динамического диапазона служит устройство автоматической регулировки усиления (АРУ). В состав схемы АРУ (САРУ) входит детектор АРУ с усилителем или формирующим устройством. Собственно регулировка усиления происходит в ГУ. В случае применения лавинного фотодиода дополнительная регулировка осуществляется изменением его электрического режима.

Обобщенная структурная схема ФПУ системы когерентной связи (СКС) приведена на рис. 1.2. Колебание оптического опорного генератора (ООГ), частота которого идентична частоте передаваемого по световоду оптического сигнала (гомодинный приемник) или отличается от нее на величину находящейся в радиочастотном диапазоне промежуточной частоты (гетеродинный приемник), складывается с помощью оптического гибридного соединения (ОГС) с оптическим сигналом и подается на вход приемного оптического модуля. В ООГ обычно используется перестраиваемый од-

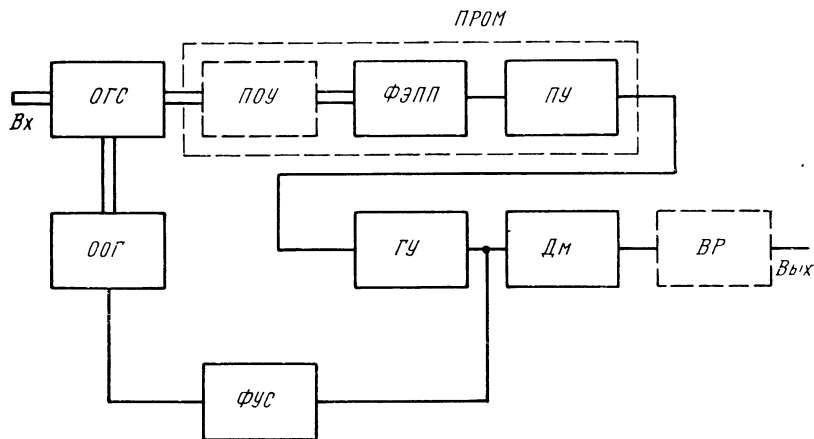


Рис. 1.2 Структурная схема ФПУ системы когерентной связи

ночастотный полупроводниковый лазер с высокой степенью монохроматичности излучения. Перестройка генератора необходима для работы схемы автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Детектирование биений принятого и опорного колебаний происходит в ФЭПП, с выхода которого сигнал разностной частоты поступает в малошумящий предварительный усилитель (ПУ), где и усиливается. Рассмотренная часть схемы работает как преобразователь, понижающий частоту в гетеродинном приемнике, или как фазовый детектор при гомодинном приеме. На выходе ПРОМ в первом случае появляется радиочастотный сигнал промежуточной частоты (ПЧ), во втором случае — видеосигнал, пропорциональный фазовой ошибке. В состав ПРОМ может быть дополнительно введен предварительный оптический усилитель (ПОУ). Требования к ПОУ и схемы его реализации рассмотрены в гл. 4, 6.

Основное усиление сигнала происходит в главном усилителе, который может быть полосовым усилителем радиочастоты или видеоусилителем. Полоса пропускания усилителя ПЧ (УПЧ) примерно равна удвоенной полосе сигнала. Дальнейшая обработка сигнала осуществляется в демодуляторе (ДМ), где могут использоваться методы когерентной или некогерентной демодуляции, широко известные в радиотехнике. Затем сигнал поступает на вход видеорегенератора (ВР). В гомодинном приемнике, построенном на основе схемы фазовой автоподстройки (см. гл. 6), сигнал с выхода ГУ после соответствующей линейной обработки поступает на вход ВР. Еще одним элементом ФПУ является формирователь управляющего сигнала (ФУС). В гетеродинном приемнике это схема

АПЧ гетеродина, а в гомодинном — петлевой фильтр схемы фазовой автоподстройки.

### 1.3. МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ

Параметры сигналов на входе ФПУ, вид обработки сигналов зависят, в частности, от способа модуляции и возможностей модуляторов. Модуляция светового излучения может быть внутренней и внешней. В первом случае происходит управление самим источником излучения. Во втором случае оно происходит с помощью внешних оптических устройств и влияет на параметры сформированного излучения.

Наибольшее распространение в ВОСП получила амплитудная модуляция или модуляция по интенсивности. Она применяется в системах с прямым детектированием и СКС. Амплитудная модуляция может быть непрерывной и импульсной, осуществляться аналоговыми или цифровыми сигналами. При аналоговой передаче используются обычная АМ, АИМ, ЧИМ, ФИМ, ШИМ, при цифровой передаче — импульсно-кодовая модуляция (ИКМ, точнее, ИКМ АМ), а также позиционно-импульсная модуляция (ПИМ). В случае ИКМ (рис. 1.3) исходный цифровой сигнал имеет два уровня. Символам 1и 0 соответствуют единичная и нулевая мощности оптического излучения. В случае ПИМ исходный сигнал — многоуровневый (трехуровневый). Тактовый интервал состоит из нескольких отрезков — позиций, минимальное число которых равно числу уровней передаваемого сигнала. На рис. 1.3 тактовый интервал разделен на четыре части. Четвертая часть представляет собой защитный интервал. Разным символам здесь соответствуют импульсы света, занимающие различные положения внутри тактового интервала. Позиционно-импульсная модуляция требует более широкой полосы пропускания тракта.

Если модуляция производится гармоническим колебанием с частотой  $\omega$ , мощность оптического излучения изменяется по закону  $P = P_0(1 + m_{\text{э}} \cos \omega t)$ , где  $P_0$  — средняя мощность;  $m_{\text{э}}$  — коэффициент модуляции. Импульсную модуляцию, при которой возникает двухуровневый оптический сигнал, принято характеризовать соотношением интенсивностей (мощностей излуче-

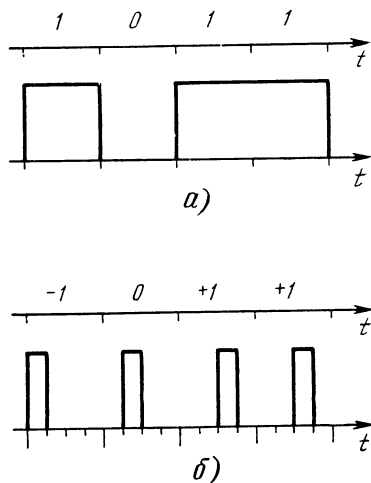


Рис. 1.3. Примеры ИКМ (а) и ПИМ (б)



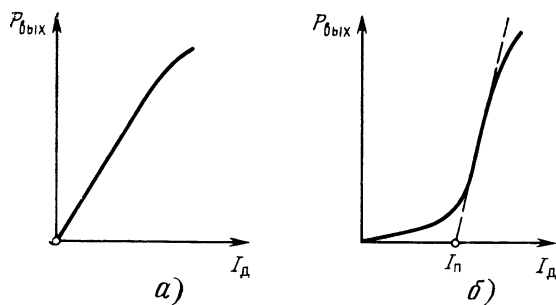


Рис. 1.4. Зависимость выходной мощности светоизлучающего диода (а) и полупроводникового лазера (б) от тока диода

ния)  $r$ , соответствующих паузе и посылке. Если в паузе между импульсами мощность передатчика равна 0, то  $r=0$ .

Чаще всего используется внутренняя модуляция интенсивности. Она происходит при изменении тока  $I_d$  в цепи питания светоизлучающего диода (СИД) или полупроводникового лазера (ПЛ). Модуляционная характеристика светодиода (рис. 1.4, а) сохраняет линейность в широких пределах. При больших токах происходит ограничение выходной мощности, связанное с тепловыми эффектами. Модуляционная характеристика лазера (рис. 1.4, б) имеет два линейных участка: в режиме люминесценции и когерентном режиме. В последнем случае выходная мощность пропорциональна разности  $I_d - I_n$ , где  $I_n$  — пороговый ток. Верхний загиб модуляционной характеристики связан с изменением параметров активной среды лазера. При больших токах накачки возможно увеличение числа возбуждаемых мод, что сопровождается появлением скачков тока. В процессе модуляции излучения ПЛ, когда требуется получить большие значения  $m_2$  возникают заметные нелинейные искажения, влияющие при передаче многоканального или широкополосных сигналов, в частности телевизионных. При этом модуляция происходит в два этапа: сначала угловая модуляция поднесущей частоты, а затем модуляция светового излучения колебанием поднесущей частоты.

Относительно низкое внутреннее сопротивление СИД и ПЛ, а также малое время жизни электронов в активной области позволяют осуществлять гармоническую модуляцию этих источников в весьма широком диапазоне частот. С ростом частоты в СИД уменьшается глубина модуляции. Коэффициент модуляции излучения оказывается пропорциональным  $(1 + \omega^2 \tau_s^2)^{-1/2}$ , где  $\tau_s$  — время жизни электронов. Для СИД из арсенида галлия  $\tau_s$  составляет единицы наносекунд. При  $\tau_s = 2$  нс коэффициент модуляции уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз на частоте около 80 МГц. В ПЛ при внутренней модуляции рабочий диапазон частот ограничивается колебательной системой лазера. Самой низкой добротности резонатора ПЛ,

равной  $10^4$ , соответствует полоса пропускания ( $\lambda \approx 0,85$  мкм) примерно 35 ГГц. Другое ограничение связано с резонансными явлениями, возникающими в активной среде. Частота резонанса  $f_p$  [2]

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{I_d - I_n}{I_n} \right)^{1/2} \left( \frac{1}{\tau_a \tau_\phi} \right)^{1/2}, \quad (1.1)$$

где  $\tau_\phi$  — время жизни фотонов (обычно 1...10 пс). На рис. 1.5 показан график зависимости резонансной частоты от отношения тока накачки к пороговому току, рассчитанный по (1.1) для  $\tau_a = 1$  нс и  $\tau_\phi = 1$  пс. При модуляции тока накачки с частотой, равной резонансной, глубина модуляции увеличивается, а после резонансной частоты — быстро уменьшается (падение составляет примерно 40 дБ на октаву). На рис. 1.6 приведена зависимость коэффициента модуляции от частоты для двух амплитуд тока накачки  $I_{m2} > I_{m1}$  [2]. Как только амплитуда тока диода становится большой, начинает проявляться нелинейный характер колебательной системы, возникает скачкообразное изменение  $m_a$ . Таким образом, верхняя модулирующая частота СИД получается существенно ниже по сравнению с ПЛ.

Рассмотрим некоторые особенности импульсной модуляции. В процессе модуляции излучения СИД и ПЛ возникает задержка световых импульсов. Импульсы тока заряжают емкость перехода, затем через время порядка  $\tau_a$  начинается спонтанное излучение. После окончания импульса тока излучение еще продолжается в течение времени  $\tau_a$ . В лазере когерентное излучение начинается лишь тогда, когда разность концентрации электронов в зоне проводимости и валентной зоне оказывается достаточной для возникновения автоколебаний. Диоды СИД и ПЛ различаются временем

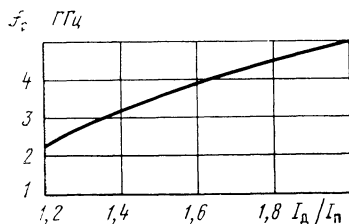


Рис. 1.5. Зависимость резонансной частоты от отношения тока накачки к пороговому току

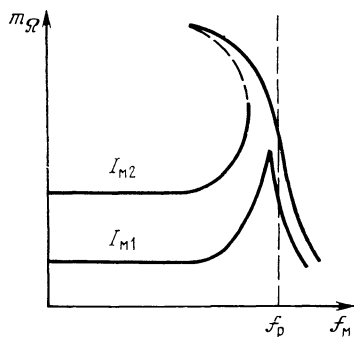


Рис. 1.6. Зависимость коэффициента модуляции от частоты

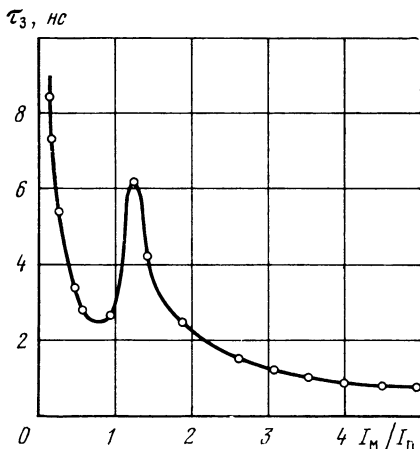


Рис. 1.7. Зависимость времени задержки излучения от отношения амплитуды импульсов тока к пороговому току

задержки импульсов и возникновением в лазере колебательного переходного процесса, искажающего вершину импульса.

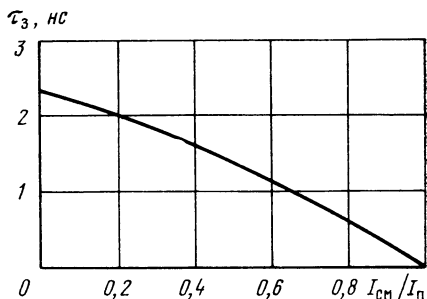
На рис. 1.7 [17] показана экспериментальная зависимость времени задержки излучения  $\tau_3$  ПЛ на гетеропереходе от отношения амплитуды импульсов тока  $I_m$  к пороговому току  $I_n$ . Участок кривой, где  $I_m/I_n < 1$ , соответствует люминесцентному режиму. При переходе в когерентный режим ( $I_m/I_n > 1$ ) увеличивается вклад вынужденного излучения, возрастает время задержки. В когерентном режиме задержка импульсов излучения [17]  $\tau_3 = \tau_{3 \min} + \tau_3 \ln [I_m / (I_m - I_n)]$ , где  $\tau_{3 \min}$  — минимальное время задержки, не зависящее от  $I_m$ . Значения  $\tau_{3 \min}$  различных экземпляров лазеров отличаются между собой и составляют примерно  $10^{-10}$  с при комнатной температуре. Задержка импульсов может привести к скачкам фазы при осуществлении АИМ, ухудшению качества гетеродинного приема. По мере деградации лазера увеличивается пороговый ток, что приводит к увеличению времени задержки. Для уменьшения последнего в ПЛ используется дополнительное смещение постоянным током  $I_{cm}$ . В этом случае [13]

$$\tau_3 \approx \tau_3 \ln [(I_1 - I_{cm}) / (I_m - I_n)]. \quad (1.2)$$

Выражение (1.2) справедливо, когда  $I_{cm} < I_n$  и  $I_m > I_n$ . На рис. 1.8 показан график функции  $\tau_3$  ( $I_{cm}/I_n$ ), построенный по (1.2) для  $I_m/I_n = 2$  и  $\tau_3 = 3,35$  нс.

Дополнительное смещение уменьшает запаздывание, связанное с зарядом емкости перехода и спонтанным излучением, уменьшает время задержки светового импульса. Когда  $I_{cm}/I_n \rightarrow 1$ ,  $\tau_3 \rightarrow 0$ . При непрерывной передаче аналоговых сигналов смещение на ПЛ используется для уменьшения нелинейных искажений. Применение смещения приводит к увеличению отношения интенсивностей  $r$ , уменьшению коэффициента модуляции  $m_2$ , а и то, и другое — к увеличению порога чувствительности ФПУ (см. гл. 4).

Рис. 1.8. Зависимость времени задержки излучения от отношения тока смещения к пороговому току



При приеме сигналов с АМ в схеме с прямым детектированием фототок пропорционален оптической мощности. При передаче на поднесущей частоте после детектирования света осуществляется демодуляция поднесущей. В СКС отклик на выходе смесителя пропорционален амплитуде электрического поля оптического сигнала. После усиления на промежуточной частоте в гетеродинном приемнике происходит обычное амплитудное детектирование.

Фазовая и частотная модуляции применяются лишь в СКС. Чаще всего эти виды модуляции реализуются с помощью электрооптических модуляторов. При изменении напряженности электрического поля в кристалле изменяются показатель преломления и фаза выходного оптического колебания. Демодуляция излучения происходит так же, как в системах радиодиапазона.

В оптических цифровых СКС используются способы модуляции и демодуляции, разработанные для цифровых систем передачи радиочастотного диапазона. Помимо трех основных способов модуляции — ИКМ АМ, ИКМ ЧМ и ИКМ ФМ — существуют разновидности, например фазоразностная модуляция (ИКМ ФРМ), минимальная частотная модуляция и др. Кроме того, известны четыре

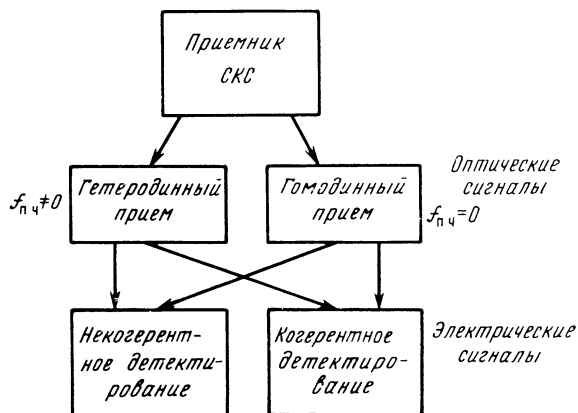


Рис. 1.9. Способы демодуляции сигналов в ФПУ систем когерентной связи

базовых способа демодуляции в приемном устройстве, зависящие от того, как приходящий сигнал смешивается с сигналом местного опорного генератора и как детектируется разностный электрический сигнал (рис. 1.9). Существует большое разнообразие схем демодуляции электрических цифровых сигналов в приемнике, например, для сигналов ИКМ ЧМ известны когерентное и автокорреляционное детектирование, с ИКМ ЧМ — однополосное или двухполосное детектирование, детектирование с помощью частотного дискриминатора, синхронное детектирование, с ИКМ АМ — детектирование огибающей, когерентное детектирование. Метод детектирования влияет на порог ФПУ. Оценка порога чувствительности, а также критерии целесообразности применения различных вариантов схем приведены в последующих главах.

#### 1.4. ЛИНЕЙНЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ

Для передачи информации в цифровых ВОСП могут использоваться различные виды линейных сигналов, которые выбираются с учетом характерных особенностей источника информации, условий распространения в линии передачи, возможностей используемой аппаратуры [18—22]. В большинстве случаев в ВОСП происходит управление интенсивностью оптического излучения, и линейный сигнал имеет два уровня. Один из них соответствует работе излучателя во время действия импульса тока накачки, другой соответствует паузе. При распространении оптических импульсов по световодам изменяется их форма, увеличивается длительность. В ФПУ также вносятся искажения. В результате возникает возможность наложения импульсов друг на друга, происходят изменения постоянной составляющей. Смесь сигнала и шума поступает на решающее устройство, которое определяет в момент отсчета состояние принятого сигнала.

Если сумма сигнала и шума превышает некоторое пороговое значение, принимается решение о приеме посылки. Если уровень меньше порога, принимается решение о приеме паузы. Для того чтобы произвести отсчет в нужный момент, на решающее устройство подаются стробирующие импульсы, которые формируются из колебаний тактовой частоты. Последние возникают в устройстве выделения тактовой частоты в результате обработки линейного сигнала.

Таким образом, в ВОСП желательно иметь сигнал, обладающий относительно узким спектром, среднее значение сигнала по возможности не должно зависеть от времени. Он должен обладать такими временными характеристиками, при которых наложение импульсов было бы маловероятно, а выделение тактовой частоты происходило надежно и просто. При этом информационная часть

сигнала не должна создавать помех работе устройств синхронизации.

Сигнал ИКМ, изображенный на рис. 1.3,  $\alpha$ , соответствует так называемому абсолютному NRZ-коду (non return to zero без возвращения к нулю). Этот цифровой сигнал получается с помощью простого аналого-цифрового преобразователя. Сигнал NRZ имеет постоянную составляющую, которая зависит от вероятности появления единиц. В случае передачи длинных последовательностей нулей или единиц возможна потеря синхронизации. Сигналы ИКМ широко используются для передачи информации по проводным линиям связи. Каналообразующая аппаратура систем передачи нижних ступеней иерархии была разработана с учетом требований, предъявляемых проводной связью. В проводной связи линия используется также для дистанционного питания аппаратуры. Цепи сигнала и питания разделяются с помощью трансформаторов. Поэтому сигнал проводной связи не должен содержать постоянную составляющую. Здесь применяются квазитроичные коды. Единица передается чередующимися положительными и отрицательными посылками тока, пауза соответствует отсутствию посылки. Тем самым достигается уменьшение постоянной составляющей. Для того чтобы не пропадала синхронизация при появлении длинных последовательностей нулей, применяют следующий прием. Когда число нулей превышает некоторое значение, вводится специальный импульс, следующий с полярностью предшествующей ему единицы. Так происходит в биполярных кодах с повышенной плотностью (high density bipolar), в частности в коде HDB-3. Цифра 3 в обозначении кода показывает число нулей, отмечаемых при передаче.

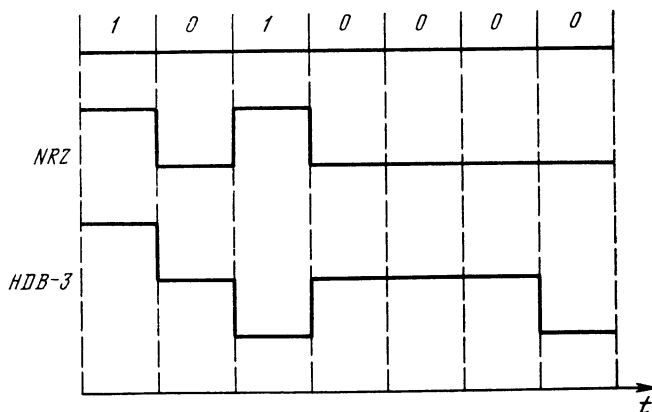


Рис. 1.10. Возможные реализации кодов NRZ и HDB-3

На рис. 1.10 представлены возможные реализации абсолютного NRZ кода и кода HDB-3. Код HDB-3, разработанный для проводной связи, можно использовать и для световодной связи. Положительные и отрицательные посылки здесь соответствуют максимальному и минимальному значениям оптической мощности, нули передаются уровнем мощности, составляющим половину максимального. Однако трехуровневые сигналы встречаются в ВОСП очень редко, для передачи информации коды NRZ или HDB-3 преобразуются в другие линейные сигналы, имеющие два уровня. Преобразование сопровождается введением избыточности в линейный сигнал. Специальные символы позволяют улучшить качество синхронизации, кроме того, используется запрет на некоторые комбинации символов. Если число запрещенных комбинаций, возникающих в регенераторе в процессе приема, превышает установленную норму, это свидетельствует о неисправности регенератора. При необходимости с помощью набора нормально запрещенных комбинаций символов организуется служебная связь.

В процессе преобразования цифровых сигналов блоку из  $m$  символов исходного цифрового потока ставится в соответствие новый блок, состоящий из  $n$  символов,  $n > m$ . Средняя скорость передачи информации сохраняется. Если происходит преобразование двоичного кода в двоичный, то полученный код называется  $mBnB$ . При преобразовании троичного сигнала в двоичный используется обозначение  $mTnB$ . Первая буква характеризует число уровней

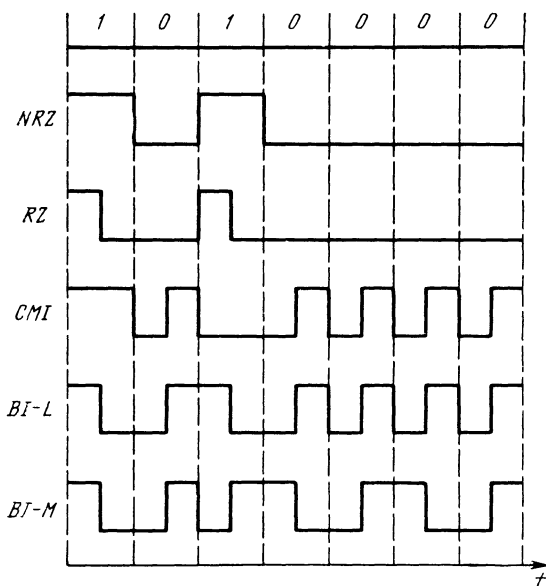


Рис. 1.11. Некоторые сигналы типа 1B2B

первичного сигнала, вторая относится к полученному коду. Буквы В и Т соответствуют двоичному (binary) и троичному (ternary) сигналам. В ВОСП с относительно низкими скоростями передачи (до 140 Мбит/с) применяются коды 1В2В, 1Т2В. На рис. 1.11 показаны некоторые сигналы типа 1В2В вместе с первичным NRZ сигналом. Сигнал RZ (return to zero — возвращение к нулю) можно рассматривать как код 1В2В. Единицам в исходной последовательности соответствуют комбинации 10, нулям — комбинации 00. Возвращение к нулю после передачи каждой единицы повышает качество синхронизации при повторении большого числа единиц. В коде CMI (complemented mark inversion) для передачи единицы поочередно используются блоки 11 и 00, нули соответствуют сочетаниям 10 или 01 (на рисунке). Коды BI-L и BI-M называются биимпульсными или бифазными. В абсолютном биимпульсном сигнале BI-L единицам в исходной последовательности соответствует блок 10, нулям 01 (или наоборот). В относительном биимпульсном сигнале BI-M при передаче единицы сохраняется последовательность чередования импульсов, тогда как при передаче нулей порядок чередования изменяется на обратный. Биимпульсные сигналы называются также кодами Манчестера. Сигнал BI-L можно рассматривать как сигнал ПИМ с числом позиций, равным двум, без защитного интервала.

На рис. 1.12 приведены некоторые сигналы 1Т2В вместе с исходным HDB-3. Для образования сигнала AMI (alternative mark inversion) положительные единицы передаются сочетанием 11, отрицательные 00, а нули — либо 01, либо 10, но так, чтобы каждый блок, содержащий нуль в исходной последовательности, начинался с перехода. В коде CMI посылке +1 соответствует сочетание 11, посылке —1—00, нулевая посылка передается блоком 01 (или 10).

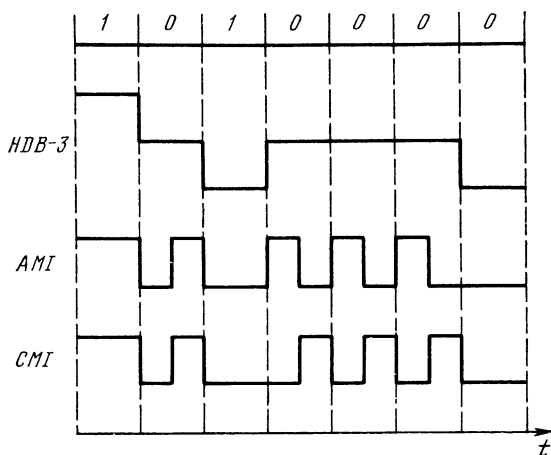


Рис. 1.12. Некоторые сигналы типа 1Т2В



Поскольку исходный квазитроичный код HDB-3 построен на основе двоичного NRZ-кода, некоторые сигналы 1В2В и 1Т2В оказываются подобными. Так, почти совпадают сигналы СМ1. Разница возникает лишь при передаче длинных последовательностей нулей.

Применение блочных кодов  $mBnB$  вызывает увеличение тактовой частоты линии в  $n/m$  раз. В случае сигналов 1В2В происходит удвоение тактовой частоты и существенное расширение спектра. В связи с этим коды 1В2В применяются лишь в системах с относительно низкой средней скоростью передачи. Для больших скоростей передачи можно использовать блочные коды с увеличенными размерами блоков (например, 7В8В, 34В36В), где возрастание тактовой частоты и расширение спектра получаются незначительными. Однако большие размеры блоков вызывают задержки при кодировании, трудности синхронизации. Поэтому при высоких скоростях передачи информации стараются применять относительно простые коды. Для скоростей выше 400 Мбит/с разработан линейный код  $mB1C$  [23]. Число  $m$  показывает размер блока исходного цифрового сигнала. К блоку из  $m$  символов добавляется еще один дополнительный символ  $C$ , противоположный последнему информационному. Символ  $C$  уменьшает влияние передачи длинных последовательностей нулей или единиц (максимальная длина таких последовательностей символов будет равна  $m$ ), что способствует улучшению качества синхронизации. На рис. 1.13 показаны сигналы класса  $mB1C$ . Из сравнения рис. 1.11 и 1.13 следует, что сигналы В1-Л и 1В1С одинаковы.

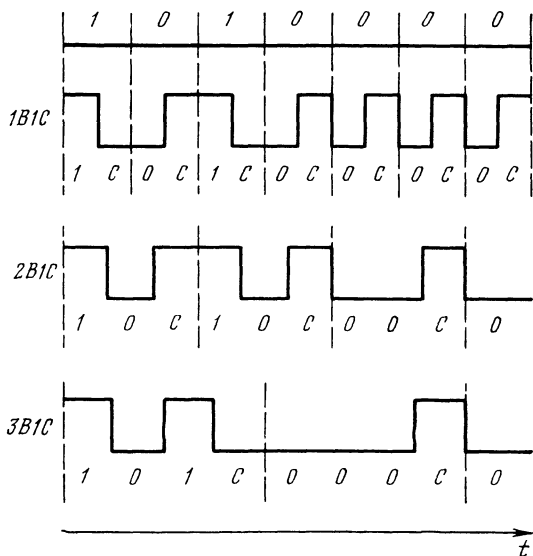


Рис. 1.13. Некоторые сигналы типа  $mB1C$

О некоторых свойствах линейных сигналов можно судить по их энергетическим спектрам. Энергетический спектр представляет собой зависимость спектральной плотности мощности от частоты. Спектр сигнала состоит из двух составляющих: дискретной и непрерывной. Наличие дискретных составляющих в виде  $\delta$ -функций на тактовой частоте свидетельствует о возможности выделения тактовой частоты с помощью линейного фильтра. Существование дискретной составляющей на нулевой частоте говорит о существовании постоянной составляющей. Непрерывная часть спектра зависит не только от правила построения кода, но и от формы одиночной посылки. Для того чтобы исключить влияние вида посылок, используются нормированные спектры [24]. Обозначим через  $H(f)$  преобразование Фурье от одиночной посылки, через  $W(f)$  двустороннюю спектральную плотность мощности сигнала. Тогда нормированная спектральная плотность мощности сигнала

$$W_n(f) = W(f) T / |H(f)|^2 = W_n^{\text{дискр}}(f) + W_n^{\text{непр}}(f).$$

В [24, 25] произведен расчет непрерывной составляющей нормированных спектров некоторых линейных сигналов. Обозначая через  $\theta = 2\pi f T_n$ , где  $T_n$  — тактовый интервал в линии, имеем: для сигнала АМІ (1Т2В)  $W_n(f) = 0,5 - 0,5 \cos \theta$ ; для сигнала СМІ (1В2В)  $W_n(f) = 0,75 - 0,5 \cos \theta - 0,25 \cos 3\theta$ ; для сигналов mB1C ( $T_n = mT/(m+1)$ )

$$W_n(f) = 1 - \frac{2}{m+1} \left\{ \frac{\cos \theta - 0,5 [\cos m\theta + \cos (m+2)\theta]}{1 - \cos (m+1)\theta} \right\}.$$

В частном случае, когда  $m=1$ , сигнал mB1C (1B1C) совпадает с бимпульсным сигналом. Для кода 1B1C или бимпульсного сигнала (BI-L и BI-M)

$$W_n(f) = 1 - \frac{\cos \theta - 0,5 (\cos \theta + \cos 3\theta)}{1 - \cos 2\theta}.$$

Когда посылки имеют прямоугольную форму,  $H(f) = UT \sin \pi f \tau_n / (\pi f \tau_n)$ . Здесь  $U$  — размах импульса, соответствующего отдельной посылке;  $\tau_n$  — длительность посылки. В случае прямоугольных посылок спектры сигналов имеют следующий вид [26, 18]. Сигнал NRZ:

$$W(f) = \frac{U^2 T}{2} \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2}; \quad (1.3)$$

сигнал RZ (1B2B):

$$W(f) = \frac{U^2 T}{8} \frac{\sin^2(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2}; \quad (1.4)$$

бимпульсный сигнал (BI-L- и BI-M):

$$W(f) = \frac{U^2 T}{2} \frac{\sin^4(\pi f T/2)}{(\pi f T/2)^2}, \quad (1.5)$$

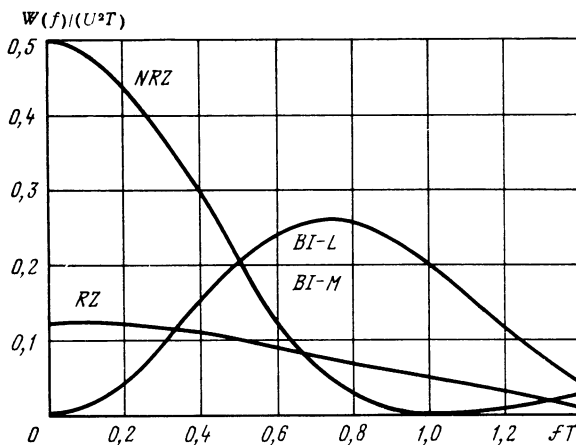


Рис. 1.14. Непрерывные составляющие спектров линейных сигналов

На рис. 1.14 показаны непрерывные составляющие спектров линейных сигналов, рассчитанные по формулам (1.3)—(1.5)\*. Как видно из рисунка, самой малой шириной спектра обладает код NRZ. Сигналы NRZ и RZ имеют максимум спектральной плотности в области низких частот. Спектр биимпульсного сигнала (BI-L, BI-M) сдвинут в область высоких частот, спектральная плотность на низких частотах относительно невелика. Поскольку эти коды состоят из посылок оптической мощности, которая положительна, все они имеют дискретную составляющую спектра на нулевой частоте. Из приведенных сигналов только RZ имеет дискретные составляющие на частотах, кратных тактовой частоте.

## 1.5. ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В ФПУ

Обработка цифрового сигнала (рис. 1.15, а) происходит после его демодуляции и усиления до необходимого уровня. Решающее устройство (РУ) принимает решение о приеме посылки или паузы. Решение принимается в момент отсчета  $t_0$  при появлении с формирующего устройства (ФУ) стробирующего импульса. При этом искаженный в линейном тракте ИКМ-сигнал регенерируется, т. е. восстанавливается в первоначальном виде. Обозначим напряжения сигнала на входе РУ, соответствующие появлению посылки и паузы, через  $b_1$  и  $b_0$ , дисперсию напряжения шума во время действия посылки  $\sigma_1^2$  и паузы  $\sigma_0^2$ . Пусть порог решающего устрой-

\* В (1.3)—(1.5), в отличие от предшествующих выражений, записана односторонняя спектральная плотность мощности.

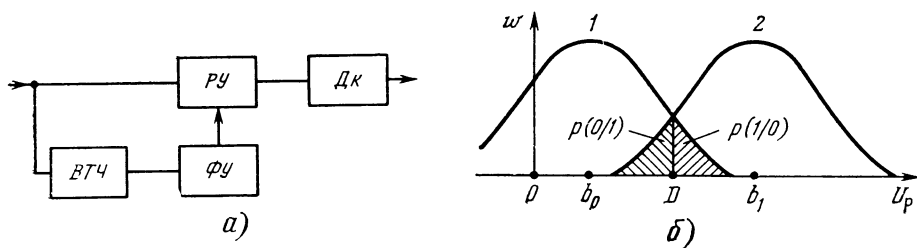


Рис. 1.15 Структурная схема устройства обработки информации (а) и одномерное распределение мгновенных значений суммы сигнала и шума (б)

ства равен  $D$ . Тогда, считая шум гауссовским, определяем вероятность ошибки:

$$p_{\text{ош}} = p(0)p(1/0) + p(1)p(0/1), \quad (1.6)$$

где  $p(0)$  и  $p(1)$  — априорные вероятности появления паузы и посылки;  $p(1/0)$  — вероятность «ложной тревоги»;  $p(0/1)$  — вероятность пропуска посылки. На рис. 1.16, б показаны одномерные распределения  $w$  мгновенных значений напряжения сигнала и шума на входе РУ  $U_p$  при появлении паузы (кривая 1) и посылки (кривая 2). Тогда

$$p(1/0) = 0,5 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{D - b_0}{\sigma_0} \right) \right]; \quad (1.7)$$

$$p(0/1) = 0,5 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{b_1 - D}{\sigma_1} \right) \right], \quad (1.8)$$

где  $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-z^2/2} dz$  — интеграл вероятности.

Если

$$b_0 = 0, \quad \sigma_1 = \sigma_0 = \sigma \text{ и } p_1 = p(0) = 0,5, \quad (1.9)$$

оптимальное значение порога, соответствующее минимуму  $p_{\text{ош}}$ :

$$D_{\text{опт}} = 0,5b_1. \quad (1.10)$$

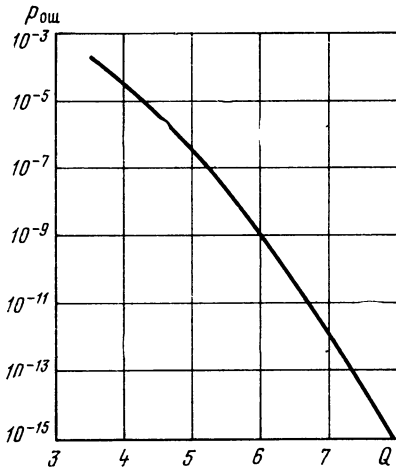
Подставляя (1.10) в (1.7), (1.8) и используя (1.6), для данного случая получаем:

$$p_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(b_1/2\sigma)]. \quad (1.11)$$

Следуя [5], обозначаем  $Q = b_1/2\sigma$ . При прямоугольной форме посылки и  $p(1) = p(0) = 0,5$  среднее напряжение сигнала составляет  $b_1/2$ . Таким образом, здесь  $Q$  характеризует среднее отношение сигнал-шум на входе РУ. Вероятность ошибки может быть найдена из (1.11) или вычислена по приближенной формуле:

$$p_{\text{ош}} \approx [0,4 \exp(-0,5Q^2)]/Q. \quad (1.12)$$

Рис. 1.16. Зависимость вероятности ошибки от параметра  $Q$



Формула (1.12) справедлива при относительно больших значениях  $Q$  ( $Q > 3$ ). На рис. 1.16 показана зависимость вероятности ошибки от параметра  $Q$ , построенная по (1.12). Параметр  $Q$  весьма существенно влияет на коэффициент ошибок. При изменении  $Q$  в 2 раза  $P_{\text{ош}}$  изменяется более чем на десять порядков. Вероятности ошибки  $10^{-9}$  соответствует  $Q = 6$ . Заметим, что приведенные рассуждения справедливы для

приема любых двоичных сигналов, в частности сигналов NRZ, RZ, а также бимпульсных. Оптимальный порог  $D$  выбирается с учетом статистики каждого сигнала. При потере постоянной составляющей сигнала и выполнении условий (1.9)  $D = 0$ .

Выделитель тактовой частоты (ВТЧ) осуществляет линейную и нелинейную обработку сигнала. Если в спектре содержатся дискретные составляющие тактовой частоты или ее гармоник, то их выделение происходит с помощью линейного фильтра, высокодобротного колебательного контура. Если спектр кода не содержит дискретных составляющих на частотах, равных или кратных тактовой, сигнал подвергается нелинейной обработке с целью создания этих составляющих, после чего он поступает в узкополосный линейный фильтр. Пример такой обработки показан на рис. 1.17 [18].

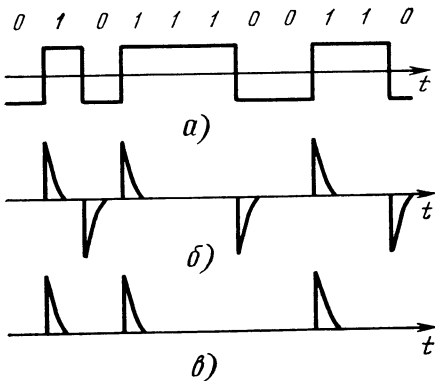
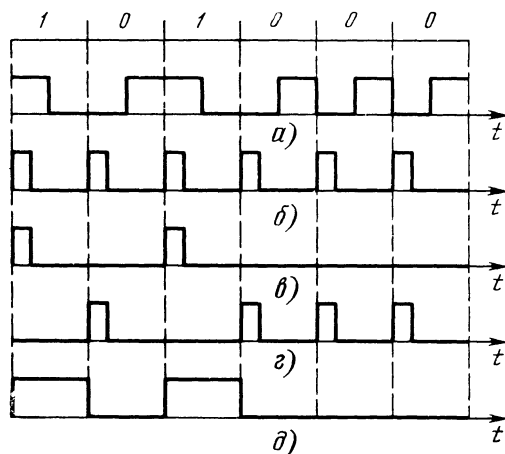
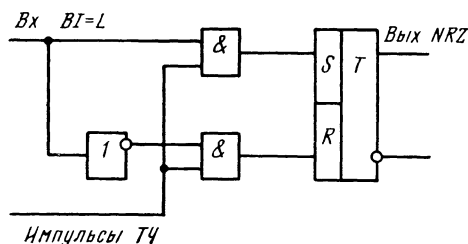


Рис. 1.17. Осциллограммы напряжений в схеме нелинейной обработки сигнала:  
а — исходный NRZ-сигнал; б — после дифференцирования; в — после дифференцирования и ограничения

Рис. 1.18. Декодер ВІ-І—NRZ и осциллограммы в различных точках схемы (а — исходный сигнал ВІ-І; б — импульсы тактовой частоты; в — вход S; г — вход R; д — сигнал NRZ)



Декодер (Дк) осуществляет преобразование формата линейного сигнала к необходимому виду. Если ФПУ входит в состав регенератора, то преобразование формата не производится, сигнал с выхода ФПУ поступает в оптическое передающее устройство (ОПУ). Если сигнал далее используется в линии проводной связи или поступает в аппаратуру разделения каналов, он преобразуется в квазитроичный (в частности, в код HDB-3). При использовании биимпульсного сигнала в линии в декодере его преобразуют в сигнал NRZ. На рис. 1.18 показана схема декодера, осуществляющего преобразование биимпульсного сигнала ВІ-І в формат NRZ, а также осциллограммы, поясняющие принцип его действия.

## 1.6. ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В ФПУ.

### ОШИБКИ ПРИ ПРИЕМЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

При прохождении сигнала через ФПУ к нему добавляются шумы, возникают линейные и нелинейные искажения. Самый большой вклад вносят шумы фотоприемника и входного каскада предварительного усилителя. Вероятность нелинейных искажений возрастает по мере увеличения средней входной мощности и амплитуды сигнала. Нелинейные искажения могут возникать в фотоприемнике, усилителе, демодуляторе. Наиболее вероятно возникновение нелинейных искажений в выходных каскадах. Линейные искажения возникают в любом месте тракта. Для компенсации искажений формы сигнала в линии, а также линейных искажений ФПУ в усилителях применяется коррекция амплитудно-ча-

стотной характеристики. Наиболее часто необходимость коррекции возникает в области высоких частот. При большой глубине коррекции могут появляться дополнительные нелинейные искажения, связанные с перегрузкой усилительных каскадов низкочастотными составляющими спектра сигнала. Последние более заметны в случаях NRZ и RZ-сигналов и менее существенны в случае бимпульсного кода.

Нормы на допустимый уровень шума и искажения устанавливаются с учетом требований системы передачи. Непосредственно они оговариваются только в аналоговых системах. Так, в перечне параметров аналогового ФПУ указываются отношение сигнал-шум, диапазон рабочих частот при заданной неравномерности амплитудно-частотной характеристики. Нелинейные искажения характеризуют коэффициентом гармоник или интермодуляционным фактором. Последний определяется, когда входной сигнал модулирован несколькими синусоидами близких частот. Для ФПУ цифровой системы указывается формат сигнала, режим работы (непрерывный или старт-стопный), скорость передачи, коэффициент ошибок и динамический диапазон.

Коэффициент ошибок в цифровой системе учитывает шумы и все виды искажений. Существование нелинейных искажений приводит к усложнению зависимости коэффициента ошибок от средней мощности входного сигнала. В линейном ФПУ вероятность ошибки уменьшается с ростом входной мощности. При большом уровне входной мощности, когда появляются заметные нелинейные искажения, изменяются законы распределения мгновенных значений суммы сигнала и шума на входе решающего устройства, взятых в момент отсчета. При этом увеличивается вероятность ошибки. Отношение входных мощностей, при которых сохраняется заданный коэффициент ошибок, устанавливает динамический диапазон. Таким образом, динамический диапазон связан с нелинейными искажениями.

Линейные искажения также влияют на коэффициент ошибок. Если имеется завал амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот, возникает интегрирование и увеличение длительности импульсов. В результате происходит наложение сигналов, принадлежащих разным передаваемым символам, возникает межсимвольная интерференция.

На рис. 1.19 показан механизм появления межсимвольной помехи первого рода. На нижней осциллограмме показан искаженный линейный сигнал. После прохождения серии единиц возникает ошибка, связанная с приемом нуля. «Хвост» от группы посылок накладывается на паузу, изменяется напряжение на входе РУ в момент принятия решения  $t_0$  (моменты отсчетов отмечены точками на оси  $t$ ). Ошибка возникает и при приеме единицы после длинной пачки нулей.

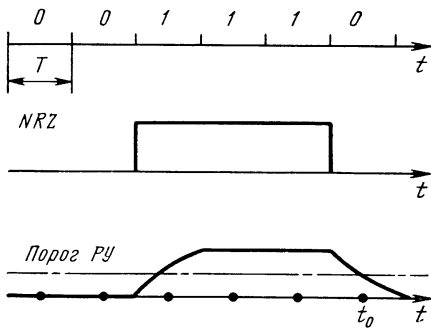


Рис. 1.19. Действие межсимвольной помехи первого рода

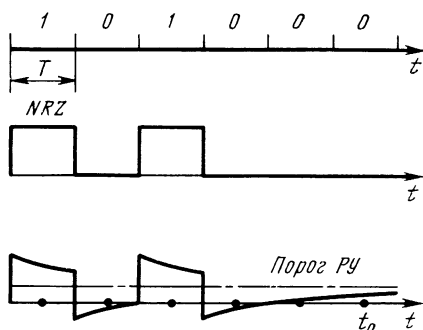


Рис. 1.20. Действие межсимвольной помехи второго рода

Межсимвольная помеха второго рода возникает вследствие потери низкочастотной части спектра сигнала. На рис. 1.20 показан механизм возникновения ошибки. Когда на входе ФПУ появляется длинная последовательность нулей (нижняя осциллограмма), напряжение на входе РУ приближается к пороговому. В момент отсчета  $t_0$  при наличии шума возрастает вероятность  $p(1/0)$ . Возникают ошибки и при появлении длинных последовательностей единиц.

При одних и тех же частотных искажениях линейного тракта ФПУ влияние межсимвольных помех на вероятность ошибки оказывается разным для различных видов линейного сигнала и формы входных посылок. Зависит вероятность ошибки и от статистики сигнала, от вероятностей появления тех или иных сочетаний символов. На рис. 1.19 и 1.20 рассмотрены ошибки, возникающие при приеме безыбыточного NRZ-кода. Действие межсимвольной помехи первого рода связано с удельным весом высокочастотных составляющих спектра линейного сигнала. Межсимвольная помеха второго рода оказывается тем существеннее, чем больше спектральная плотность сигнала в низкочастотной области и на частоте, равной нулю<sup>1</sup>. Форма посылки на входе приемника определяется формой посылки оптического передатчика и искажениями, вносимыми линией. Чем меньше часть тактового интервала занимает посылка и чем меньше уширяется импульс в линии, тем слабее сказывается межсимвольная интерференция на качестве работы ФПУ.

Степень возможного влияния межсимвольной интерференции на работу решающего устройства можно оценивать по так называемой глаз-диаграмме. Глаз-диаграмма представляет собой изображение колебаний сигнала на входе решающего устройства, полученное на экране осциллографа. Период развертки выбирается равным тактовому интервалу. Иногда он составляет несколько

<sup>1</sup> Непрерывная часть спектра сигнала.



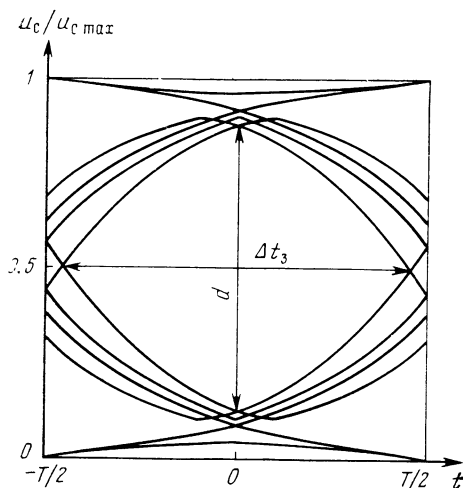


Рис. 1.21. Глаз-диаграмма двухуровневого сигнала

гактовых интервалов. Поскольку на вход ФПУ поступают самые разнообразные комбинации символов, изображение состоит из большого числа линий. На рис. 1.21 показан возможный вид глаз-диаграммы двухуровневого сигнала. По оси ординат отложено относительное напряжение сигнала на входе решающего устройства. Таким образом, 0 и 1 на оси ординат соответствуют максимальному уровню единицы и минимальному уровню нуля. Буквой  $d$  обозначен относительный раскрыв глаз-диаграммы. Величина  $d$  показывает максимальное уменьшение размаха сигнала вследствие межсимвольной интерференции:  $0 \leq d \leq 1$ . В отсутствие последней  $d=1$ . Минимальная вероятность ошибки будет достигаться, если отсчет произойдет в момент  $t_0=0$ , при максимальном сигнале. Порог РУ находится в пределах отрезка  $d$ . В случае, когда выполняются условия (1.9), оптимальный порог располагается на уровне 0.5. Ширина зрачка глаз-диаграммы  $\Delta t_3$  характеризует интервал времени, в пределах которого может происходить стробирование. Чем меньше  $\Delta t_3$ , тем выше требования к стабильности синхронизации и момента появления стробирующего импульса.

Проведем построение глаз-диаграммы для цифрового сигнала, представляющего собой случайную последовательность посылок  $h(t)$ :

$$U_c = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k h(t - kT).$$

Здесь  $k$  — индекс суммирования; коэффициент  $b_k$  принимает значения 0 и 1. Ограничимся рассмотрением взаимных влияний в пределах пяти тактовых интервалов  $T$ . Тогда

$$U_c \approx b_0 h(0) + b_1 h(t-T) + b_2 h(t-2T) + b_{-1} h(t+T) + b_{-2} h(t+2T). \quad (1.13)$$

Максимум напряжения в момент отчета (здесь  $t_0=0$ ) получается при передаче длинной последовательности единиц. Если функция  $h(t)$  четная, то

$$U_{cmax} \approx h(0) + 2h(T) + 2h(2T). \quad (1.14)$$

```

10 REM РАСЧЕТ ГЛАЗ-ДИАГРАММЫ
20 CLS
30 LINE (0,30)-(398,110),,B
40 LINE (2,32)-(396,108),,B
50 LINE (0,119)-(398,285),,B
60 LINE (9,129)-(389,276),,BF
70 FOR F=0 TO 3
80 FOR I=10 TO 390 STEP 18.91
90 PSET (I,F+281)
100 PSET (I+9.455,F/2+283)
110 NEXT I
120 FOR J=10 TO 161 STEP 14.5
130 PSET (F+1,J+120)
140 PSET ((F+1)/2,J+113.75)
150 NEXT J
160 NEXT F
170 CLS
180 ? AT(25,3); "ВВЕДИТЕ ПАРАМЕТР ПОСЫЛКИ АЛЬФА"
190 ?
200 INPUT "                                AL=";AL
210 IF AL=0 GOTO 170
220 CLS
230 Z=0
240 R=0
250 X3=0
260 A=2*AL^2
270 Y1=1+2*EXP(-1/A)+2*EXP(-4/A)
280 FOR Q=0 TO 16
290 H=Q*5
300 FOR X1=0 TO 20
310 X=X1/20-.5
320 I=INT(H/8)-2*INT(H/16)
330 J=INT(H/4)-2*INT(H/8)
340 K=INT(H/2)-2*INT(H/4)
350 L=INT(H)-2*INT(H/2)
360 Y5=I*EXP(-X^2/A)+L*EXP(-(ABS(X)+1)^2/A)
370 Y6=K*EXP(-(ABS(X)+2)^2/A)
380 Y7=J*EXP(-(1-ABS(X))^2/A)
390 Y8=K*EXP(-(2-ABS(X))^2/A)
400 Y=(Y5+Y6+Y7+Y8)/Y1
410 LINE (X3*18.9+10,Z*(-145)+275)-(X1*18.9+10,Y*(-145)+275),1
420 IF R=1 THEN 460
430 ? AT(30,4); "ЖДИТЕ, Я РАБОТАЮ"
440 ? AT(5,2); "АЛЬФА=";AL
450 ? AT(15,2);
460 M$=INKEY$
470 IF LEN(M$)<>0 GOTO 550
480 Z=Y
490 X3=X1
500 R=1
510 NEXT X1
520 Z=0
530 X3=0
540 NEXT Q
550 CLS

```

```

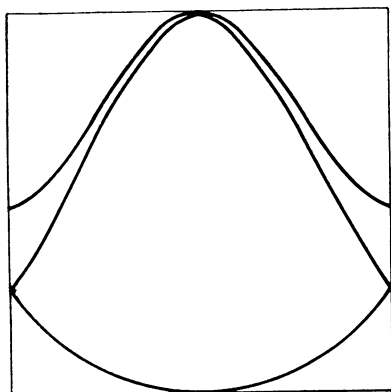
560 ? AT(20,3); "ПОЛУЧИТЕ, ЧТО ПРОСИЛИ И НАЖМИТЕ КЛАВИШУ"
570 ? AT(18,5); "S-СЕТКА I-ИЗМЕНИТЬ АЛЬФА F-СОХРАНИТЬ K-КОНЕЦ"
580 ? AT(5,2); "АЛЬФА="; AL
590 ? AT(15,2);
600 NR=INKEY$
610 IF LEN(NR)=0 THEN 600
620 IF NR="S" THEN 680
630 IF NR="I" THEN 60
640 IF NR="F" THEN 170
650 IF NR="K" THEN 760
660 GOTO 600
670 CLS
680 FOR I=10 TO 390 STEP 18.91
690 FOR J=10 TO 161 STEP 14.5
700 PSET (I+9.455,J+120),1
710 PSET (I,J+120),1
720 PSET (I,J+113.75),1
730 NEXT J
740 NEXT I
750 GOTO 600
760 CLS
770 COLOR 2
780 ? AT(25,12); "СПАСИБО ЗА РАБОТУ!"
790 END

```

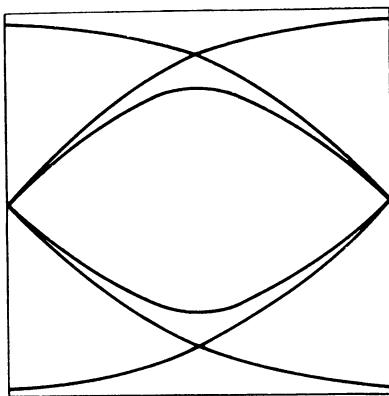
Глаз-диаграмма представляет собой набор графиков  $U_c(t)$  (точнее,  $U_c/U_{c\max}$ ), построенных с помощью (1.13) и (1.14) в интервале  $-T/2 \leq t \leq T/2$  для всевозможных сочетаний символов. Пусть посылки имеют гауссовскую форму  $h(t) = \exp[-t^2/(2\alpha^2 T^2)]$ , где  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий эффективную длительность посылки. Выше показана программа расчета на ЭВМ глаз-диаграммы. При составлении программы на языке Бейсик использовались результаты [27]. В тексте программы X1 и Y — абсциссы и ординаты точек диаграммы, Y1 — максимальное напряжение на выходе усилителя I, J, K, L — коэффициенты  $b_k$ . Расчет производится для 21 значения времени, соответствующих  $0 \leq X1 \leq 20$ , и 16 сочетаний символов, I, J, K, L. Каждое значение Q в программе характеризует определенное сочетание символов.

На рис. 1.22 представлены глаз-диаграммы, рассчитанные на ЭВМ для трех значений  $\alpha$ . По мере увеличения  $\alpha$  возрастает межсимвольная интерференция, уменьшается раскрыв глаза  $d$ . В последнем случае  $d=0$ .

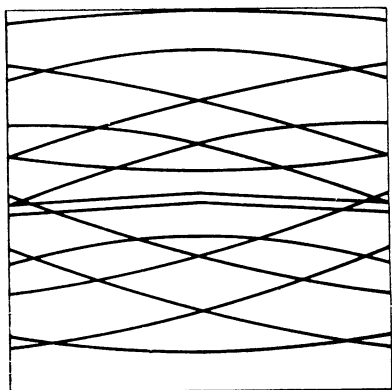
Значение  $d$  можно определить и без построения глаз-диаграммы. Для этого необходимо определить пределы изменения напряжений на входе РУ в момент отсчета. Минимальный уровень единицы получается тогда, когда единица появляется в сопровождении нулей. Подставляя в (1.13)  $b_0=1$  и другие  $b=0$ , получаем  $U_c=h(0)$ . Максимальный уровень, соответствующий передаче нуля, возникает при появлении сочетания 11011. Тогда  $b_0=0$  и при



a)



б)



в)

Рис. 1.22. Глаз-диаграммы последовательности посылок гауссовской формы при  $\alpha=0,3$  (a),  $\alpha=0,5$  (б) и  $\alpha=1,0$  (в)

$k \neq 0$   $b=1$ . В этом случае  $U_c = 2h(T) + h(2T)$ . Окончательно получаем

$$d \approx [h(0) - 2h(T) - 2h(2T)] / U_{cmax}. \quad (1.15)$$

На рис. 1.23 приведена зависимость относительного раскрытия глаз-диаграммы от параметра  $\alpha$ , полученная с помощью (1.15). При больших  $\alpha$  выражение (1.15) дает отрицательные значения  $d$ . Тогда можно положить  $d=0$ . Заметим, что с увеличением  $\alpha$  погрешность вычислений с помощью (1.15) возрастает.

При расчете глаз-диаграмм, приведенных на рис. 1.22, не учитывалось смещение посылок во времени. Ширина зрачка  $\Delta t_z$  всюду была равна тактовому интервалу. Отклонение времени стробирования относительно  $t=0$  приводит к возрастанию вероятности ошибки. Нестабильность времени отсчета связана со случайным характером цифрового сигнала, шумами приемника и работой вы-

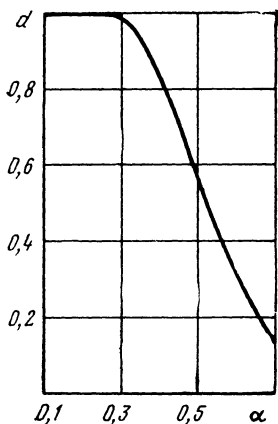


Рис. 1.23. Зависимость относительного раскрытия глаз-диаграммы от параметра гауссовской посылки  $\alpha$

делителя тактовой частоты и формирующего устройства. В спектре сигнала могут быть составляющие вблизи тактовой частоты, создающие вместе с шумами приемника помеху системам синхронизации. У некоторых сигналов при передаче длинных последовательностей единиц или нулей происходит потеря колебания тактовой частоты (NRZ) или систематический сдвиг фазы (BI-L). Дополнительная фазовая

нестабильность возникает в процессе формирования стробирующих импульсов. Эффективное значение флуктуаций момента прихода стробирующего импульса так называемое фазовое дрожание можно характеризовать дисперсией фазы [18]  $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2 + \sigma_{ф.у}^2$ , где  $\sigma_c^2$ ,  $\sigma_{ш}^2$ ,  $\sigma_{ф.у}^2$  составляющие дисперсии, связанные с сигналом, проникновением шума и работой формирующего устройства соответственно. Для обеспечения требуемого коэффициента ошибок при заданном линейном сигнале устанавливают максимально допустимую величину  $\sigma_{\Sigma}^2$ .

## ГЛАВА 2.

### Приемники излучения ВОСП

#### 2.1. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

Приемники излучения, преобразуя модулированное по интенсивности световое излучение в электрический сигнал, осуществляют детектирование света. Основными параметрами приемников являются чувствительность, темновой ток и порог чувствительности [15]. Параметры определяются при заданных источнике излучения (обычно монохроматическом), электрическом режиме и температуре.

Чувствительность представляет собой отношение изменения электрической величины на выходе приемника, вызванного падающим на него излучением, к количественной характеристике этого излучения, представленной любой энергетической или фотометрической величиной. Для приемников ВОСП обычно указывается мо-

нохроматическая чувствительность по току. Электрической величиной на выходе здесь является ток, а количественной характеристикой излучения — мощность монохроматического источника на входе приемника с заданной длиной волны. Чувствительность, которую в дальнейшем будем обозначать через  $S_\lambda$ , имеет размерность А/Вт.

Темновым током называют постоянный ток, протекающий через приемник в отсутствие действия светового потока в диапазоне спектральной чувствительности. Темновой ток является одним из источников шума.

Порог чувствительности определяется как среднеквадратическое значение первой гармоники действующего на приемник модулированного потока излучения источника фотосигнала, при котором среднеквадратическое значение первой гармоники напряжения (тока) фотосигнала равно среднеквадратическому значению напряжения (тока) шума, приведенному к единичной полосе на частоте модуляции потока излучения. Иными словами, порог чувствительности находится, когда отношение сигнал-шум на выходе в полосе 1 Гц равно единице. При гармонической модуляции мощность на входе приемника изменяется по закону  $P = P_0(1 + m_2 \cos \omega t)$ , где  $P_0$  — средняя мощность;  $\omega$  и  $m_2$  — частота и коэффициент модуляции соответственно. Обозначая через  $I_\text{ш}$  эффективное значение шумового тока в полосе 1 Гц, записываем соотношение эффективных значений сигнала и шума на выходе приемника:  $P_0 m_2 S_\lambda / \sqrt{2} I_\text{ш}$ . Порог чувствительности  $P_0 m_2 / \sqrt{2} = I_\text{ш} / S_\lambda$ . В соответствии с принятым определением порог чувствительности не зависит от коэффициента модуляции (что соответствует  $m_2 = 1$ ), пропорционален уровню шума и обратно пропорционален чувствительности. Полоса частот, в которой происходит измерение шума  $I_\text{ш}$ , обычно во много раз меньше модулирующей частоты. В пределах малой полосы можно считать спектральную плотность напряжения (тока) шума постоянной. Порог чувствительности определяют при заданных частоте модуляции и сопротивлении нагрузки. Единицей измерения порога чувствительности в режиме ограничения шумами схемы (см. гл. 4) является  $\text{Вт} \cdot \text{Гц}^{-1/2}$ .

Помимо указанных параметров в паспорте приборов приводят некоторые параметры электрической эквивалентной схемы (например, емкость, последовательное сопротивление), параметры предельно допустимого режима (допустимые значения напряжения, мощности, рабочих температур), а также условия хранения приборов.

Основными характеристиками приборов являются вольт-амперная, спектральная, энергетическая, частотная и переходная [15]. Вольт-амперная характеристика строится для заданных входной

мощности и температуры. Остальные характеристики соответствуют указанному электрическому режиму и постоянной температуре. Спектральная характеристика отражает зависимость монохроматической чувствительности от длины волны регистрируемого потока излучения. Она может быть абсолютной и относительной. В первом случае по оси ординат откладывается абсолютная величина чувствительности (например, в А/Вт), во втором — относительная величина, отнесенная к максимуму спектральной чувствительности. Энергетической характеристикой называют зависимость фототока от входной мощности оптического излучения. Она является характеристикой детектирования. Частотная характеристика представляет собой зависимость чувствительности от частоты гармонической модуляции потока излучения. Переходная нормированная характеристика определяется под действием импульса оптического излучения в форме единичной ступени. Это — зависимость от времени отношения фототока, описывающего реакцию приемника, к установившемуся значению фототока. Переходная характеристика может быть прямой и обратной. Первая соответствует ступеньке появления излучения, вторая — прекращению излучения.

Энергетическая, частотная и переходная характеристики определяются для источника с заданной длиной волны. Частотная и

Таблица 2.1

| Параметр                                                           | Значение параметра для фотодиода |       |                     |        |      |      |        |      |      |
|--------------------------------------------------------------------|----------------------------------|-------|---------------------|--------|------|------|--------|------|------|
|                                                                    | SP 104                           |       |                     | SP 107 |      |      | SP 109 |      |      |
|                                                                    | Мин                              | Тип   | Макс                | Мин    | Тип  | Макс | Мин    | Тип  | Макс |
| Длина волны, мкм                                                   | —                                | 0,85  | —                   | —      | 0,82 | —    | —      | 0,85 | —    |
| Чувствительность, А/Вт                                             | 0,3*                             | 0,4*  | —                   | 0,4    | 0,45 | —    | 0,3    | 0,4  | —    |
| Рабочее напряжение $U_d$ , В                                       | 140**                            | 200** | 300**               | —      | 20   | 25   | —      | 20   | —    |
| Темновой ток при $U_d$ , нА                                        | —                                | 1     | 5                   | —      | 2    | 5    | —      | 0,05 | 2    |
| Емкость, пФ                                                        | —                                | 1     | 2                   | —      | 4    | —    | —      | 1    | 2    |
| Коэффициент лавинного умножения $M$                                | —                                | 100   | 200                 | —      | 1    | —    | —      | 1    | —    |
| Время нарастания импульса при нагрузке 50 Ом, нс                   | —                                | —     | —                   | —      | 5    | 10   | —      | 0,5  | 2    |
| Порог чувствительности при нагрузке 100 кОм, Вт·Гц <sup>-1/2</sup> | —                                | —     | 5·10 <sup>-14</sup> | —      | —    | —    | —      | —    | —    |
| Мощность рассеяния, мВт                                            | —                                | —     | 100                 | —      | —    | —    | —      | —    | —    |
| Рабочая температура, °С                                            | -15                              | —     | +55                 | -40    | —    | +70  | -15    | —    | +55  |

\* При напряжении на диоде 10 В, в остальных случаях при  $U_d$ .

\*\* При  $M=100$ .

переходная характеристики обычно приводятся для фиксированного сопротивления нагрузки. По этим характеристикам находят параметры, описывающие частотные и импульсные свойства прибора: предельную частоту, время нарастания и спада. Предельную частоту определяют по частотной характеристике в месте уменьшения фототока на 3 дБ по сравнению с максимальной величиной. Время нарастания и спада находится по прямой и обратной нормированным переходным характеристикам между значениями 0,1...0,9 или 0,9...0,1 соответственно. Существуют также температурные характеристики, которые отражают изменения параметров приемников в функции температуры. В табл. 2.1 в качестве примера приведены заимствованные из каталога параметры фотодиодов (ГДР), предназначенных для работы в ВОСП (температура 25°C).

Приемники излучения и ФПУ отличаются выполняемыми функциями (некоторые из них совпадают). Они описываются разными системами параметров. В частности, один и тот же по названию параметр «порог чувствительности» определяется при различных условиях и имеет разную размерность. В приемнике излучения он определяется при гармонической модуляции источника, отношении сигнал-шум в единичной полосе, равном единице, и имеет размерность Вт·Гц<sup>-1/2</sup>. В ФПУ он находится под действием реального сигнала по заданному качеству воспроизведения информации и измеряется в ваттах или децибелах по отношению к 1 мВт.

## 2.2. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ПРИЕМНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ

Сформулируем требования, предъявляемые к приемникам со стороны ВОСП, и на основе этих требований обсудим возможности применения приемников излучения различных видов.

Приемник излучения должен работать в паре со световодом, обеспечивая эффективное преобразование приходящего оптического сигнала в электрический. Для этого необходимо по возможности уменьшить потери света при стыковке с волокном. На рис. 2.1 показан пример осуществления ввода излучения из световода со ступенчатым профилем показателя преломления в приемник. Световод непосредственно состыкован с приемником и образует вместе с ним единый конструктивный узел. Эпоксидная смола не только обеспечивает механическое соединение, но и вместе с наружным покрытием

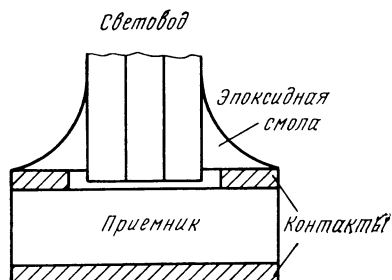


Рис. 2.1. Ввод оптического излучения из световода в приемник



устраняет внешнюю фоновую засветку. Возможно применение разъемного сочленения, где конец волокна монтируется внутри втулки оптического разъема. Втулка прижимается к поверхности приемника наружной гайкой, соединяемой с корпусом приемника с помощью резьбы. Эффективность ввода зависит от числовой апертуры световода, соотношения площадей приемника и сердцевинки волокна, расстояния между световодом и приемником.

Числовая апертура является важной характеристикой световода:  $NA = \sin \theta_{кр} = \sqrt{n_c^2 - n_o^2}$ , где  $\theta_{кр}$  — угол полного внутреннего отражения;  $n_c$  и  $n_o$  — показатели преломления материалов сердцевины и оболочки. С ростом числовой апертуры  $NA$  растет диапазон углов, в пределах которых может выходить излучение из световода. Коэффициент отражения от поверхности приемника зависит от соотношения показателей преломления материалов фотоприемника, сердечника волокна или воздуха, если между световодом и приемником имеется воздушный промежуток. Для увеличения эффективности ввода площадку приемника делают несколько больше площади сердцевины волокна, на фоточувствительную поверхность наносят покрытие, уменьшающее отражение, принимаются меры по сокращению воздушного промежутка. Иногда воздушный промежуток заполняют прозрачной смолой или жидкостью (в случае разъемного сочленения), позволяющей частично согласовывать оптические характеристики материалов световода и приемника. Согласование апертур световода и приемника с помощью линз, как правило, не применяется. Оно может иметь смысл лишь при очень малой площади приемника. Все это дает возможность уменьшить потери света при вводе до десятых долей децибела.

Приемники должны обладать высокой чувствительностью в спектральных диапазонах, используемых в ВОСП, т. е. в интервале длин волн 0,8... 1,6 мкм, или в области 10,6 мкм.

Важным требованием к приемникам ВОСП является малая инерционность. Только приемники с высокими предельными частотами могут позволить реализовать передачу информации со скоростью порядка гигабит в секунду. Часто время отклика ограничивается параметрами электрической эквивалентной схемы. В этом случае уменьшение размеров приемника будет сопровождаться снижением паразитных емкостей и индуктивностей и улучшением частотных свойств. Однако при очень малых размерах приемника могут возникнуть трудности, связанные с вводом излучения.

И наконец, приемники ВОСП должны быть малошумящими и обладать низким порогом чувствительности. Одним из источников шума является темновой ток. Для его уменьшения желательно уменьшать площадь приемника, но не за счет эффективности ввода. При малых шумах вследствие темнового тока уровень шума

ФПУ может определяться последующим усилителем. Для уменьшения влияния шумов схемы на порог чувствительности ФПУ желательно иметь в приемнике внутреннее усиление. При относительно больших уровнях входного сигнала порог чувствительности ФПУ ограничивается квантовым шумом (см. гл. 4). В этом случае уровень шума зависит от качества преобразования квантов исходного оптического излучения в электрический сигнал. Порог чувствительности снижается с ростом квантовой эффективности.

Кроме перечисленных требований необходимо упомянуть и такие, как надежность, линейность энергетической характеристики, низкая стоимость, малая зависимость параметров от температуры. При выборе типа приемника часто приходится идти на компромиссы, выполняя одни требования и не выполняя другие. Так, для коротких абонентских линий наиболее важным может оказаться низкая стоимость приемников, для магистральных линий — низкий порог чувствительности и высокое быстродействие, для подводных линий — высокая надежность.

Прием светового излучения может происходить с помощью тепловых и фотоэлектрических приемников. В первых световое излучение преобразуется в тепло, которое, в свою очередь, вызывает изменение электрических характеристик. Во вторых поглощение фотонов приводит к появлению дополнительных электрических зарядов. В тепловых приемниках отклик пропорционален падающей мощности света, в фотоэлектрических — числу фотонов в единицу времени.

Типичными представителями тепловых приемников являются термоэлемент, болометр и пироприемник (рис. 2.2). Приемная площадка тепловых приемников подвергается чернению, что уменьшает потери на отражение и дает возможность получить равномерную спектральную характеристику в широком диапазоне длин волн. Термоэлемент представляет собой термопару. Свет, поглощаемый металлическим конусом, нагревает один из спаев различных металлов (1), в то время как другой спай (2) остается холодным. На выходе возникает термоЭДС, пропорциональная разности температур спаев. В болометре изменение температуры вызывает изменение сопротивления и тока во внешней цепи. В пироприемнике за счет нагрева светом изменяется поляризация диэлектрика, возникает компенсирующее электрическое поле и

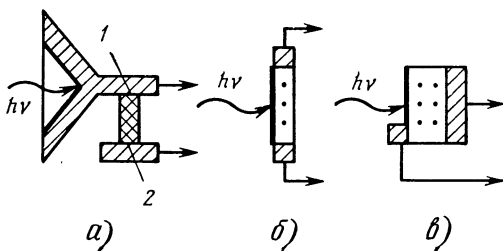


Рис. 2.2. Термоэлемент (а), болометр (б) и пироприемник (в)

фотоЭДС. В отличие от термоэлемента и болометра отклик на выходе пироприемника пропорционален не абсолютному изменению температуры, а скорости изменения температуры. Для тепловых приемников характерны широкий диапазон спектральной чувствительности, относительно малая чувствительность и большая инерционность. Самым большим быстродействием обладает пироприемник, его постоянная времени достигает  $10^{-5} \dots 10^{-7}$  с. Тепловые приемники используются только для измерительных целей.

Фотоэлектрические приемники используют внешний и внутренний фотоэффекты. В фотоэмиссионных приемниках под действием света происходит эмиссия электронов из фотокатода в вакуум. В фотоэлектрических полупроводниковых приемниках (ФЭПП) свет влияет на избыточную концентрацию носителей электрического тока. Фотоэлектрические приемники являются счетчиками квантов и характеризуются квантовой эффективностью  $\eta$ , отношением числа фотоэлектронов (или пар электрон-дырка) к числу падающих на приемник фотонов.

Самыми распространенными фотоэмиссионными приемниками (рис. 2.3) являются вакуумный фотоэлемент и фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). В ФЭУ осуществляется усиление первичного фототока за счет вторичной электронной эмиссии. В этом приборе потенциал анода выбирается больше потенциала второго эмиттера, который, в свою очередь, превышает потенциал Э1. В фотоэмиссионных приемниках энергия светового кванта  $h\nu$  расходуется на преодоление работы выхода и кинетическую энергию электрона  $h\nu = \varphi_0 q + m_e V^2/2$ . Здесь  $q$ ,  $m_e$ ,  $V$  — заряд, масса и скорость движения электрона;  $\varphi_0$  — потенциал выхода;  $\varphi_0 q$  — работа выхода. Полагая  $V=0$ , определяем минимальную частоту и максимальную длину волны света, при которых наблюдается фотоэффект

$$\lambda_{max} = ch/(\varphi_0 q), \quad (2.1)$$

где  $c$  — скорость света. Положение красной границы фотоэффекта

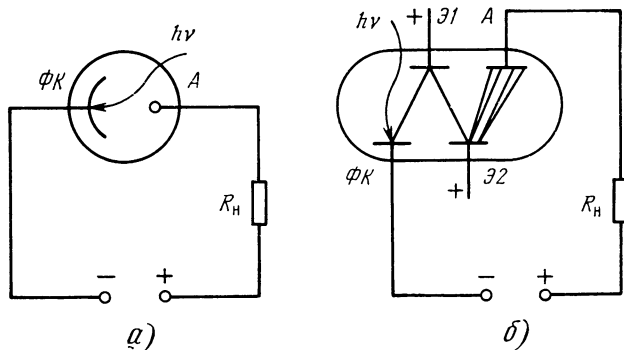


Рис. 2.3. Фотоэлемент (а) и ФЭУ (б):  
ФК — фотокатод; А — анод; Э1 и Э2 — эмиттеры вторичных электронов

зависит от работы выхода. Наименьшей работой выхода среди металлов (1,9 эВ) обладает цезий, для которого  $\lambda_{max}=0,65$  мкм. Использование композиционных фотокатодов позволяет несколько уменьшать работу выхода и увеличивать  $\lambda_{max}$ . Обладая высоким быстродействием и низким порогом чувствительности, ФЭУ хорошо зарекомендовал себя в системах атмосферной оптической связи видимого диапазона. Ограниченный спектральный диапазон, сложность стыковки со световодом, низкая квантовая эффективность, высокие питающие напряжения — факторы, которые сделали нецелесообразным применение фотоэмиссионных приемников в ВОСП.

Фотоэлектрические полупроводниковые приемники могут использоваться как собственный, так и примесный фотоэффект. В первом случае поглощение фотонов сопровождается переходами между валентной зоной и зоной проводимости, во втором — переходами «валентная зона — уровень акцепторной примеси» или «уровень доноров — зона проводимости». Минимальная энергия кванта, при которой возможен фотоэффект, определяется интервалом энергии между уровнями, зонами, где происходят переходы, соответствующие поглощению света. Максимальную длину волны можно и здесь определить с помощью (2.1), подставляя вместо работы выхода интервал между уровнями поглощения. Для собственного фотоэффекта

$$\lambda_{max} = ch/(q\varphi_{з.з}). \quad (2.2)$$

где  $q\varphi_{з.з}$  — ширина запрещенной зоны материала. В табл. 2.2 приведены значения работы выхода  $\lambda_{max}$  для некоторых полупроводниковых материалов [28]. Из приведенных в таблице полупроводников только на основе германия можно создавать приемники для интервала 1,55... 1,6 мкм. Примесная фотопроводимость позволяет осуществлять детектирование света со значительно большими длинами волн. Однако в этом случае энергия фотонов может оказаться соизмеримой с энергией тепловых колебаний решетки. Для уменьшения тепловой генерации и темнового тока в длинноволновых детекторах применяют охлаждение.

Определим возможную величину чувствительности ФЭПП. Для этого необходимо учесть поглощение света в полупроводнике и качество собирания носителей, генерированных под действием света. Для расчета воспользуемся

рис. 2.4. На рисунке  $P_{пад}$  — мощность излучения, падающего на фоточувствительную площадку ФЭПП. Мощность внутри полупроводника в точке с координатой  $z=0$   $P_0=\gamma_v P_{пад}$ , где  $\gamma_v$  — коэффициент ввода, учитывающий все виды потерь, в частности потери на

Т а б л и ц а 2.2

| Полупроводник | $\varphi_{з.з}, \text{ эВ}$ | $\lambda_{max}, \text{ мкм}$ |
|---------------|-----------------------------|------------------------------|
| GaP           | 2,24                        | 0,55                         |
| CdTe          | 1,6                         | 0,77                         |
| GaAs          | 1,41                        | 0,88                         |
| Si            | 1,12                        | 1,1                          |
| Ge            | 0,72                        | 1,72                         |

отражение. В соответствии с законом Бугера мощность света в направлении  $z$  убывает по экспоненциальному закону:  $P(z) = P_0 \exp(-\kappa z)$ . Здесь  $\kappa$  — показатель поглощения материала. При конечной толщине области поглощения света, равной  $L$ , и отсутствии отражения со стороны задней стенки мощность, поглощенная в приемнике, равна  $\gamma_{\text{в}} P_{\text{пад}} (1 - e^{-\kappa L})$ . Запишем выражение для первичного фототока, связанного со скоростью генерации фотоэлектронов:

$$I_{\text{ф}} = q \eta P_{\text{пад}} / (h\nu). \quad (2.3)$$

Здесь  $\eta$  — квантовая эффективность, отношение числа пар носителей, появившихся под действием света, к полному числу фотонов на входе. Обозначим с помощью  $\eta_{\text{в}}$  квантовый выход — отношение числа фотоносителей (пар носителей) к числу поглощенных фотонов, и выразим с его помощью первичный фототок:

$$I_{\text{ф}} = q \eta_{\text{в}} \gamma_{\text{в}} \gamma_{\text{с}} (1 - e^{-\kappa L}) P_{\text{пад}} / (h\nu). \quad (2.4)$$

В (2.4) дополнительно учтено то обстоятельство, что часть носителей может не участвовать в образовании тока. Здесь  $\gamma_{\text{с}}$  — коэффициент собирания, зависящий от конструкции приемника. Сравнивая (2.3) и (2.4), получаем квантовую эффективность

$$\eta = \eta_{\text{в}} \gamma_{\text{в}} \gamma_{\text{с}} (1 - e^{-\kappa L}). \quad (2.5)$$

Найдем чувствительность по отношению к первичному фототоку. Определенная таким образом чувствительность не учитывает возможного внутреннего усиления:

$$S_{\lambda} = I_{\text{ф}} / P_{\text{пад}} = q \eta_{\text{в}} \gamma_{\text{в}} \gamma_{\text{с}} (1 - e^{-\kappa L}) / (h\nu). \quad (2.6)$$

С ростом длины волны, когда уменьшается энергия фотона, увеличивается чувствительность. При постоянной входной мощности возрастает число световых квантов, попадающих на фоточувствительную площадку приемника. Если предположить, что в (2.6) отсутствует какая-либо неявная зависимость от частоты  $\nu$ , то чувствительность  $S_{\lambda}$  должна линейно возрастать вплоть до  $\lambda_{\text{max}}$ , после чего обращаться в нуль [18].

Для выяснения характера спектральной характеристики необходимо учесть зависимость показателя поглощения  $\kappa$  от энергии фотона. Произведение  $\eta_{\text{в}} \gamma_{\text{в}} \gamma_{\text{с}}$  в первом приближении можно считать не зависящим от оптической частоты  $\nu$ . На рис. 2.5 [19] приведены графики зависимости эффективности поглощения кремния  $1 - e^{-\kappa L}$  от длины волны света. Кривые построены для различной толщины материала  $L$  при температуре 25°C. Поглощение света увеличивается с ростом  $L$  и уменьшается по мере возрастания длины волны. В результате спектральная чувстви-

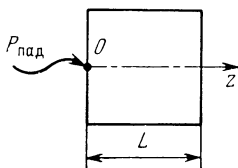


Рис. 2.4. К расчету чувствительности ФЭПП

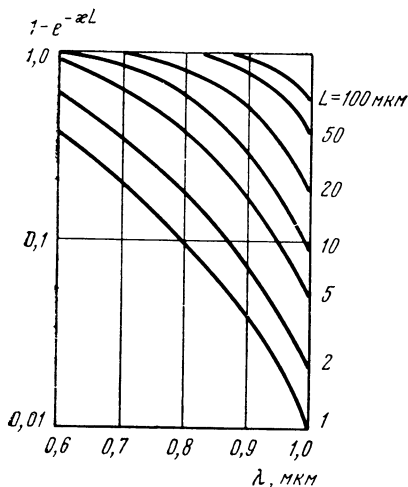


Рис. 2.5. Зависимость эффективности поглощения кремния от длины волны света

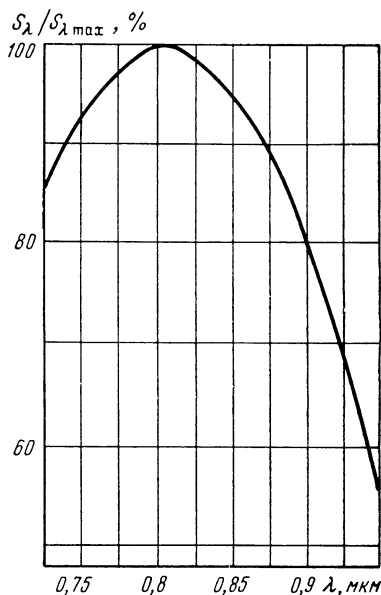


Рис. 2.6. Относительная спектральная характеристика кремниевого фотодиода

тельность имеет максимум при  $\lambda < \lambda_{max}$ . В отличие от тепловых приемников ФЭПП обладают селективной чувствительностью. В каждом случае приемник конструируется таким образом, чтобы получить максимум чувствительности в заданном спектральном диапазоне. На рис. 2.6 в качестве примера приведена относительная спектральная характеристика кремниевого фотодиода, предназначенного для работы с ВОСП с  $\lambda = 0,85$  мкм.

Основными типами ФЭПП являются фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы (рис. 2.7).

В фоторезисторах используется как собственная, так и примесная фотопроводимость, они работают в широком диапазоне длин волн оптического спектра: от десятых долей до десятков микрометров. Определим фототок в приемнике, связанный с одним типом носителей. Избыточная концентрация носителей, связанная с действием света, и составляющая фотопроводимости пропорциональны времени жизни этих носителей  $\tau$ . Чем больше время жизни, тем больше накапливается электрических зарядов. Ток во внешней цепи обратно пропорционален времени пролета носителей

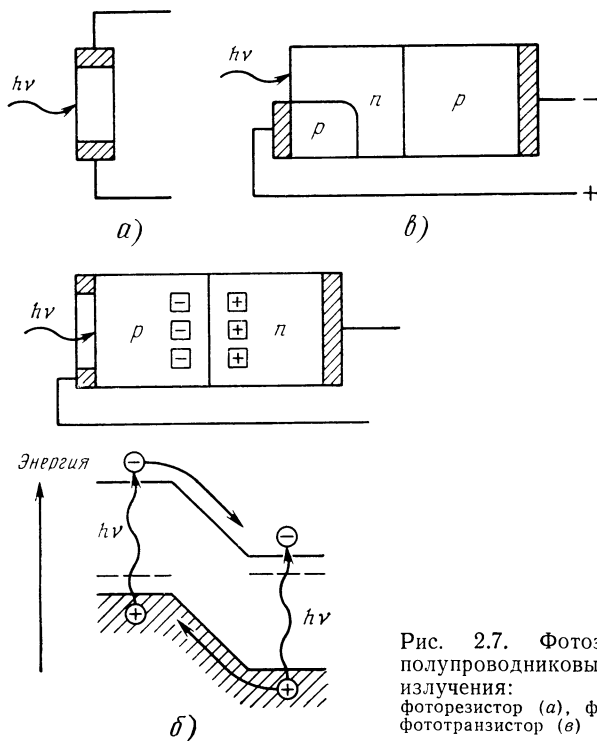


Рис. 2.7. Фотоэлектрические полупроводниковые приемники излучения: фоторезистор (а), фотодиод (б) и фототранзистор (в)

в области дрейфа  $\tau_{др}$ . Фототок во внешней цепи

$$I_{\phi} = \eta q \frac{P_{пад}}{h\nu} \frac{\tau}{\tau_{др}}.$$

Таким образом, в фоторезисторах при  $\tau > \tau_{др}$  может происходить усиление первичного фототока в  $\tau/\tau_{др}$  раз. Однако при больших  $\tau$  увеличивается инерционность приемника. В сравнении с фотодиодами фоторезисторы обладают низким темновым сопротивлением и относительно большим темновым током.

На рис. 2.7, б показаны простейшая структура фотодиода с  $p$ — $n$ -переходом и соответствующая ей зонная диаграмма, построенная при отсутствии напряжения смещения на диоде. Предположим, что световое излучение проникает как в  $p$ -, так и в  $n$ -области. Под действием света в областях базы ( $p$ ), коллектора ( $n$ ), а также  $p$ — $n$ -перехода появятся пары электрон-дырка. Носители заряда диффундируют к  $p$ — $n$ -переходу и разделяются его электрическим полем. Электроны попадают в  $n$ -область, дырки — в  $p$ -область. При этом они несколько уменьшают нескомпенсированные заряды ионов акцепторов и доноров слева от перехода. Уменьша-

ется высота потенциального барьера между  $p$ - и  $n$ -областями, возникает фотоЭДС. Так работает фотодиод в отсутствие приложенного напряжения. Режим работы без внешнего источника напряжения называется фотогальваническим.

В фотодиодном режиме полярность питающего напряжения соответствует обратному включению  $p$ — $n$ -перехода. Под действием света изменяется концентрация неосновных носителей слева и справа от перехода, изменяется обратный ток диода. Величина фототока равна первичному фототоку  $I_{\phi} = q\eta P_{\text{пад}} / (h\nu)$ . Время нахождения носителей в области сильного электрического поля равно времени дрейфа. В отличие от фоторезистора здесь усиления по току не происходит. Усилить первичный фототок можно, используя эффект лавинного умножения носителей в  $p$ — $n$ -переходе. В этом случае фототок  $I_{\phi} = q\eta M P_{\text{пад}} / (h\nu) = S_{\lambda} M P_{\text{пад}}$ , где  $M$  — коэффициент лавинного умножения. Фотодиоды используют собственный фотоэффект, при котором в  $p$ - и  $n$ -областях свет генерирует неосновные носители (см. зонную диаграмму). Примесная фотопроводимость связана с изменением концентрации основных носителей, она практически не влияет на фототок. Поэтому фотодиоды работают в более узком спектральном диапазоне, чем фоторезисторы. Область максимума спектральной чувствительности здесь существенно зависит от ширины запрещенной зоны полупроводникового материала.

Наиболее распространенный фототранзистор (рис. 2.7, в) имеет структуру биполярного транзистора без вывода базы. Транзистор включается по схеме с общим эмиттером, эмиттерный и коллекторный переходы находятся при прямом и обратном включениях соответственно. В базовой области, где поглощается основная часть света, появляются пары электрон-дырка. Они диффундируют к коллекторному переходу и разделяются его электрическим полем. В коллекторной цепи возникает первичный фототок, обусловленный дрейфом дырок. Электроны накапливаются в базе, увеличивая неравновесный заряд основных носителей. Это, в свою очередь, приводит к снижению потенциального барьера между эмиттером и базой, увеличению тока эмиттера и коллектора. Коллекторный ток возрастает в сравнении с первичным фототоком в  $\beta$  раз, где  $\beta$  — коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером. Быстродействие приемника ограничивается предельной частотой усиления тока базы транзистора.

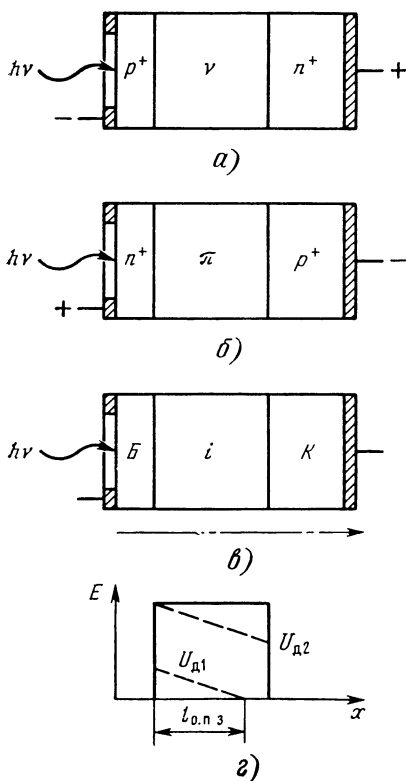
Из всех рассмотренных типов приемников требованиям, предъявляемым ВОСП, наилучшим образом удовлетворяют фотоэлектрические полупроводниковые приемники. Они хорошо стыкуются со световодом, имеют высокую квантовую эффективность, позволяют получать малое время фотоотклика. Самой большой инерционностью обладают фоторезисторы, за ними следуют фототранзисторы и фотодиоды с лавинным умножением, далее фотодиоды



без лавинного умножения. Наибольшее распространение в ВОСП получили быстродействующие *pin*-фотодиоды и лавинные фотодиоды (ЛФД).

### 2.3. ПРИЕМНИКИ НА *pin*-ФОТОДИОДАХ

В *pin*-фотодиоде между областями с проводимостями *p*- и *n*-типов расположен слой *i* с собственной (intrinsic) проводимостью. На рис. 2.8, *a* и *б* показаны основные структуры *pin*-фотодиодов. Обозначения  $p^+$  и  $n^+$  соответствуют применению повышенной по сравнению с *p* и *n* областями концентрации легирующих примесей. Буквой  $v$  или  $\pi$  отмечен малолегируемый *i*-слой, где имеется остаточный фон донорной ( $v$ ) или акцепторной ( $\pi$ ) примеси. К диоду прикладывается напряжение обратного смещения, световое излучение вводится через окно в контакте базы (Б). Электрод, противоположный базе, называется коллектором (К). Напряженность  $E$  электрического поля базы и коллектора, обладающих высокой электропроводностью, близка к нулю. Электрическое поле сосредоточено в области пространственного заряда (ОПЗ), большая часть которой находится в полупроводнике с меньшей концентрацией примеси. Если в *i*-слое отсутствует примесный фон, распределение напряженности поля в структуре приобретает равномерный характер (сплошная линия на рис. 2.8, *г*) и границы области пространственного заряда совпадают с границами *i*-области. Из-за существования примеси в *i*-области появляется зависимость напряженности поля от координаты  $x$ , показанная на рис. 2.8, *г* штриховыми линиями. При малых напряжениях смещения ( $U_{д1}$ ) ОПЗ занимает лишь часть *i*-слоя. В резком переходе толщина ОПЗ



приобретает равномерный характер (сплошная линия на рис. 2.8, *г*) и границы области пространственного заряда совпадают с границами *i*-области. Из-за существования примеси в *i*-области появляется зависимость напряженности поля от координаты  $x$ , показанная на рис. 2.8, *г* штриховыми линиями. При малых напряжениях смещения ( $U_{д1}$ ) ОПЗ занимает лишь часть *i*-слоя. В резком переходе толщина ОПЗ

$$l_{0.п.з} = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 (|U_{д}| + \varphi_K)}{qN_{\pi}}}, \quad (2.7)$$

Рис. 2.8. Структуры *pin*-фотодиодов (*a* и *б*), обобщенная структура (*г*) и распределение напряженности электрического поля (*г*)

где  $U_d$  — напряжение обратного смещения;  $\varphi_k$  — контактная разность потенциалов;  $N_n$  — концентрация примеси в  $i$ -слое;  $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала;  $\varepsilon_0$  — электрическая постоянная.

При относительно больших напряжениях смещения ( $U_{d2}$ ) происходит обеднение всего  $i$ -слоя. Параметры структуры диода выбираются таким образом, чтобы в заданном спектральном диапазоне получить высокие значения квантовой эффективности и чувствительности. Для уменьшения потерь на отражения, характеризуемых коэффициентом  $\gamma_v$  (см. (2.5)), на поверхность базы наносится просветляющее покрытие, которое представляет собой четвертьволновую пленку диэлектрика с подходящим показателем преломления. Область базы делают по возможности тонкой. Толщина базы  $l_b$  должна быть меньше диффузионной длины неосновных носителей  $L_d$ . В противном случае увеличиваются потери на рекомбинацию в объеме базы, вследствие чего уменьшается коэффициент собирания  $\gamma_s$ .

Большая часть излучения должна поглощаться в ОПЗ. Если излучение проникает за пределы ОПЗ на большую глубину, часть носителей, генерированных светом, рекомбинирует в коллекторе, что сопровождается падением коэффициента собирания  $\gamma_s$ . В том случае, если толщина  $i$ -слоя  $l_i = l_{o.p.z}$  и поглощение происходит в  $i$ -слое, на основании (2.5) можно записать:  $\eta = \eta_v \gamma_v (1 - e^{-x/l_i})$ . При поглощении света в  $i$ -слое коэффициент собирания равен единице. Носители разделяются электрическим полем, не успевая рекомбинировать. Толщина  $i$ -слоя выбирается так, чтобы большая часть излучения поглощалась. Так, для  $\lambda = 0,85$  мкм в кремнии (см. рис. 2.5) будет поглощаться 67% мощности света на длине 20 мкм 93% на длине 50 мкм. С помощью (2.7) определим напряжение на диоде, при котором  $l_i = l_{o.p.z} = 20$  мкм. Полагая  $N_n = 10^{14}$  см $^{-3}$  и  $\varphi_k = 0,7$  В, получаем напряжение на диоде 29,5 В. Для уменьшения необходимого напряжения смещения желательно использовать материалы с большим показателем поглощения  $\kappa$  и малой остаточной концентрацией примеси. По мере увеличения  $\lambda$ , когда уменьшается показатель  $\kappa$  (см. рис. 2.5), для сохранения прежней квантовой эффективности требуются диоды с большими рабочими напряжениями.

На быстродействие диода оказывают влияние процессы в базе,  $i$ -слое, коллекторе, а также параметры электрической эквивалентной схемы. Оценим действие каждого фактора в отдельности.

Носители, генерированные светом в базе, диффундируют в сторону перехода, где они разделяются электрическим полем. Задержка появления импульса фототока, связанного с поглощением фотона в базе, определяется временем диффузии неосновного носителя от места его рождения до границы ОПЗ. Время диффузии зависит от расстояния между местом появления фотоносителя и

переходом. С ростом расстояния происходит не только увеличение среднего по ансамблю носителей времени задержки, но и дисперсии этого времени. Величина дисперсии непосредственно влияет на быстродействие прибора. С ростом дисперсии времени задержки увеличивается время нарастания импульса фототока. Поскольку дисперсия и среднее время пролета в базе связаны друг с другом, можно говорить о влиянии среднего времени диффузии на частотные свойства. Определим время диффузии в базе  $\tau_b = l_b^2 / (2D_n)$ , где  $l_b$  — толщина базы;  $D_n$  — коэффициент диффузии неосновных носителей.

На рис. 2.9, а [30] приведены относительные импульсная, переходная и амплитудно-частотная характеристики базовой области фотодиода для случая, когда скорость поверхностной рекомбинации равна нулю. В этом случае на быстродействие прибора помимо толщины базы влияет показатель поглощения  $\kappa$ . При  $\kappa \rightarrow \infty$  поглощение света происходит на поверхности базы. По мере уменьшения  $\kappa$  уменьшается средняя длина пути, проходимая носителями до ОПЗ, снижается время диффузии, возрастает быстродействие. Рекомбинация на поверхности базы не только уменьшает коэффициент сбора, но и влияет на частотные свойства. В ре-

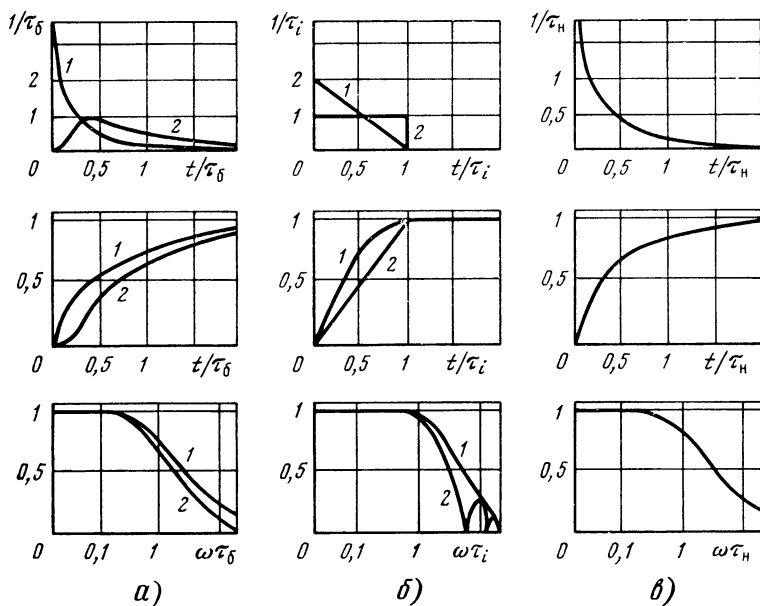


Рис. 2.9. Относительные импульсные, переходные и амплитудно-частотные характеристики базовой области (а),  $i$ -области (б) и коллектора (в) при  $\kappa \rightarrow 0$  (1) и  $\kappa \rightarrow \infty$  (2)

зультате рекомбинации появляется диффузионный поток носителей, направленных в сторону поверхности. Максимум концентрации носителей, генерированных светом, смещается в сторону пехода, уменьшая среднюю длину диффузионного пути. При этом несколько увеличивается предельная частота и уменьшается отклик на низких частотах. В фотодиодах, предназначенных для ВОСП, процессы в базе относительно мало влияют на частотные свойства.

Область  $i$   $pin$ -фотодиода имеет относительно большие размеры. Время пролета в ОПЗ ( $l_i = l_{o.п.з}$ ) можно определить по формуле  $\tau_i = l_i / V_{др}$ , где  $V_{др}$  — скорость дрейфа носителей. При этом предполагается, что распределение напряженности электрического поля в ОПЗ равномерно. В случае кремния дрейфовые скорости насыщения для электронов и дырок составляют  $8,4 \cdot 10^4$  и  $4,4 \cdot 10^4$  м/с соответственно. Тогда для  $l_i = 20$  мкм минимально возможное время дрейфа электронов составит 0,24 нс. Поскольку свет распространяется в  $i$ -области со скоростью, намного превышающей скорость дрейфа носителей, можно не учитывать фазовый сдвиг, связанный с распространением света. При поглощении света в ОПЗ носители, соответствующие данной фазе передаваемого сообщения, будут возникать в разных местах  $i$ -области практически одновременно. При быстрой смене фаз сообщения во внешней цепи в течение времени пролета произойдет наложение элементарных импульсов фототока, связанных с генерацией фотоносителей в ОПЗ. На рис. 2.9, б [30] показаны результаты исследования влияния пролета носителей в ОПЗ на быстродействие фотодиода. Если  $x \rightarrow 0$ , то носители, появившиеся под действием данной фазы излучения, оказываются сконцентрированными на левой границе  $i$ -слоя. При  $x \rightarrow 0$  они распределяются равномерно по всему объему  $i$ -слоя. Для увеличения предельной частоты необходимо увеличивать рабочее напряжение, уменьшать  $l_i$  и выбирать материал с наименьшим значением  $x$ .

На частотные свойства влияет также поглощение света в коллекторе. Носители, генерированные светом, начинают диффундировать к ОПЗ, где и разделяются электрическим полем. Введем время диффузии в коллекторе  $\tau_k = l_k^2 / (2D_n)$ , где  $l_k$  — толщина коллектора;  $D_n$  — коэффициент диффузии неосновных носителей. Это выражение справедливо в случае тонкого коллектора. Если толщина коллектора превышает диффузионную длину, то  $\tau_k$  можно считать равным времени жизни неосновных носителей  $\tau_n$ . Результаты исследования частотных свойств, проведенного для данного случая и  $x \rightarrow 0$ , показаны на рис. 2.9, в [30]. Поглощение света в коллекторе, а также в  $i$ -области за пределами ОПЗ, приводит к появлению медленно изменяющейся составляющей фототока. Для увеличения быстродействия прибора надо исключить поглощение света в этих областях.

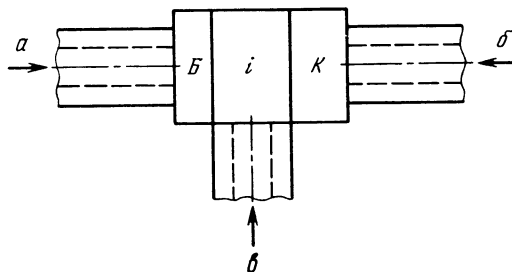


Рис. 2.10. Способы освещения *pin*-фотодиода

На быстродействие прибора некоторое влияние оказывает направление засветки. На рис. 2.10 показаны возможные способы освещения *pin*-диода; прямая (*а*), обратная (*б*) и боковая (*в*) засветка. Для прямой и обратной засветок справедливы проделанные рассуждения. В случае обратной засветки быстродействие прибора может оказаться хуже, так как коллектор обычно имеет относительно большую толщину. При освещении фотодиода сбоку пропадает влияние на частотные свойства процессов в базе и коллекторе, а также влияние  $\kappa$ , если решается одномерная задача поглощения в *i*-слое. Для боковой засветки *i*-слоя можно воспользоваться приведенными на рис. 2.9, *б* результатами, соответствующими  $\kappa \rightarrow 0$ . Хотя боковая засветка и обладает большими потенциальными возможностями, она почти не используется.

Для того чтобы избежать потерь излучения на вводе, необходимо иметь сравнительно широкий *i*-слой. При использовании для *i*-слоя материалов с высоким показателем поглощения  $\kappa$  на длинах волн 0,8...1,6 мкм появилась возможность уменьшить толщину *i*-области, а следовательно, и уменьшить необходимое рабочее напряжение смещения на диоде. Толщина ОПЗ стала порядка единиц микрон, что сделало нецелесообразным применение боковой засветки. Вместе с тем использование базы или коллектора из материала с широкой запрещенной зоной позволило избежать поглощения света до ОПЗ, потерь на рекомбинацию, характерных для прямой и обратных засветок обычных фотодиодов (без широкозонного «окна»).

При оценке ограничений быстродействия, связанных с прямой и обратной засветкой *i*-слоя, необходимо учитывать разницу во времени дрейфа электронов и дырок. На рис. 2.9, *б* время дрейфа носителей считалось одинаковым. Если воздействие света происходит со стороны *n*-области и  $l_{0,n,z} = l_i$ , то выражение для частотной характеристики приемника излучения имеет вид [31]

$$\frac{I_{\phi}(\omega)}{I_{\phi}(0)} = \frac{1}{1 - e^{-x l_i}} \left[ \frac{e^{j\omega\tau_n - x l_i} - 1}{j\omega\tau_n - x l_i} - e^{-x l_i} \frac{(e^{j\omega\tau_n} - 1)}{j\omega\tau_n} + \right. \\ \left. + \frac{e^{j\omega\tau_p} - 1}{j\omega\tau_p} + \frac{e^{-x l_i} (1 - e^{x l_i + j\omega\tau_p})}{x l_i + j\omega\tau_p} \right]. \quad (2.8)$$

Здесь  $\tau_n$  и  $\tau_p$  — время пролета в  $i$ -слое электронов и дырок;  $\tau_n = l_i/V_{дрn}$ ;  $\tau_p = l_i/V_{дрp}$ , где  $V_{дрn}$  и  $V_{дрp}$  — скорости дрейфа носителей,  $V_{дрn} > V_{дрp}$ . В кремнии, например, при относительно малой напряженности поля эти скорости отличаются почти в 3 раза, а скорости насыщения — в 1,9 раза. В случае, когда свет падает со стороны  $p$ -области, расчет частотной характеристики может быть выполнен с помощью (2.8), если индексы  $p$  и  $n$  поменять местами. Наиболее перспективной для создания быстродействующих приборов является обратная засветка со стороны  $n$ -области, где свет попадает в  $i$ -слой и  $p^+$ - $n$ -гомопереход через коллектор из широкозонного материала (см. рис. 2.23, б).

В диапазоне длин волн оптического излучения в разных областях структуры диода поглощение света происходит неодинаково, изменяются путь переноса носителей, частотные и импульсные свойства. Степень зависимости  $\kappa(\lambda)$  определяется типом полупроводникового материала. Для германия, например, характерна более сильная зависимость  $\kappa$  от  $\lambda$ , чем для кремния (см. рис. 2.5).

Быстродействие фотодиодов связано также с параметрами электрической эквивалентной схемы. На рис. 2.11 изображена эквивалентная схема высокочастотного  $pin$ -фотодиода. На схеме показаны источник фототока  $I_{\phi}$ , дифференциальное сопротивление  $R_d$ , последовательное сопротивление  $R_n$ , барьерная емкость перехода  $C_d$ , индуктивность вывода  $L_b$  и емкость корпуса  $C_k$ . У хорошо сконструированных диодов можно не учитывать индуктивность вывода вплоть до частоты около 1 ГГц.

Для характеристики эквивалентной схемы введем следующие частоты:

$$f_{R_d} = 1/(2\pi R_d C_d); \quad f_{R_d R_n} = 1/(2\pi \sqrt{R_d R_n}); \quad f_{R_n} = 1/(2\pi C_d R_n). \quad (2.9)$$

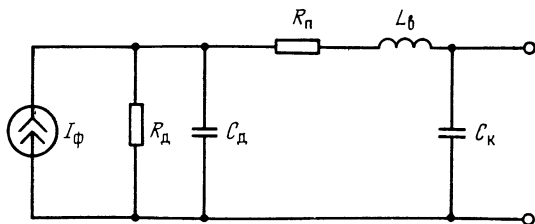


Рис. 2.11. Эквивалентная схема высокочастотного  $pin$ -фотодиода

В кремниевых и германиевых высокочастотных фотодиодах  $f_{R_d}$  составляет десятки — сотни герц,  $f_{R_d R_n}$  — сотни кГц. Большая часть рабочего диапазона находится между  $f_{R_d R_n}$  и  $f_{R_n}$ . При очень малом сопротивлении нагрузки  $f_{R_n}$  является предельной частотой фотодиода. Для увеличения предельной частоты необходимо уменьшать  $R_n$  и  $C_d$ . Сопротивление  $R_n$  связано с электрической проводимостью базы и коллектора. Эти области значительно легированы примесями и имеют высокую удельную проводимость. Однако из-за малой приемной площадки сопротивление  $R_n$  увеличивается. Для кремниевых диодов оно может составлять сотни ом. Барьерная емкость диода  $C_d$  определяется по формуле  $C_d = \epsilon_0 \epsilon S_n / l_{o.p.z.}$ . Здесь  $S_n$  — площадь перехода, а  $l_{o.p.z.}$  — толщина ОПЗ (см. (2.7)). Для уменьшения емкости уменьшают площадь перехода.

В мезаструктурах используют химическое травление материала, в результате которого получается маленькая столообразная вершина (меза). В планарных диодах переход изготовляют с помощью имплантации примеси внутри небольшого участка структуры. Минимальная площадь перехода определяется возможностью появления потерь света на входе и диаметром сердцевины световода. Если диаметр фоточувствительной площадки кремниевого фотодиода принять равным 100 мкм, а  $l_{o.p.z.} = 20$  мкм, то  $C_d = 0,04$  пФ. Емкость перехода получилась весьма малой. В то же время минимальное время пролета электронов составило 0,24 нс. Стремление улучшить частотные свойства за счет уменьшения времени пролета носителей заставляет применять материалы с большим  $\kappa$  и сокращать толщину  $i$ -слоя. При этом происходит увеличение емкости  $C_d$ . Таким образом, при выборе толщины активного  $i$ -слоя приходится учитывать два фактора, противоположным образом влияющие на быстродействие прибора.

Толщина ОПЗ и величина емкости зависят от приложенного к диоду напряжения смещения. На рис. 2.12 показана вольт-фа-

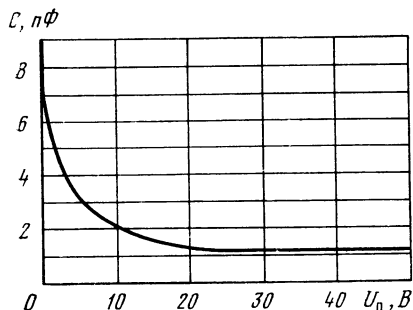


Рис. 2.12. Вольт-фарадная характеристика фотодиода SP 109

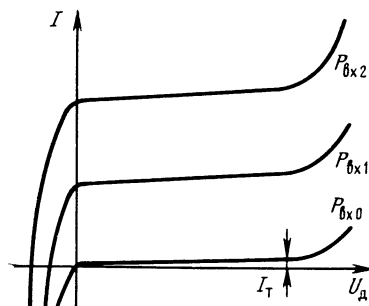


Рис. 2.13. Семейство вольт-амперных характеристик фотодиода ( $P_{вх2} > P_{вх1}$ )

радная характеристика кремниевого фотодиода SP109. При напряжении свыше 20 В емкость прибора определяется корпусом. Семейство вольт-амперных характеристик фотодиода (рис. 2.13) напоминает семейство вольт-амперных характеристик биполярного транзистора с общей базой, где вместо тока эмиттера параметром является входная оптическая мощность  $P_{вх}$ . При относительно больших напряжениях на диоде начинается рост тока, связанный с возникновением электрического пробоя.

Важным параметром фотодиода является темновой ток  $I_T$ . Он связан с появлением носителей в ОПЗ в отсутствие действия света, а также с существованием поверхностного тока утечки. Ток утечки уменьшаются с помощью пассивации поверхности структуры. Носители возникают в ОПЗ вследствие тепловой генерации в самом  $i$ -слое, а также в результате тепловой генерации и диффузии из других областей. Плотность этой составляющей темнового тока пропорциональна концентрации неосновных носителей в ОПЗ, т. е. пропорциональна  $\exp[-\varphi_{з.з.}/(kT_p)]$ , где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_p$  — абсолютная рабочая температура. Темновой ток тем сильнее зависит от температуры, чем больше ширина запрещенной зоны материала  $q\varphi_{з.з.}$ . На рис. 2.14 приведен график зависимости от температуры темнового тока кремниевого диода SP107. При увеличении температуры с 25 до 60°C темновой ток возрастает более чем на порядок.

Фотодиоды — детекторы, обладающие практически линейной характеристикой детектирования. Пропорциональность фототока и оптической мощности сохраняется при изменении тока более чем в 60 раз [29]. Если уровень входной мощности не превышает 0 дБм, то нелинейностью характеристики детектирования можно пренебречь. При больших уровнях засветки за счет падения напряжения на сопротивлениях областей и влияния пространственного заряда

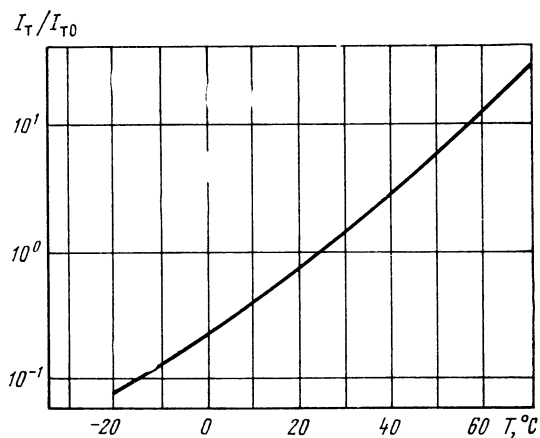


Рис. 2.14. Зависимость темнового тока SP 107 от температуры при  $U_d=20$  В и  $T_0=25^\circ\text{C}$



уменьшается напряженность электрического поля в ОПЗ, уменьшается квантовая эффективность, ухудшаются частотные свойства. Большое влияние на нелинейность оказывают контакты. Нелинейность зависит от особенностей структуры конкретного диода, способов его засветки.

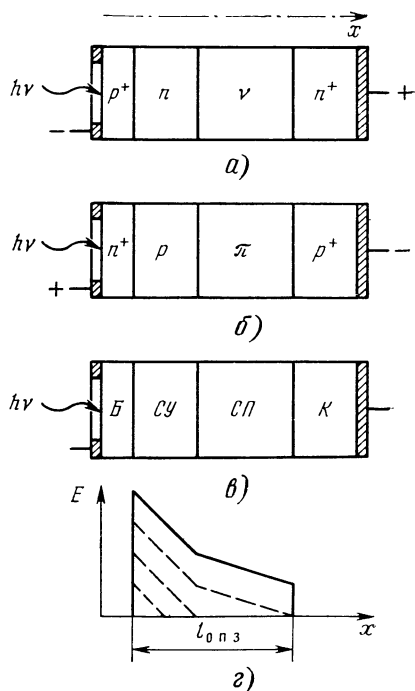
## 2.4. ЛАВИННЫЕ ФОТОДИОДЫ

В лавинных фотодиодах (ЛФД) достигается усиление первичного фототока за счет лавинного умножения числа носителей. Если носители электрических зарядов обладают достаточно большой кинетической энергией, то при неупругом соударении с нейтральными атомами кристаллической решетки происходит ионизация атомов, возникают новые пары электрон-дырка. Минимальная энергия, необходимая для ионизации, связана с шириной запрещенной зоны. Процесс умножения числа носителей характеризуется коэффициентами ионизации  $\alpha_n$  и  $\alpha_p$ . Первый относится к электронам, второй — к дыркам. Коэффициент ионизации показывает, какое число пар электрон-дырка в среднем создает данный носитель на единице длины пути. Коэффициенты ионизации существенно зависят от напряженности электрического поля  $E$ . В первом приближении можно считать, что коэффициенты ионизации пропорциональны  $E$  в степени от 3 до 9 для разных материалов и направлений поля.

Соотношение коэффициентов ионизации электронов и дырок также зависит от материала, направления поля, величины напряженности поля. Так, в арсениде галлия  $\alpha_n \approx \alpha_p$ , в кремнии  $\alpha_n > \alpha_p$ , в германии  $\alpha_p > \alpha_n$ . В *pin*-фотодиодах трудно реализовать напряженность поля, необходимую для получения заметного лавинного усиления. Напряженность поля  $E$  должна превышать  $10^7$  В/м. Если толщина *i*-слоя составляет 20 мкм, то в отсутствие фоновой примеси напряжение на диоде должно превышать 200 В. Для осуществления лавинного усиления фототока используются специальные структуры. Простейшая структура ЛФД представляет собой резкий  $p^+ - n$ -переход. Необходимая напряженность электрического поля достигается в узкой области перехода при относительно малых напряжениях смещения. Высокое быстродействие прибора будет достигнуто, если основная часть света поглощается в слое, где существует электрическое поле. В данной структуре, обладающей малой толщиной ОПЗ, поглощение света и умножение носителей пространственно совмещаются.

В ВОСП наряду с простейшими используются более сложные структуры с разделенными областями поглощения света и умножения (РПУ), называемые РПУ ЛФД или ЛФД с проникновением поля. На рис. 2.15а и б показаны структуры РПУ ЛФД. На рис. 2.15, в представлена обобщенная схема этих структур. Свет

Рис. 2.15. Структуры ЛФД с проникновением поля и распределение напряженности поля



проходит через тонкую базу (Б), слой умножения (СУ) и попадает в слой поглощения (СП). Последний имеет большую толщину, здесь поглощается основная часть света. Максимум напряженности электрического поля находится на границе базы и слоя умножения (рис. 2.15, в). При изменении напряжения смещения на диоде изменяется характер распределения поля. Рабочему режиму диода соответствует распределение поля, показанное сплошной линией. Напряженность поля в СУ превышает пороговое значение, необходимое для возникновения лавины. Электрическое поле проникает в  $i$ -й слой, обеспечивая высокие скорости дрейфа носителей. Область пространственного заряда занимает все пространство от базы (Б) до коллектора (К). Под действием света в СП происходит генерация носителей, которые разделяются электрическим полем. Неосновные носители (дырки на рис. 2.15, а, электроны на рис. 2.15, б) движутся в направлении, противоположном оси  $x$ , и инжектируют в СУ, где и происходит усиление первичного фототока. Структура РПУ ЛФД совмещает в себе свойства  $pin$  и обычного лавинного фотодиода, позволяя получать значительное усиление фототока при сохранении высокой квантовой эффективности и быстродействия.

Вопросы обеспечения высокой квантовой эффективности были рассмотрены в § 2.3. Как и в случае  $pin$ -фотодиода, засветка может происходить с разных сторон структуры. Наибольшая квантовая эффективность достигается при засветке через коллектор, изготовленный из широкозонного материала. В этом случае между слоем поглощения и коллектором существует гетерограница. Напряженность поля  $E$  на границе должна быть меньше напряженности туннельного пробоя.

Остановимся подробнее на частотных свойствах ЛФД. Основные ограничения быстродействия, связанные с появлением первич-

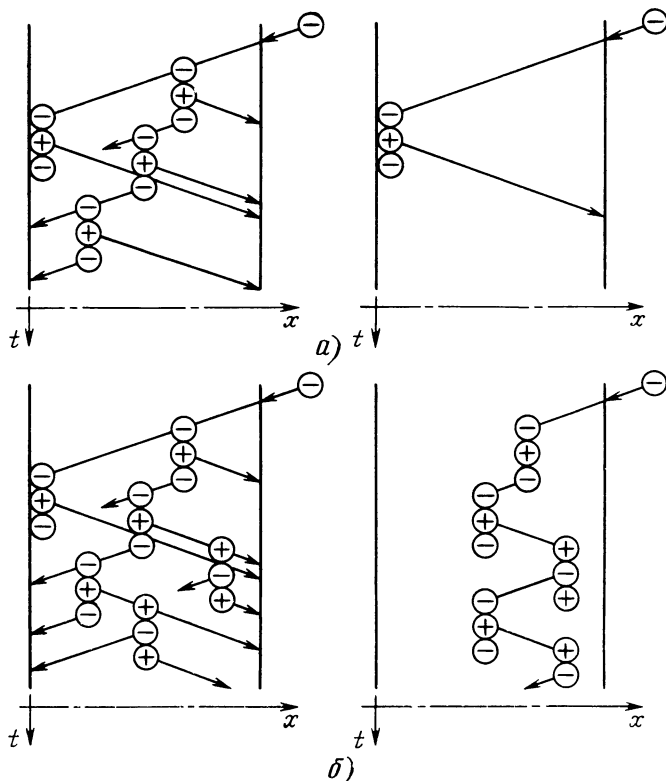


Рис. 2.16. Кинетика движения носителей в слое умножения ЛФД при  $\alpha_p=0$  (а) и  $\alpha_n=\alpha_p$  (б)

ного фототока и с параметрами электрической эквивалентной схемы (см. рис. 2.11), остаются такими же, как и в *pin*-фотодиоде. К ним добавляются ограничения, определяемые процессом внутреннего усиления. Частотные свойства ЛФД в большой степени зависят от соотношения между коэффициентами ионизации электронов и дырок  $\alpha_n$  и  $\alpha_p$ . Рассмотрим процессы умножения носителей в слое умножения ЛФД для двух частных случаев:  $\alpha_p=0$  и  $\alpha_n=\alpha_p$  (рис. 2.16).

Лавина начинается с инжекции электронов, движущихся в направлении, противоположном оси  $x$ , что соответствует структуре ЛФД, изображенной на рис. 2.15, б. Если  $\alpha_p=0$ , то ионизация атомов осуществляется только электронами (рис. 2.16, а, слева). Поскольку процесс ионизации каждого атома происходит практически мгновенно, время существования электронной лавины оказывается равным времени пролета электрона через слой умножения.

На рис. 2.16,а справа показан характер движения носителей, определяющих максимальную длительность импульса тока, наведенного на границах СУ. Длительность импульса тока лавины равна суммарному времени пролета электрона и дырки через слой умножения. Она зависит от среднего коэффициента умножения  $\bar{M}$ , представляющего собой отношение фототока во внешней цепи к первичному фототоку. Коэффициент умножения в этом случае [32] равен  $\exp(\alpha_n l_{c,y})$ , где  $l_{c,y}$  — толщина слоя умножения. Поскольку  $\alpha_n$  зависит от напряженности электрического поля, возможно осуществить плавную регулировку  $\bar{M}$ , изменяя напряжение смещения.

Если  $\alpha_n = \alpha_p$ , то ионизация вызывается одинаково как электронами, так и дырками (рис. 2.16,б, слева). Если в предыдущем случае поток дырок не влиял на развитие электронной лавины, то теперь и электронная, и дырочная лавины взаимно усиливают друг друга. Зависимость коэффициента умножения от напряжения становится более резкой. При некотором напряжении на диоде  $\alpha_n l_{c,y} \geq 1$ . Тогда в течение времени пролета носителей через слой умножения рождается более чем одна пара электрон-дырка, и лавинный процесс поддерживает сам себя (рис. 2.16,б, справа). Коэффициент умножения и время развития лавины стремятся к бесконечности. Если же  $\alpha_n l_{c,y} < 1$ , то получаются конечные значения усиления и времени развития лавины. В рассматриваемом случае время развития лавины увеличивается с ростом  $\bar{M}$ , при этом снижается возможная полоса пропускания. Абсолютное значение полосы пропускания зависит от эффективного времени пролета дырок и электронов в слое умножения [29]:  $\tau_n = N(\alpha_n/\alpha_p)\tau_{c,y}$ , где  $\tau_{c,y}$  — время пролета через слой умножения;  $N$  — число, которое медленно меняется от 1/3 до 2 при изменении  $\alpha_p/\alpha_n$  в диапазоне 1 ... 0,001.

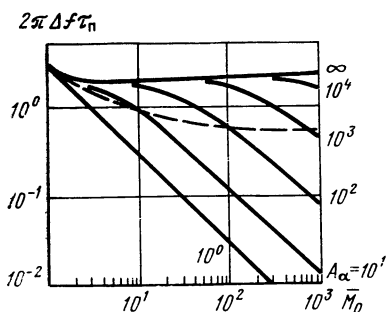


Рис. 2.17. Зависимость полосы пропускания ЛФД от коэффициента умножения

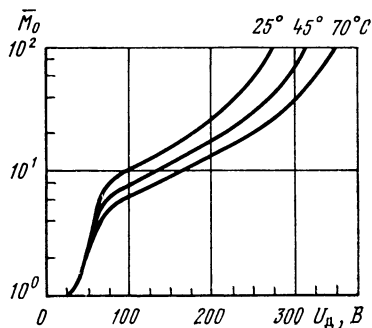


Рис. 2.18. Зависимость коэффициента умножения от напряжения смещения при разных температурах

На рис. 2.17 [33] приведена зависимость нормированной полосы пропускания  $2\pi\Delta/\tau_n$ , оцениваемой на уровне 3 дБ, от коэффициента умножения на низкой частоте  $\bar{M}_0$ . Параметром семейства кривых является  $A_a = \alpha_p/\alpha_n$  при электронной инжекции и  $A_a = \alpha_n/\alpha_p$  при инжекции дырок. Штриховая линия соответствует значениям  $\bar{M}_0 = 1/A_a$ . Ниже штриховой линии графики представляют собой прямые. Здесь произведение лавинного усиления на полосу пропускания есть величина постоянная. Коэффициент  $\bar{M}$  падает с ростом частоты по следующему закону:  $\bar{M}(\omega) \approx \bar{M}_0/(1 + \omega^2 \bar{M}_0^2 \tau_n^2)^{1/2}$ . Выше штриховой линии развитие лавины определяется в основном либо электронами, либо дырками. Полоса пропускания здесь почти не зависит от  $\bar{M}_0$ . Поскольку у большинства ЛФД значения  $\alpha_n$  и  $\alpha_p$  не слишком различаются, в них произведение усиления на полосу остается постоянным. Величина произведения у хороших диодов превышает 200 ГГц. В ЛФД, применяемых в ВОСП, как правило, не используются большие коэффициенты умножения, и быстродействие приборов не лимитируется временем развития лавины. Более важными являются ограничения, связанные с пролетом носителей через ОПЗ и параметрами электрической эквивалентной схемы. Эквивалентная схема ЛФД совпадает с рассмотренной выше схемой *pin*-фотодиода (см. рис. 2.11). Вольт-фарадные характеристики ЛФД и *pin*-фотодиода носят аналогичный характер (см. рис. 2.12). Однако в ЛФД с проникновением поля при некотором напряжении смещения, при котором поле распространяется в слой поглощения (см. рис. 2.15, в, г), происходит резкое уменьшение емкости, при этом на вольт-фарадной характеристике возникает характерный излом.

Общий вид вольт-амперных характеристик ЛФД и *pin*-фотодиодов также совпадает (см. рис. 2.13), отличаются лишь режимы работы: ЛФД использует правую часть характеристики, соответствующую лавинному умножению. На рис. 2.18 показана зависимость низкочастотного коэффициента умножения  $\bar{M}_0$  от напряжения смещения [31]. Кривые построены для структуры, показанной на рис. 2.15, при разных температурах. По мере увеличения напряжения возрастает напряженность поля внутри структуры, увеличиваются коэффициенты ионизации. Когда ОПЗ проникает в слой поглощения, изменяется наклон графиков. Область левее перегиба обычно не используется: вследствие большого времени диффузии фотоносителей в ней не достигается высокое быстродействие. Как только граница ОПЗ достигает коллектора, увеличивается напряженность поля во всей структуре. Зависимость коэффициента умножения  $\bar{M}_0$  от напряжения смещения обычно аппроксимируют следующим образом:

$$\bar{M}_0 = 1/[1 - (U_d/U_{пр})^4], \quad (2.10)$$

где  $U_{пр}$  — пробивное напряжение, при котором  $\overline{M}_0 \rightarrow \infty$ ;  $U_d$  — напряжение смещения, взятое в области правее перегиба;  $\Delta$  — показатель, зависящий от коэффициентов ионизации и структуры диода. Показатель  $\Delta$  принимает значения в интервале 2...6. Для описания температурной зависимости  $U_{пр}$  и  $\Delta$  используют выражения [29]:  $U_{пр} = U_{пр0} + U_{пр1}(T_p - T_0)$ ;  $\Delta = \Delta_0 + \Delta_1(T_p - T_0)$ , где  $U_{пр0}$ ,  $U_{пр1}$ ,  $\Delta_0$ ,  $\Delta_1$  — эмпирические коэффициенты;  $T_p$  — рабочая температура,  $T_0$  — температура, при которой определялись  $U_{пр0}$  и  $\Delta_0$ .

Темновой ток определяется тепловой генерацией носителей в объеме и на поверхности структуры ЛФД. Коэффициенты умножения первичного фототока и темнового тока, вообще говоря, неодинаковы. Распределение носителей, появляющихся в результате действия света и тепловой генерации, в пределах структуры может быть различным. Для носителей, поступающих в слой умножения с разных сторон, лавина будет инициироваться либо электронами, либо дырками, поэтому появится отличие в коэффициентах умножения этих потоков. Если в пределах слоя умножения существуют участки с повышенной напряженностью поля, то составляющие первичных токов этих участков получают большее усиление. Иногда вблизи выхода  $p$ — $n$ -перехода на поверхность структуры возникают микроплазмы — локальные области, где пробой начинается раньше (при меньших напряжениях), чем в объеме. Микроплазмы способствуют увеличению темнового тока, что вызывает существенное ухудшение шумовых характеристик диода. Для уменьшения вероятности возникновения микроплазм при конструировании ЛФД принимают ряд мер: устанавливают охранное кольцо вокруг слоя умножения, используют мезаструктуры. Лавинные фотодиоды ВОСП используются в узком спектральном диапазоне, для которого параметры структуры оптимизированы. Поглощение света происходит в сравнительно широкой ОПЗ. Тогда и разница в пространственном распределении тепловой и фотогенераций получается незначительной. В дальнейшем будем представлять темновой ток в виде суммы умножаемой ( $I_{т.у}$ ) и неумножаемой ( $I_{т.н}$ ) составляющих. Умножаемая составляющая, связанная с генерацией носителей в объеме, усиливается примерно во столько же раз, во сколько и первичный фототок. Неумножаемая составляющая в основном определяется поверхностной генерацией. Общий темновой ток в лавинном режиме

$$I_{т.л} \approx I_{т.у} \overline{M}_0 + I_{т.н}. \quad (2.11)$$

Ток  $I_{т.л}$  быстро увеличивается с ростом температуры. На характер этой зависимости влияет изменение составляющих темнового тока и коэффициента умножения (см. рис. 2.14 и 2.18).

В заключение рассмотрим вопросы, связанные с линейностью детектирования света. При малых входном сигнале и первичном темновом токе, отсутствии посторонней засветки существует пря-

мая пропорциональность между усиленным фототоком и падающей входной мощностью. По мере увеличения первичного фототока, умножаемой составляющей темнового тока или коэффициента умножения все большую роль начинают играть факторы, приводящие к нарушению этой пропорциональности. Среди них можно отметить падение напряжения на сопротивлении нагрузки, сопротивлении  $R_n$ , увеличение плотности пространственного заряда в слое умножения, а также (при больших засветках) нагревание активной области [31].

Для выяснения влияния первого фактора воспользуемся выражением (2.10). Тогда

$$\bar{M}_0 = \frac{1}{1 - \left( \frac{U_d - IR}{U_{np}} \right)^\Delta}.$$

Здесь  $I = \bar{M}_0 I_\Phi$  — ток во внешней цепи;  $R$  — сопротивление электрической цепи (включает сопротивление нагрузки и  $R_n$ ). На рис. 2.19 показан характер зависимости  $\bar{M}_0(I)$  для трех начальных значений коэффициента умножения. Чем больше исходный коэффициент умножения, тем больше падение напряжения  $IR$ , тем раньше появляется нелинейность характеристики детектирования. В нелинейной области, когда  $I_{т.у} = 0$ , коэффициент умножения оказывается пропорциональным  $1/\sqrt{I_\Phi}$ .

Пространственный заряд экранирует электрическое поле, вызывая снижение лавинного усиления. Действие пространственного заряда тем существеннее, чем меньше площадь засветки. Эффект насыщения проявляется раньше в приборах, работающих с одноמודовыми световодами.

Существование умножаемого темнового тока (в ВОСП отсутствует фоновая засветка) также может влиять на линейность детектирования, особенно в случае больших коэффициентов умножения. Увеличение напряжения смещения обычно сопровождается ростом вторичного фототока, а затем его падением. При больших  $\bar{M}_0$  ток диода перестает управляться светом. Увеличение температуры активной области вызывает уменьшение коэффициентов ионизации и, как следствие, уменьшение лавинного умножения.

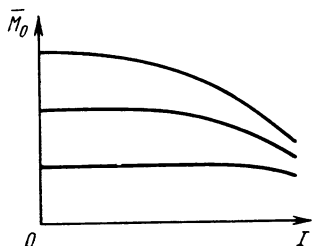


Рис. 2.19. Зависимость коэффициента умножения ЛФД от тока во внешней цепи для разных начальных значений коэффициента умножения

В ФПУ ВОСП, как правило, используются небольшие коэффициенты умножения (несколько десятков). Тогда нелинейными явлениями можно пренебречь вплоть до входной мощности в несколько микроватт [29]. Если на вход ФПУ поступает сигнал с большим уровнем, более целесообразным становится применение *pin*-фотодиода вместо ЛФД.

## 2.5. ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ВОСП РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ

Приемники излучения, применяемые в ВОСП, используют собственную фотопроводимость. Длинноволновая граница спектральной чувствительности определяется шириной запрещенной зоны полупроводникового материала, уменьшение чувствительности в области коротких волн связано с уменьшением коэффициента собирания. На рис. 2.20 показана зависимость квантовой эффективности некоторых фотодиодов, изготовленных из разных полупроводниковых материалов, от длины волны оптического излучения. Наиболее хорошо разработана технология изготовления германиевых и кремниевых приборов. На основе германия можно сделать приемники для диапазона 0,6...1,6 мкм, однако квантовая эффективность в области малых длин волн оказывается низкой. Благодаря большому коэффициенту поглощения германия, свет поглощается вблизи поверхности, возрастают потери на поверхностную рекомбинацию. Кремний является хорошим материалом для создания приемников излучения, работающих в диапазоне 0,6...0,9 мкм.

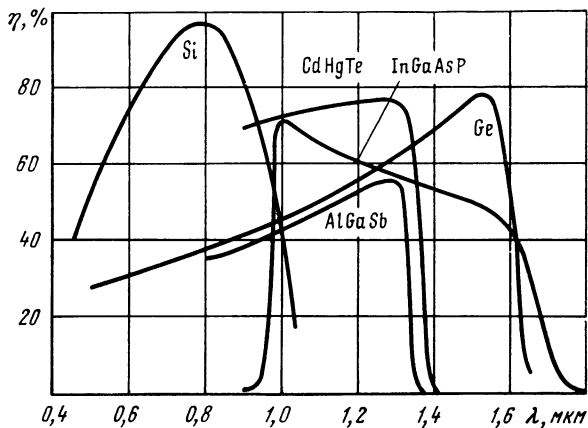


Рис. 2.20. Зависимость квантовой эффективности фотодиодов из разных материалов от длины волны



Появляется все больше фотодиодов, построенных на основе полупроводниковых соединений. Некоторые из этих соединений используются также для изготовления полупроводниковых лазеров<sup>1</sup>. Подбирая состав компонентов соединения, можно в некоторых пределах изменять ширину запрещенной зоны, влияя на показатель поглощения вещества.

Состав соединения влияет также на период кристаллической решетки. Для изготовления приемников используются соединения с требуемой шириной запрещенной зоны, кристаллическая решетка которых хорошо согласуется с материалом подложки, позволяя формировать гетеропереходы. Наиболее развита технология получения соединения AlGaAs на подложке из GaAs. На подложках из GaSb по технологии, аналогичной предыдущей, изготавливаются соединения AlGaAsSb, у которых максимум поглощения находится в интервале волн 0,75...1 мкм. Очень велики возможности использования соединения GaInAsP, выращенного на основе InP. Этот материал может иметь ширину запрещенной зоны при комнатной температуре, соответствующую длинам волн 0,92...1,65 мкм. Соединения CdHgTe применялись ранее для создания лазерных приемников с  $\lambda = 10,6$  мкм [41]. Изменение состава компонентов позволяет изменять ширину запрещенной зоны от 1,6 эВ до очень малых величин. На основе этого сплава также были созданы приемники для ВОСП [32].

При выборе материала приемника приходится исходить из степени освоения технологии и свойств материала, определяющих предельно достижимые значения параметров: квантовой эффективности, предельной частоты, параметров шума и др. В ЛФД уровень шума зависит от величины умножаемой составляющей темнового тока и отношения коэффициентов ионизации электронов и дырок (см. гл. 3). Для уменьшения уровня шума желательно, чтобы темновой ток был мал, а коэффициенты ионизации  $\alpha_n$  и  $\alpha_p$  существенно различались.

В диапазоне длин волн 0,82...0,85 мкм кремниевые приборы обладают существенными преимуществами. Технология производства хорошо отработана, по сравнению с германием здесь получается значительный выигрыш в достижимых квантовой эффективности и темновом токе. Коэффициенты ионизации кремния отличаются между собой в большей степени, чем германия. Возможно изготовление приборов на основе арсенида галлия, в котором поглощение света в этой области спектра больше, чем у кремния. Однако себестоимость таких приборов выше, а квантовая эффек-

---

<sup>1</sup> Иногда в качестве приемника излучения используют полупроводниковые лазеры из GaAlAs и InGaAsP при обратном смещении [39, 40]. Однако чувствительность таких приемников невелика: при  $\lambda = 1,3$  мкм была зарегистрирована чувствительность 0,2 А/Вт [40].

тивность ниже. К тому же в арсениде галлия  $\alpha_n \approx \alpha_p$ . Арсенид галлия может использоваться для изготовления монолитных интегральных схем, содержащих *pin*-фотодиод и полевые транзисторы. На основе GaAs созданы ЛФД с барьером Шоттки [29]: коэффициент умножения более 100, время нарастания и спада 0,1 и 0,3 нс соответственно.

Наиболее перспективными приборами для рассматриваемого диапазона являются кремниевые *pin*-фотодиоды и ЛФД с проникновением поля. На рис. 2.21 приведены некоторые типичные структуры этих приборов. Для уменьшения коэффициента отражения при вводе излучения используется просветляющее покрытие ( $\Pi$ ). При этом квантовая эффективность превышает 90%, а чувствительность составляет 0,5...0,6 А/Вт.

На рис. 2.21, а показана структура планарного *pin*-фотодиода. Световое излучение проходит тонкий  $p^+$ -слой и поглощается в  $n$ -области. Генерированные светом дырки дрейфуют к переходу. Эффективное поглощение достигается, когда толщина  $n$ -области составляет 20...50 мкм (см. рис. 2.5). Для того чтобы электрическое поле существовало во всем  $i$ -слое, к диоду (см. 2.7) надо приложить довольно большое напряжение. Это напряжение пропорционально квадрату концентрации остаточной примеси и обычно составляет несколько десятков вольт. Предельная частота связана с временем пролета в ОПЗ следующим соотношением [32]:  $f_{пр} = 0,446/\tau_i$ . Полагая, что скорость дрейфа дырок равна скорости насыщения, получаем для  $l_i = 20$  мкм  $f_{пр} = 0,98$  ГГц, для  $l_i = 50$  мкм 0,39 ГГц (для электронов предельные частоты равны 1,86 и 0,75 ГГц). Так как емкость *pin*-структуры при большой толщине ОПЗ мала, ограничение предельной частоты, связанное с временем дрейфа, может оказаться существенным.

Кремниевые ЛФД могут иметь как планарную, так и мезаструктуру. На рис. 2.21, б показана структура планарного ЛФД с проникновением поля. Обычно такие структуры имеют более высокую по сравнению с мезаструктурами стабильность параметров. Возникновение микроплазм в приповерхностном слое диода предот-

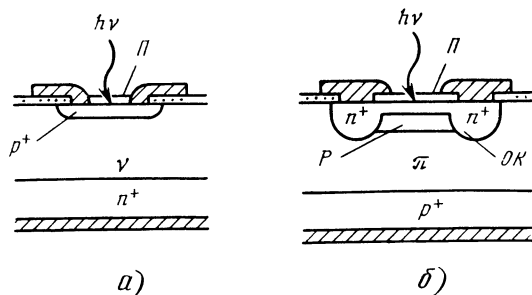


Рис. 2.21. Планарные структуры кремниевых фотодиодов:  
а — *pin*-фотодиод; б — ЛФД с проникновением поля

вращается с помощью охранного кольца (ОК). Поскольку толщина  $n^+$ — $\pi$ -перехода гораздо больше, чем у  $n^+$ — $p$ -перехода, напряженность электрического поля на границе  $n^+$ - и  $p$ -областей превышает напряженность поля у поверхности. В результате лавинный пробой наступает в объеме структуры при меньших напряжениях, чем на поверхности. Свет проходит через лавинный  $p$ -слой и поглощается в  $\pi$ -области. Появившиеся под действием света электроны перемещаются к  $n^+$ — $p$ -переходу и при достаточном электрическом поле вызывают появление лавины. При электронной инжекции шум лавины в кремнии несколько меньше, чем при инжекции дырок. Кремниевые ЛФД с проникновением поля требуют для своей работы довольно больших напряжений смещения — более 200 В. Производство лавинового усиления на полосу частот может достигать 200 ГГц [29]. Параметры некоторых кремниевых диодов приведены в табл. 2.1.

Если в диапазоне 0,85 мкм преимущество кремниевых приборов бесспорно, то в случае длин волн 1,3 ... 1,55 мкм существует множество альтернативных решений, преимущества каждого из которых не столь очевидны. Здесь в первую очередь приходится сравнивать возможности германиевых приемников с приемниками, построенными на основе соединений группы  $A_{III}B_V$ . Как правило, в соединениях достигаются большие значения показателя поглощения света, чем в германии. Если на длине волны 1,3 мкм они часто соизмеримы, то в диапазоне 1,55 мкм германий обладает меньшим поглощением. Необходимая толщина слоя поглощения в германии при  $\lambda=1,3$  мкм должна быть около 3 мкм, а при  $\lambda=1,55$  мкм она превышает 10 мкм.

Вследствие малой ширины запрещенной зоны плотность темнового тока в германии на несколько порядков превышает плотность темнового тока в соединениях. Особенно важную роль играет умножаемая составляющая темнового тока в ЛФД. Однако при малых размерах приемной площадки, характерных для приемников, состыкованных с одномодовыми световодами, темновые токи существенно уменьшаются. В германии  $\alpha_n \approx \alpha_p$  одного порядка, тогда как в некоторых соединениях, в CdHgTe например, можно получить отношение  $\alpha_p/\alpha_n=9$ . Таким образом, уровень шума вследствие умножения в германиевых диодах должен быть выше. Вместе с тем в соединениях лавинный пробой часто сопровождается туннельным. Существование туннельного тока ограничивает возможность получения больших коэффициентов лавинного умножения. В табл. 2.3 приведены параметры экспериментальных диодов, разработанных для 1,3 и 1,55 мкм (температура 20 ... 25°C). Строки 1 и 8 содержат данные по германиевым ЛФД.

Структура ЛФД, предназначенная для  $\lambda=1,3$  мкм, показана на рис. 2.22 [32]. В этой структуре свет проходит просветляющий слой ( $\Pi$ ), поглощается в тонком  $p^+$ -слое и в переходе. Толщина

Таблица 2.3

| Номер<br>п/п | Приемник                  | Материал   | $\lambda$ , мкм     | Диаметр,<br>мкм | $\eta$ , %     | $\bar{M}_{max}$ | $U_d$ , В | $C_d$ , пФ | $I_r$ , нА | Литература | Примечание                                           |
|--------------|---------------------------|------------|---------------------|-----------------|----------------|-----------------|-----------|------------|------------|------------|------------------------------------------------------|
| 1            | $p^+-n$ -ЛФД              | Ge         | 1,3                 | 30              | 90             | 100             | 30        | 0,5        | 5—6        | [32]       | $U_{np}=38$ В,<br>$f_{np}=1$ ГГц,<br>см. рис. 2.23   |
| 2            | $pin$ -ФД                 | AlGaAsSb   | 1,3                 | 130             | 70             | 1               | 20        | 1          | 10         | [32]       | $U_{np}=80$ В,<br>$f_{np}=3$ ГГц,<br>см. рис. 2.22,а |
| 3            | $pin$ -ФД                 | CdHgTe     | 1,3                 | 80              | 75             | 1               | 10        | 1          | 1..5       | [32]       |                                                      |
| 4            | $pin$ -ФД                 | InGaAs/InP | 1,3                 | 80              | 70             | 1               | 10        | 0,3        | 2          | [38]       |                                                      |
| 5            | $pin$ -ФД                 | InGaAs/InP | 1,3                 | 40              | 52             | 1               | 7         | 0,145      | —          | [38]       | $f_{np}=22$ ГГц,<br>см. рис. 2.22,б                  |
| 6            | $pin$ -ФД                 | InGaAs/InP | 1,3                 | 10              | 36             | 1               | 4...15    | —          | 1,3        | [31]       | и рис. 2.24                                          |
| 7            | $pin$ -ФД                 | InGaAs/InP | 1,3<br>1,55<br>1,55 | 10<br>80        | 90<br>80<br>85 | 1               | Более 3   | 0,07       | —          | [35]       | $f_{np}=36$ ГГц,<br>см. рис. 2.22,б                  |
| 8            | ЛФД с про-<br>никновением | Ge         | 1,55                | 80              | 85             | 100             | Более 20  | 0,5...0,6  | 800        | [32]       | $U_{np}=70$ В,<br>$f_{np}=300$ МГц                   |
| 9            | $pin$ -ФД                 | InGaAs/InP | 1,55                | 100             | 45...50        | 1               | 10...20   | 0,3        | 10...20    | [34]       |                                                      |

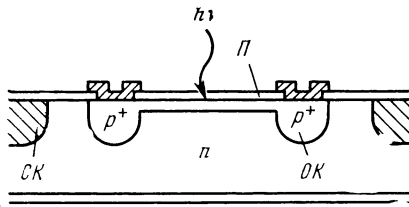


Рис. 2.22. Планарная структура германиевого ЛФД для  $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$

ОПЗ составляет 2...3 мкм. Области поглощения света и умножения носителей частично совмещены. Охранное кольцо и стоп-канал (СК) предотвращают образование микроплазм. При использовании этой структуры на длине волны 1,55 мкм свет в основном поглощается за пределами ОПЗ, что приводит к значительному снижению быстродействия. Поэтому для  $\lambda = 1,55 \text{ мкм}$  более подходящей является структура ЛФД с проникновением поля (табл. 2.3, строка 8). Увеличение площади перехода и объема ОПЗ приводит к значительному возрастанию темнового тока. Обе структуры обладают довольно большим максимальным усилением (порядка 100) в сравнении с ЛФД на соединениях [32].

Основные типы структур высокочастотных *pin*-фотодиодов, построенных на основе InGaAs/InP, приведены на рис. 2.23. Свет поступает через прозрачный слой InP, материала с широкой запрещенной зоной, и поглощается в  $\nu$ -области соединения. На рис. 2.23, а используется прямая засветка мезаструктуры с гетеропереходом, на рис. 2.23, б — обратная засветка мезаструктуры с гомопереходом (через подложку из  $n^+$ InP).

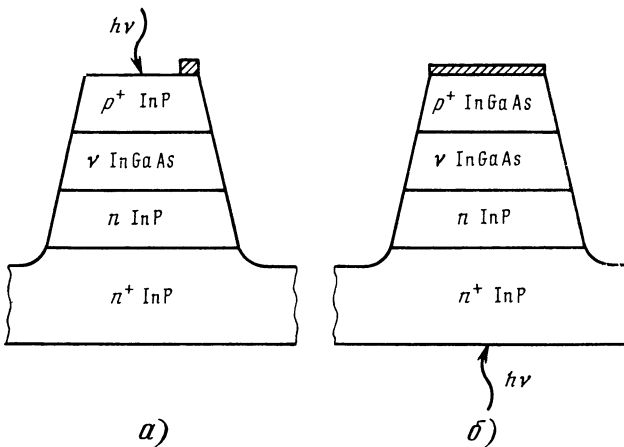
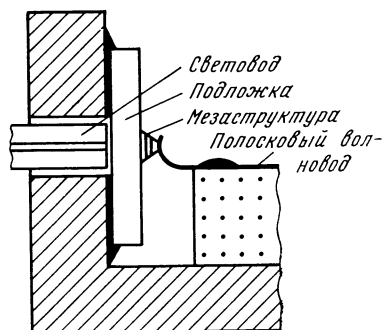


Рис. 2.23. Мезаструктуры высокочастотных *pin*-фотодиодов с гетеропереходом и прямой засветкой (а), гомопереходом и обратной засветкой (б)

Рис. 2.24. Конструкция приемника СВЧ излучения с *pin*-фотодиодом



С помощью *pin*-диодов с обрательной засветкой (см. табл. 2.3), строки 5, 6) предприняты попытки осуществить детектирование света, модулированного СВЧ сигналами. Фотодиод [37] смонтирован на полосковой волноводной линии с волновым сопротивлением 50 Ом (рис. 2.24). При засветке через одномодовый световод со стороны подложки свет дважды проходит через поглощающий слой из InGaAs, благодаря отражению от металлического контакта. Это позволяет уменьшать толщину слоя поглощения и время переноса носителей в ОПЗ без заметного снижения квантовой эффективности. Чувствительность составляет 0,55 А/Вт в отсутствие просветляющего покрытия. Параметры электрической эквивалентной схемы: последовательное сопротивление 12 Ом, индуктивность вывода 0,159 нГн, емкость диода 0,145 пФ, полоса пропускания, измеренная на уровне  $-3$  дБ, 22 ГГц. С помощью диода с аналогичной структурой, но меньшим диаметром площадки [31] (см. табл. 2.3, строка 6) получена полоса пропускания 36 ГГц.

Таким образом, в диапазоне длин волн 1,3 ... 1,6 мкм существует возможность выбора фотодиодов. Пока что наиболее доступными являются приемники на основе германия. Германиевые ЛФД обладают высокой квантовой эффективностью, относительно большим коэффициентом умножения, их применение оправдано в сочетании с одномодовыми волноводами в ограниченном сверху диапазоне температур. Германиевые диоды уступают фотодиодам на основе полупроводниковых соединений по частотным свойствам и темновому току. Существующие ЛФД на основе соединений имеют большие потенциальные возможности, которые еще не реализованы. Вместе с тем достигнутые параметры *pin*-диодов, построенных на основе InGaAs/InP, позволяют в ряде случаев получать порог чувствительности ФПУ, не уступающий германиевым ЛФД [32].

Рассмотрим теперь вопрос о приемниках для ВОСП со спектральным разделением каналов. Применение каналов с различными длинами волн оптической несущей дает возможность увеличивать пропускную способность ВОСП. Минимальный интервал волн между каналами устанавливается с учетом ширины спектра излучателя, сигнала и разрешения устройства разделения каналов — демультиплексора. Наилучшими фильтрующими свойствами обладают демультиплексоры на основе дифракционных решеток (до

20 нм). Им несколько уступают призматические демультиплексоры с интерференционными фильтрами (60...90 нм). При столь малых интервалах  $\lambda$  в разных каналах после их разделения можно применять фотодиоды одного типа. В этом случае нежелательно использовать приемники вблизи длинноволновой границы спектральной чувствительности (см. рис. 2.20), где свойства приборов существенно зависят от  $\lambda$ .

При малом спектральном интервале действие переходной помехи в *p-i-n*-фотодиоде может быть меньше, чем в ЛФД. Если же интервал между каналами достаточно велик (например,  $\lambda_1=0,85$  мкм и  $\lambda_2=1,3$  мкм), приходится использовать приборы, предназначенные для работы в соответствующих диапазонах. Для этого случая были разработаны специальные многоволновые диоды, соединяющие в себе функции демультиплексора и детектора [4, 32].

На рис. 2.25 показан двухволновой фотодиод, изготовленный на основе соединения InGaAs [32]. Излучение с  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  через широкозонную подложку из InP поступает внутрь структуры ( $\lambda_2 > \lambda_1$ ), где имеются два слоя поглощения из InGaAs, расположенные друг над другом. Коротковолновое излучение с  $\lambda_1$  поглощается в первом слое, изготовленном из материала с относительно широкой запрещенной зоной. Длинноволновое излучение с  $\lambda_2$  почти без затухания проходит через первый поглощающий слой, слой из InP *n*-типа и поглощается в узкозонном материале. Напряжения сигналов выделяются на разных сопротивлениях нагрузки. Максимумы спектральной чувствительности находятся вблизи 1,15 и 1,4 мкм.

В [42] сообщается о разработке на базе полужизолирующего GaAs двухволновых диодов для длин волн 0,85 и 1,3 мкм. Галь-

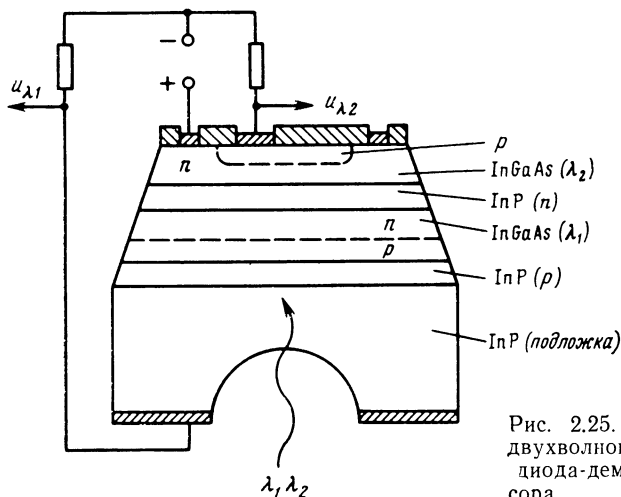


Рис. 2.25. Структура двухволнового фотодиода-демультиплексора

ваническая развязка между каналами имеет порядок  $10^{10}$  Ом при емкости 1 ... 1,5 пФ, оптическая развязка 60 ... 80 дБ. Чувствительность на длинах волн 0,85 и 1,3 мкм равна 0,35 и 0,45 А/Вт соответственно при постоянной времени диодов 1 нс.

Остановимся на возможности применения фототранзисторов в ВОСП. Фототранзистор совмещает функции детектирования света и усиления электрического сигнала. Такое сочетание дает хороший результат, если требования, предъявляемые к структуре со стороны каждой функции, не противоречат друг другу. Так, в кремниевом биполярном фототранзисторе трудно совместить высокую квантовую эффективность, быстродействие и большое усиление. Использование гетеропереходов и новых материалов позволяет создавать приборы, обладающие новыми свойствами. В биполярных гетеротранзисторах с эмиттером из широкозонного материала удастся реализовать малые потери света и высокий коэффициент усиления тока базы (до нескольких тысяч). В дискретных приборах получено произведение усиления на полосу частот до 10 ГГц [32]: на порядок меньше, чем в ЛФД. Появились интегральные схемы с фототранзисторами. В частности, в [43] сообщается о создании интегрального GaAs/GaAlAs фототранзистора для  $\lambda=0,85$  мкм. В состав интегральной схемы помимо приемника излучения входит предварительный усилитель на двух гетеротранзисторах. Чувствительность устройства с учетом усиления 1500 В/Вт в полосе 80 МГц. Вместе с тем фототранзисторам присущи и недостатки: зависимость коэффициента усиления и быстродействия от мощности входного сигнала [32].

На скоростях передачи до 140 Мбит/с можно рассматривать вопрос о целесообразности применения фототранзисторов наряду с ЛФД и *pin*-фотодиодами. Особенно перспективным представляется применение фототранзисторов в составе монолитных интегральных схем, где, по сравнению с дискретным приемником на фотодиоде, одновременно достигается выигрыш во входной емкости и стоимости.



## Шумы элементов фотоприемных устройств

### 3.1. ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ШУМОВ В ОПТИЧЕСКОМ И РАДИОДИАПАЗОНАХ

Основным параметром, характеризующим шумовые свойства линейного четырехполюсника в радиодиапазоне, является коэффициент шума. Главное достоинство этого параметра состоит в том, что он непосредственно измеряется. Введем обобщенное определение коэффициента шума, распространяющееся как на оптический, так и на радиодиапазон [44, 45]. Уровень шума реального измеряемого устройства принято сравнивать с уровнем шума идеального нешумящего устройства, обладающего тем же коэффициентом передачи. Идеальный четырехполюсник сам не шумит, он достоверно воспроизводит флуктуации, имеющиеся на его входе. Флуктуации на входе идеального приемника связывают с шумами излучения черного тела — квантовой системы, находящейся в состоянии термодинамического равновесия и согласованной с входом устройства. Для определения коэффициента шума достаточно измерить флуктуации на входных и выходных зажимах шумящего четырехполюсника. Коэффициент шума

$$K_{\text{ш}} = \psi_{\text{вых}}/\psi_{\text{вх}}, \quad (3.1)$$

где  $\psi_{\text{вх}}$  и  $\psi_{\text{вых}}$  — относительные флуктуации на входе и выходе соответственно. Если за время наблюдения на вход приемника приходит  $m$  фотонов, то  $\psi_{\text{вх}} = (\overline{m^2} - \overline{m}^2)/\overline{m}^2$ . Относительная величина флуктуаций на выходе определяется аналогичным образом. В [44] на основании данных [46] произведен расчет  $\psi_{\text{вх}}$  для двухуровневой системы (интервал энергии между уровнями равен энергии кванта  $h\nu$ ):

$$\psi_{\text{вх}} = \frac{1}{\overline{m}} \frac{b_{\text{к}} + a_{\text{к}}}{b_{\text{к}} - a_{\text{к}}}.$$

Здесь  $a_{\text{к}}$  — вероятность появления кванта в единицу времени;  $b_{\text{к}}$  — вероятность поглощения кванта. Так как вероятности  $b_{\text{к}}$  и  $a_{\text{к}}$  пропорциональны населенностям нижнего и верхнего уровней соответственно, то в состоянии термодинамического равновесия, когда справедливо распределение Больцмана,  $a_{\text{к}}/b_{\text{к}} = \exp(-h\nu/kT_{\text{р}})$ . Тогда

$$\psi_{\text{вх}} = \frac{1}{\overline{m}} \frac{1 + \exp(-h\nu/kT_{\text{р}})}{1 - \exp(-h\nu/kT_{\text{р}})}. \quad (3.2)$$

Мощность входного сигнала в полосе частот  $d\nu$

$$P_c = \overline{h\nu} d\nu. \quad (3.3)$$

Подставляя (3.3) в (3.2), имеем

$$\psi_{\text{вх}} = \frac{1 + \exp(-h\nu/kT_p)}{1 - \exp(-h\nu/kT_p)} \frac{h\nu d\nu}{P_c}. \quad (3.4)$$

В области низких частот, когда  $h\nu \ll kT_p$ ,  $\exp(-h\nu/kT_p) \approx 1 - h\nu/kT_p$  и  $\psi_{\text{вх}} \approx 2kT_p d\nu/P_c$ . Относительная величина флуктуаций представляет собой отношение шум-сигнал, в котором шум вызывается тепловыми флуктуациями излучения черного тела. Мощность тепловых шумов на входе  $P_{\text{т.вх}}$  зависит от рабочей температуры  $T_p$ . Поэтому в радиодиапазоне нормируют температуру источника: стандартная температура  $T_0$  составляет 293 К. Относительная величина флуктуаций на выходе  $\psi_{\text{вых}}$  также представляет собой отношение шум-сигнал. Шум на выходе реального устройства соответствует более высокой, по сравнению со стандартной, температуре. С учетом (3.1)

$$K_{\text{ш}} = \frac{(Ш/C)_{\text{вых}}}{(Ш/C)_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{т.вх}} K}, \quad (3.5)$$

где  $P_{\text{ш.вых}}$  — суммарная мощность шума на выходе;  $K$  — коэффициент передачи по мощности. Коэффициент шума [47] представляет собой отношение мощности шума от всех причин к части выходной мощности, обусловленной тепловыми шумами источника сигнала, находящегося при стандартной температуре.

В случае относительно высоких частот, когда  $h\nu \gg kT_p$ ,

$$\psi_{\text{вх}} = h\nu d\nu/P_c. \quad (3.6)$$

Здесь флуктуации уже не зависят от температуры. Шумы определяются квантовым характером излучения источника. Подставляя (3.3) в (3.6), получаем, что  $\psi_{\text{вх}} = 1/\overline{m}$ . Из этого следует, что дисперсия числа квантов равна математическому ожиданию  $\overline{m^2} - \overline{m}^2 = \overline{m}$ , а минимальная мощность обнаруживаемого сигнала, соответствующая отношению шум-сигнал, равному единице,  $P_{c \text{ min}} = h\nu d\nu$ . При стандартной температуре 293 К формула (3.6) дает достаточную для расчета точность на частотах свыше  $10^{13}$  Гц (длина волны 30 мкм). Таким образом, минимальный уровень флуктуаций на входе ФПУ ВОСП, работающих в диапазоне 0,8 ... 1,6 мкм, определяется квантовыми шумами. С помощью определения коэффициента шума (3.1) был произведен расчет шумов в целом ряде устройств оптического диапазона [45]. Вместе с тем применение понятий четырехполюсника и коэффициента шума в оптике ограничивается случаем одномодового режима работы.

Большинство существующих ФПУ ВОСП имеют порог чувствительности, далекий от предельно достижимого. В них флуктуации

в основном определяются шумами либо фотодиода (ЛФД), либо транзисторного усилителя. Для описания шумов в фотодиодах и транзисторах используются шумящие двухполюсники и четырехполюсники радиодиапазона. Существует несколько видов эквивалентных схем шумящих четырехполюсников. Наличие шума учитывается здесь включением на вход или выход нешумящего четырехполюсника источников шумовых токов и напряжений (рис. 3.1). Для описания шумов необходимо указать параметры источников шумового тока  $\overline{i_{\text{вх}}}^2$ , шумового напряжения  $\overline{u_{\text{вх}}}^2$  и коэффициент корреляции

$$\gamma_k = \frac{\overline{i_{\text{вх}} u_{\text{вх}}}}{\sqrt{\overline{i_{\text{вх}}}^2 \overline{u_{\text{вх}}}^2}}, \quad -1 \leq \gamma_k \leq +1.$$

Включение двух генераторов необходимо, поскольку шум на выходе реального устройства существует и при коротком замыкании и при холостом ходе входной цепи. Коэффициент корреляции учитывает линейную статистическую связь между  $i_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вх}}$ . Если флуктуации  $i_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вх}}$  независимы, то  $\gamma_k = 0$ . Однако из равенства  $\gamma_k = 0$  не следует независимость флуктуаций, можно утверждать лишь, что отсутствует линейная статистическая связь. Может оказаться, что флуктуации  $i_{\text{вх}}$  и  $u_{\text{вх}}$  имеют общую причину. Тогда  $|\gamma_k| = 1$ . При расчетах шумов часто пренебрегают корреляцией источников, что приводит к появлению погрешностей. Ошибка получается тем меньше, чем меньше коэффициент  $\gamma_k$  и чем больше различаются вклады в общий уровень шума со стороны генераторов тока и напряжения.

Воспользовавшись приведенной эквивалентной схемой, всегда можно определить шум на выходе. В качестве примера вычислим уровень шума на выходе четырехполюсника с помощью теоремы об эквивалентном генераторе. Эквивалентная схема выходной цепи

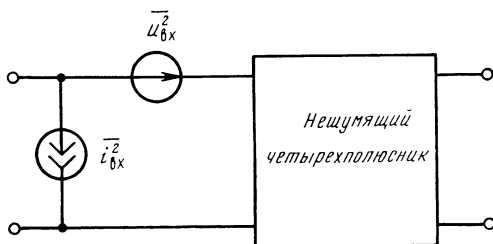


Рис. 3.1. Эквивалентная схема шумящего четырехполюсника

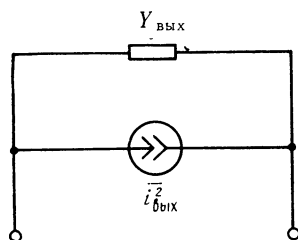
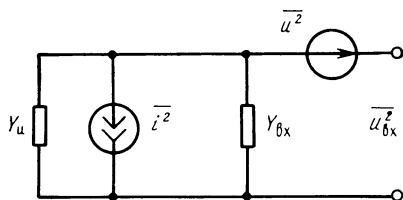


Рис. 3.2. Эквивалентная схема выходной цепи шумящего четырехполюсника

Рис. 3.3. Эквивалентная схема шумящего четырехполюсника с источником сигнала



шумящего четырехполюсника показана на рис. 3.2\*. Воспользуемся системой  $y$ -параметров. Выходная проводимость определяется из опыта короткого замыкания на входе, параметр генератора выходного тока — из опыта короткого замыкания на выходе. Следовательно,

$$Y_{\text{вых}} = y_{22}, \quad \sqrt{\overline{i_{\text{вых}}^2}} = y_{21} \sqrt{\overline{u_{\text{вх}}^2}}.$$

Параметр  $y_{21}$  представляет собой крутизну транзистора. Для биполярного транзистора  $y_{21} \approx h_{21}/h_{11}$ . Часто задаются шумы выходного тока прибора. В этом случае нетрудно определить параметры генератора входного напряжения шума:

$$\overline{u_{\text{вх}}^2} = \overline{i_{\text{вых}}^2} / y_{21}^2. \quad (3.7)$$

Определим теперь коэффициент шума для схемы, изображенной на рис. 3.1. Поскольку в (3.5)  $P_{\text{ш.вых}}/K$  представляет собой мощность шумов, отнесенную к входу четырехполюсника, коэффициент шума можно определить и так:

$$K_{\text{ш}} = \overline{u_{\text{ш.вх}}^2} / \overline{u_{\text{т.вх}}^2}. \quad (3.8)$$

Здесь  $\overline{u_{\text{т.вх}}^2}$  — средний квадрат напряжения теплового шума источника сигнала;  $\overline{u_{\text{ш.вх}}^2}$  — средний квадрат напряжения шума, обусловленного действием м всех причин, вызывающих флуктуации. Оба напряжения приложены к входным зажимам четырехполюсника. Подключим к входу четырехполюсника источник сигнала с комплексной проводимостью  $Y_{\text{и}}$  ( $Y_{\text{и}} = G_{\text{и}} + jB_{\text{и}}$ ). Входная проводимость четырехполюсника  $Y_{\text{вх}}$  также является комплексной:  $Y_{\text{вх}} = G_{\text{вх}} + jB_{\text{вх}}$ . Для расчета воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 3.3). Обозначим через  $K_{\text{вх}}$  коэффициент передачи мощности во входной цепи:

$$K_{\text{вх}} = 4G_{\text{и}}G_{\text{вх}} / [(G_{\text{и}} + G_{\text{вх}})^2 + (B_{\text{и}} + B_{\text{вх}})^2]. \quad (3.9)$$

Очевидно, что при  $G_{\text{и}} = G_{\text{вх}}$  и  $B_{\text{и}} = -B_{\text{вх}}$  во входной цепи достигается согласование и  $K_{\text{вх}} = 1$ . Пусть источник сигнала характеризуется номинальной мощностью теплового шума  $P_{\text{т.ном}}$ . Тогда мощ-

\* На рис. 3.2. и 3.3 изображены комплексные проводимости.

ность теплового шума на входе четырехполюсника  $P_{т.вх} = P_{т.ном} K_{вх} = \overline{u_{т.вх}}^2 G_{вх}$ , откуда

$$\overline{u_{т.вх}}^2 = P_{т.ном} K_{вх} / G_{вх}. \quad (3.10)$$

Таким же образом найдем средний квадрат входного напряжения определяемого действием генератора шумового тока

$$\overline{u_{iвх}}^2 = \frac{P_{iном} K_{вх}}{G_{вх}} = \frac{\overline{i_{вх}}^2 K_{вх}}{4G_{и} G_{вх}}. \quad (3.11)$$

где номинальная мощность генератора шумового тока  $P_{iном} = \overline{i_{вх}}^2 / 4G_{и}$ . Если пренебречь корреляцией генераторов шумового тока и напряжения, то

$$\overline{u_{ш.вх}}^2 = \overline{u_{т.вх}}^2 + \overline{u_{iвх}}^2 + \overline{u_{вх}}^2. \quad (3.12)$$

Подставляя (3.12), (3.10), (3.11) в (3.8), получаем

$$K_{ш} = 1 + \frac{1}{P_{т.ном}} \left( \frac{\overline{i_{вх}}^2}{4G_{и}} + \frac{\overline{u_{вх}}^2}{K_{вх}} G_{вх} \right). \quad (3.13)$$

На основании (3.13) можно сделать некоторые выводы. При изменении действительной и мнимой составляющих проводимости источника  $G_{и}$  и  $B_{и}$  происходит изменение как коэффициента передачи входной цепи  $K_{вх}$  (см. 3.9), так и коэффициента шума  $K_{ш}$ . Можно показать, что существует оптимальное значение комплексной проводимости источника  $Y_{и.опт}$ , при котором коэффициент шума достигает минимальной величины  $K_{ш.мин}$ . Параметры  $Y_{и.опт}$  и  $K_{ш.мин}$  также характеризуют шумовые свойства четырехполюсника. Если  $\overline{i_{вх}}^2 = 0$ , то минимум коэффициента шума получается при согласовании входной цепи, когда  $K_{вх} = 1$ .

Вообще говоря, условия согласования по максимуму передаваемой мощности и минимуму коэффициента шума не совпадают. Для каждого электронного прибора, представляющего собой шумящий четырехполюсник, имеется оптимальная проводимость источника, соответствующая минимуму  $K_{ш}$ . Проводимость источника влияет на вклад генераторов шумового тока и напряжения в общий уровень шума (см. (3.13)). Оптимальная проводимость зависит от отношения параметров  $\overline{i_{вх}}^2$  и  $\overline{u_{вх}}^2$ , а также от  $Y_{вх}$ . Коэффициент шума электронного прибора, используемого в конкретной схеме, как правило, не совпадает с коэффициентом шума, приведенным в справочнике. Совпадение этих значений возможно лишь при одинаковых проводимостях источников.

## 3.2. ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ШУМА В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

Тепловой шум вызывается случайным тепловым движением существующих в проводящей электрический ток среде зарядов. В результате случайного перемещения носителей заряда происходит их перераспределение в среде. На границах среды возникает шумовое напряжение или ЭДС шума. Впервые это явление экспериментально было исследовано Джонсоном. Поэтому в зарубежной литературе этот вид шума называют также шумом Джонсона. Для состояния термодинамического равновесия, характеризующегося температурой  $T_p$ , было получено выражение для мощности, отдаваемой шумящим сопротивлением в согласованную нагрузку. В случае, когда  $h\nu \ll kT_p$  (т. е. практически на всех радиочастотах), оно известно как формула Найквиста

$$dP_{ш}/df = kT_p. \quad (3.14)$$

Из формулы Найквиста нетрудно определить параметры шумовых генераторов тока и напряжения

$$d\bar{i}^2 = 4kT_p df/R; \quad (3.15)$$

$$d\bar{u}^2 = 4kT_p dfR. \quad (3.16)$$

Сопротивление  $R$  влияет лишь на параметры шумовых источников тока и напряжения и не влияет на мощность шума, отдаваемую в согласованную нагрузку. Спектральная плотность теплового шума, вплоть до весьма высоких частот, остается постоянной, не зависящей от частоты. На частотах, когда  $h\nu > kT_p$ , тепловой шум перестает быть белым: здесь спектральная плотность увеличивается с ростом частоты. Формула Найквиста справедлива для любого шума, имеющего электрическую природу, если только не нарушается тепловое равновесие с окружающей средой. Ее можно применять для расчета шумов резисторов, шума  $p$ — $n$ -перехода, когда к нему не приложено внешнее напряжение (в состоянии равновесия диффузионный ток компенсируется дрейфовым), шума канала полевого транзистора (при невысокой напряженности поля). Часто формула Найквиста применяется в случаях, когда тепловое равновесие нарушено. Тогда в нее вводятся эмпирические поправки. Иногда термин «тепловой шум» распространяется на все виды шума, рассчитываемые с помощью формулы Найквиста.

Дробовой шум возникает, когда носители зарядов вынуждены преодолевать потенциальный барьер, и появление носителей, образующих ток, представляет собой последовательность независимых случайных событий. За одинаковые по продолжительности, но неперекрывающиеся отрезки времени потенциальный барьер преодолевают разные количества носителей, что и вызывает флуктуацию тока. Предположим, что носители преодолевают потенциальный барьер и далее двигаются равномерно в электрическом поле в те-

чение времени  $\tau_{др}$ . Тогда наведенный во внешней цепи ток начнет флуктуировать. Как показывает анализ [48], средний квадрат тока во внешней цепи

$$d\bar{i}^2 = 2qI_0 \left( \frac{\sin \omega\tau_{др}/2}{\omega\tau_{др}/2} \right)^2 df,$$

где  $q$  — величина элементарного заряда (заряд электрона);  $I_0$  — постоянная составляющая тока во внешней цепи. Спектральная плотность дробового шума зависит от частоты. На относительно низких частотах, период колебаний которых существенно больше времени пролета  $\tau_{др}$ , дробовой шум можно считать белым. В этом случае справедливо выражение, известное как формула Шоттки:

$$d\bar{i}^2 = 2qI_0 df. \quad (3.17)$$

Если  $I_0$  измеряется в миллиамперах, то  $\sqrt{d\bar{i}^2/df} \approx 1,8 \cdot 10^{-11} \times \sqrt{I_0} \text{ А} \cdot \text{Гц}^{-1/2}$ . Термин «дробовой шум» распространяют также на все виды шума, рассчитываемые с помощью формулы Шоттки.

Генерационно-рекомбинационный шум связан со случайными процессами генерации и рекомбинации носителей. Каждое из этих явлений рассматривается как последовательность независимых случайных событий, т. е. дробовой шум. Существование двух связанных случайных процессов заставляет вводить поправки в формулу Шоттки: увеличивается интенсивность шума, изменяется вид зависимости спектральной плотности от частоты. Величина  $d\bar{i}^2/df$  оказывается пропорциональной [49]  $\tau/(1+\omega^2\tau^2)$ , где  $\tau$  — время жизни носителей. В том случае, когда время дрейфа носителей в образце существенно меньше времени жизни ( $\tau_{др} \ll \tau$ ), шумом рекомбинации можно пренебречь. Если при этом период колебаний  $T \gg \tau_{др}$ , то спектральную плотность можно найти по известной формуле Шоттки (3.17).

В тех случаях, когда при протекании тока в цепи электронного прибора уровень шума в низкочастотной области, оцениваемый  $\bar{i}^2$ , существенно превышает уровень, соответствующий формуле Шоттки (3.17), говорят об избыточном шуме. Впервые такой шум наблюдался в электронных лампах с оксидными катодами, где он получил название фликкер-шума (шум мерцания). Спектральная плотность фликкер-шума уменьшалась с ростом частоты, оставаясь приблизительно пропорциональной  $1/f$ , поэтому он также был назван  $1/f$ -шумом.

В полупроводниках спектральная плотность шума становится обратно пропорциональной частоте, если предположить, что в случайном процессе рекомбинации носителей время жизни  $\tau$  принимает много значений. Такие условия существуют вблизи поверхности полупроводника, где рекомбинация носителей происходит как в объеме, так и на поверхности материала. Вероятности объемной

и поверхностной рекомбинации и соответствующее им время жизни получаются различными. Спектральная плотность избыточного шума уменьшается с ростом частоты от очень низких частот, порядка  $10^{-2}$  Гц, до единиц или десятков килогерц, где она на некоторой частоте  $f_0$  становится соизмеримой с плотностью белого шума. Спектральная плотность тока ( $d\bar{i}^2/df$ ) оказывается пропорциональной  $(1+f_0/f)$  [48]. Избыточный шум возникает практически во всех приборах и схемных элементах, где имеются контакты, где в рабочем процессе существенную роль играет поверхность полупроводника. Он встречается и в резисторах, и в низковольтных конденсаторах (особенно электролитических), обладающих значительным током утечки. В резисторах избыточный шум зависит от приложенного напряжения. Его эффективное напряжение, определенное в полосе частот от нуля до 1 кГц, имеет порядок микровольта на вольт приложенного напряжения. Существует избыточный шум в биполярных и полевых транзисторах. В биполярных транзисторах избыточный шум связан с рекомбинацией неосновных носителей в базе (в объеме и на поверхности). В полевых транзисторах он вызывается процессами рекомбинации и генерации в канале вблизи поверхности. Особенно велик избыточный шум в транзисторах с изолированным затвором, где канал находится у поверхности полупроводника.

При обратном включении  $p$ — $n$ -перехода, когда напряженность электрического поля в переходе достаточно велика, неосновные носители двигаются с большими скоростями. В результате их взаимодействия с атомами кристаллической решетки появляются пары электрон-дырка, и возникает лавинный пробой. Возникновение каждой новой пары представляет собой случайное событие и наступает лишь тогда, когда носитель, обладающий достаточной кинетической энергией, «найдет» атом в кристаллической решетке. Чем больше приложенное к  $p$ — $n$ -переходу напряжение, тем больше коэффициент лавинного умножения  $\bar{M}$ , т. е. больше случайных актов рождения пар происходит в единицу времени. Поэтому спектральная плотность шумового тока увеличивается с ростом  $\bar{M}$ . Если лавинный пробой происходит одинаково по всей площади перехода, то для расчета шума можно воспользоваться выражением [49]

$$d\bar{i}^2/df = 2I_0 q \bar{M}^n, \quad (3.18)$$

где  $q$  — заряд электрона;  $n$  — константа;  $I_0$  — значение постоянного тока диода в отсутствие пробоя. Из (3.18) следует, что эффективное значение шумового тока увеличивается с ростом напряжения на диоде сильнее, чем постоянная составляющая тока (равная  $MI_0$ ). При уменьшении напряжения, когда лавинный пробой пре-



кращается ( $\bar{M} \rightarrow 1$ ), приведенная формула переходит в формулу Шоттки для дробового шума (3.17).

Практически важным является случай, когда напряженность электрического поля по сечению  $p-n$ -перехода получается неодинаковой. Тогда пробой будет начинаться в отдельных точках или областях. Повышение напряжения на переходе, в некоторых пределах, будет сопровождаться увеличением шума без заметного увеличения постоянной составляющей тока. В областях с наибольшей напряженностью поля, которые чаще всего располагаются вблизи поверхности, образуются участки микроплазмы, появляются микроплазменные «шнуры» тока. Последние могут по случайному закону взаимодействовать между собой. Рекомбинация здесь происходит в основном вблизи и на самой поверхности и характеризуется различным временем жизни. Время жизни в объеме больше, чем на поверхности. Поэтому спектральная плотность тока шума, обусловленного микроплазмой, оказывается пропорциональной  $1/f$ . Микроплазменный шум является одной из разновидностей избыточного шума, встречающегося в биполярных транзисторах. Уровень этого шума резко снижается при уменьшении напряжения на коллекторном переходе.

Взрывной шум, так же как избыточный, проявляется на низких частотах. Встречается взрывной шум во многих приборах: в интегральных транзисторах и резисторах, некоторых типах микросхем [50]. Свое название этот вид шума получил из-за необычного поведения. Взрывной шум представляет собой совокупность импульсов тока, обладающих постоянной амплитудой (рис. 3.4). Импульсы тока имеют амплитуду около  $10^{-8}$  А, длительность изменяется по случайному закону. Быстрые изменения тока, показанные на рис. 3.4, соответствуют белому шуму. В подавляющем числе случаев наблюдается двухуровневый шум, реже — многоуровневый. Спектральная плотность взрывного шума быстро уменьшается с ростом частоты, но иначе, чем для избыточного шума (рис. 3.5). Чаще всего этот шум уменьшается с ростом тока и ра-

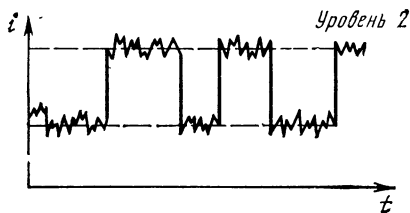


Рис. 3.4. Осциллограмма взрывного шума

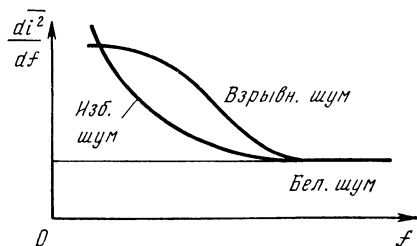
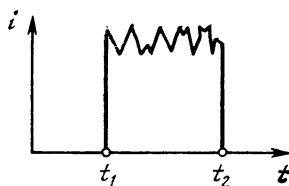


Рис. 3.5. Энергетические спектры низкочастотных шумов

Рис. 3.6. Осциллограмма шумового тока, обусловленного одним носителем



бочей температуры  $T_p$ :  $di^2/df = A_1 e^{-B_1 T_p}$ . Здесь  $A_1$  и  $B_1$  — постоянные. Природа взрывного шума изучена недостаточно. Вероятно, что механизм шума связан с коллективным появлением или исчезновением групп носителей. Существует несколько моделей этого шума [50]. В частности, когда  $p$ — $n$ -переход включен в прямом направлении, возникновение импульсов тока связывают с перемещением дислокаций вблизи перехода, при обратном включении — с появлением и исчезновением проводящих поверхностных каналов.

В подавляющем большинстве электронных приборов можно выделить участок или область, ответственную за существование тока в выходной цепи. Назовем ее «активной областью». В биполярном транзисторе это область коллекторного перехода, в полевом транзисторе — канал. В электрическом поле происходит дрейф свободных (или квазисвободных) носителей заряда и во внешней цепи появляется наведенный ток. Осциллограмма тока, обусловленного одним из многих носителей, показана на рис. 3.6.

В общем случае ток возникает в случайный момент  $t_1$ , существует, когда происходит движение носителя, прекращается в случайный момент  $t_2$ . Пульсация тока в интервале  $t_1 \dots t_2$  обусловлена флуктуациями скорости или направления движения. Поэтому шум во внешней цепи определяется флуктуациями времени возникновения импульсов тока  $t_1$ , тока в интервале  $t_1 \dots t_2$  и времени пропадания тока  $t_2$ .

Иными словами, шум во внешней цепи может включать в себя шумы, связанные с появлением, движением и исчезновением свободных носителей. Аналогичными будут причины возникновения шума в соседних областях прибора, например в базе, эмиттере биполярного транзистора, области затвора полевого транзистора. Основанная на этих рассуждениях схема флуктуационных явлений приведена на рис. 3.7 [51, 52]. Стрелками на схеме показана связь между флуктуациями. Исчезновение носителей происходит в результате объемной или поверхностной рекомбинации, а также из-за ухода в другую область. Движение происходит вследствие дрейфа или диффузии. Появление носителей может вызываться тепловой генерацией, лавинным умножением, переносом из другой области. В последнем случае на момент появления носителя будут оказы-

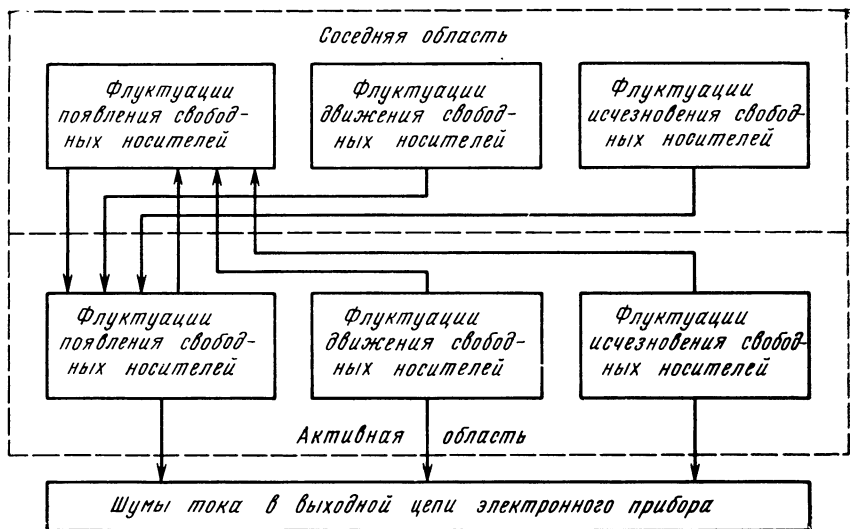


Рис. 3.7. Схема возникновения флуктуаций в полупроводниковых приборах

вать влияние момент его возникновения, характер движения и возможность исчезновения в другой области.

На схеме учтены лишь флуктуации, обусловленные поведением свободных носителей заряда. Помимо свободных носителей в полупроводниковых приборах встречаются нейтральные образования (например, ловушки). Они также случайным образом могут появляться, двигаться и пропадать в каждой из областей. Ловушки в основном оказывают влияние на рекомбинацию носителей. Поведение нейтральных образований вполне можно было бы отразить на схеме, но это не сделано для ее упрощения.

Названия различных видов шумов сложились исторически и часто не отражают причин возникновения флуктуаций. Воспользуемся приведенной здесь схемой флуктуационных явлений для объяснения основных видов шумов.

Тепловой шум учитывает все виды флуктуаций в состоянии термодинамического равновесия. В отсутствие электрического поля или при достаточно малой его напряженности шум включает в себя флуктуации тепловой генерации, движения и рекомбинации носителей. В основном он связан со случайным характером движения. Иногда для обозначения шума, вызванного флуктуацией переноса носителей, используется термин «диффузионный шум». Диффузионный шум практически совпадает с тепловым, если эффективная температура носителей и кристаллической решетки одинакова.

Дробовой шум учитывает флуктуации момента появления носителей в активной области. Появление носителей происходит в результате генерации или перехода из других областей.

Строго говоря, в реальных приборах нет чисто тепловых или дробовых шумов. Каждый из этих видов шумов использует свою сравнительно простую модель флуктуационных явлений. Формулы, полученные для этих моделей, позволят провести приближенный расчет шума. Вместе с тем шумы, существующие в одной области (например, активной), могут иметь предысторию в другой. Связь между шумами в различных цепях прибора имеет статистический характер. Степень этой связи принято оценивать с помощью коэффициентов корреляции, определяемых экспериментально.

### 3.3. ШУМЫ ФОТОДИОДОВ

Шум любого полупроводникового диода можно рассматривать на основе схемы, изображенной на рис. 3.7. Активной здесь является область пространственного заряда. Ток перехода образуется как электронами, так и дырками. С каждым видом носителя связаны свои флуктуации тока во внешней цепи. Для расчета воспользуемся формулами, учитывающими флуктуации, связанные с одним типом носителей. Предположим, что структура диода несимметрична, и ограничим рассмотрение флуктуациями, связанными с одним типом носителей. Полупроводниковый диод представляет собой шумящий двухполюсник. Определим его параметры — дифференциальную проводимость и спектральную плотность шума. Для идеального диода известна зависимость тока от напряжения

$$I_d = I_0 (e^{qU_d/(kT_p)} - 1) = I_0 e^{qU_d/(kT_p)} - I_0. \quad (3.19)$$

Дифференцируя (3.19) по  $U_d$ , получаем формулу для дифференциальной проводимости

$$Y_d = \frac{dI_d}{dU_d} = \frac{qI_0}{kT_p} e^{qU_d/(kT_p)}. \quad (3.20)$$

В (3.19) первое слагаемое характеризует диффузионный ток, второе — дрейфовый. Оба тока существуют в активной области прибора и являются независимыми источниками дробового шума. Спектральная плотность шума определяется по формуле Шоттки (3.17):

$$d\overline{i^2}/df = 2qI_0 e^{qU_d/(kT_p)} + 2qI_0 = 2q(I_d + 2I_0). \quad (3.21)$$

Таким образом, и при прямом, и при обратном включении диода спектральная плотность шума пропорциональна току диода  $I_d$ .

Определим отдельно уровень шума, соответствующий напряжению, равному нулю. С этой целью представим (3.21) в виде

$$d\bar{i}^2/df = 2q [2I_0 e^{qU_d/(kT_p)} - I_0 e^{qU_d/(kT_p)} + I_0]. \quad (3.22)$$

Подставляя в (3.22) (3.19) и (3.20), имеем  $d\bar{i}^2/df = 4kT_p Y_d - 2qI_d$ . Полагая  $I_d = 0$ , для нулевого напряжения получаем

$$d\bar{i}^2/df = 4kT_p Y_{d0}, \quad (3.23)$$

где  $Y_{d0} = qI_0/(kT_p)$ .

Следовательно, в отсутствие приложенного напряжения, когда в структуре выполняются условия термодинамического равновесия, расчет шума можно проводить по (3.15), справедливой для теплового шума. При прямом включении для расчета спектральной плотности шума можно в (3.21) пренебречь величиной  $2I_0$ . Тогда  $d\bar{i}^2/df = 2qI_d$ . В случае обратного включения ток диода  $I_d = -I_0$ , и формула (3.21) принимает вид

$$d\bar{i}^2/df = 2qI_0. \quad (3.24)$$

Вообще говоря, в полупроводниковых диодах обратный ток обусловлен и электронами, и дырками. Однако отдельный расчет шума для электронной или дырочной составляющих дрейфового тока целесообразен только для симметричных переходов. В остальных случаях, в том числе для диодов с барьером Шоттки, расчет проводят для одного вида носителей, определяющего в основном ток во внешней цепи. Практически всегда при расчете шума за  $I_0$  можно принимать обратный ток перехода.

Если напряжение на диоде соответствует электрическому пробую, то параметры источника шумового тока должны измениться. С учетом случайного характера процесса умножения носителей

$$d\bar{i}^2/df = 2qI_0 \bar{M}^2. \quad (3.25)$$

В свою очередь,

$$\bar{M}^2 = \bar{M}^2 + \sigma_M^2, \quad (3.26)$$

где  $\sigma_M^2$  — дисперсия коэффициента умножения. Подставляя (3.26) в (3.25), получаем

$$d\bar{i}^2/df = 2qI_0 \bar{M}^2 (1 + \sigma_M^2/\bar{M}^2). \quad (3.27)$$

Величину  $(1 + \sigma_M^2/\bar{M}^2)$  называют коэффициентом избыточного шума лавины  $K_{и.ш}$ . Если  $K_{и.ш} = 1$ , то существуют лишь усиленные флуктуации обратного тока  $I_0$ , шум лавины отсутствует. Коэффициент избыточного шума характеризует возрастание шума, связанное с флуктуациями лавинного умножения числа носителей. В [53] получено выражение

$$K_{и.ш} = A_x \bar{M} + (1 - A_x)(2 - 1/\bar{M}). \quad (3.28)$$

Выражение (3.28) справедливо в случае, когда лавина вызывается одним типом носителей. При электронной инжекции  $A_a = \alpha_p/\alpha_n$ , при дырочной  $A_a = \alpha_n/\alpha_p$ . Предположим, что лавина возникает под действием электронов. Если  $\alpha_n \gg \alpha_p$ , то  $A_a \rightarrow 0$  и  $K_{и.ш} \approx 2$ . Если же  $\alpha_n = \alpha_p$ ,  $A_a = 1$  и  $K_{и.ш} = \bar{M}$ . Аналогичные рассуждения можно провести для инжекции дырок. Произведение  $A_a \bar{M}$  получается всегда меньше, если лавина вызывается носителями с большим коэффициентом ионизации. Минимальный шум лавины наблюдается при существенном отличии коэффициентов ионизации электронов и дырок, когда умножение происходит в основном за счет ионизации одного типа носителей (см. рис. 2.16, а). Если же  $\alpha_p = \alpha_n$ , процессы умножения числа электронов и дырок поддерживают друг друга (см. рис. 2.16, б), уровень шума лавины оказывается самым

высоким. Тогда  $d\bar{I}^2/df = 2qI_0 \bar{M}^2$  (см. 3.27). В реальном диоде коэффициент избыточного шума зависит также от характера распределения электрического поля и формы структуры. Для расчета шумов умножения можно воспользоваться формулой (3.18), определив коэффициент  $n$  из эксперимента. Обычно  $2 < n \leq 3$ .

Рассмотрим теперь особенности шумов в фотодиодах. Схема, приведенная на рис. 3.8 [51], использует модель шумов, представленную на рис. 3.7. Шум фотодиода состоит из двух составляющих: шумов фототока и темнового тока. На вход прибора может поступать световое излучение от источника сигнала и фоновой засветки. Приходящее излучение уже содержит флуктуации, связанные с изменением числа квантов за время наблюдения. Квантовый шум возрастает в результате случайных процессов отражения или

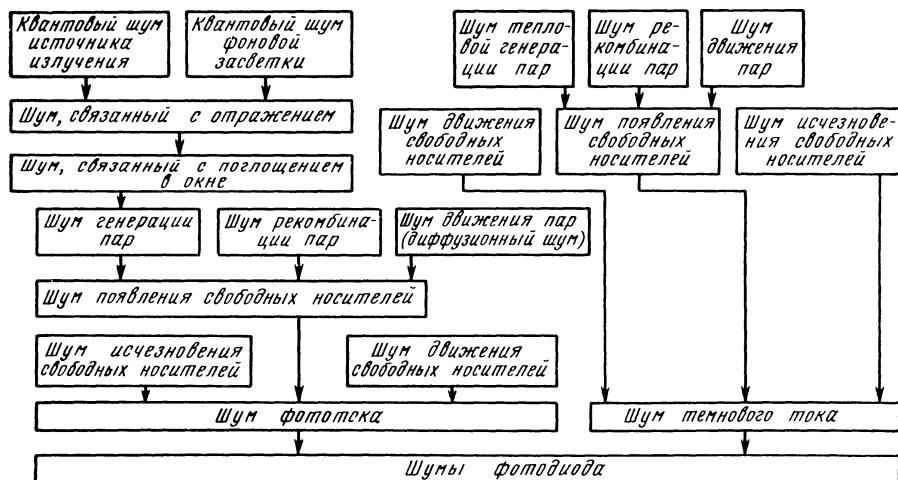


Рис. 3.8. Схема возникновения флуктуаций в фотодиоде

поглощения фотонов в окне фотоприбора, поглощения внутри прибора. Далее квантовый шум трансформируется в шум генерации пар. Если генерация происходит в ОПЗ, пары электрон-дырка сразу разделяются электрическим полем, и шум генерации носителей непосредственно включается в шум фототока. Если генерация пар происходит в соседних областях (базе, коллекторе), то появление свободных носителей в ОПЗ задерживается, возникает дополнительный шум, связанный с диффузией и рекомбинацией.

Поскольку в активной области фотодиода существует довольно большая напряженность электрического поля, можно пренебречь флуктуациями, связанными с движением и рекомбинацией носителей в ОПЗ. Тогда в шуме фототока будет преобладать составляющая, обусловленная появлением свободных носителей — составляющая дробового шума. Аналогичные рассуждения можно привести и для шума темнового тока, вызванного тепловой генерацией носителей. При возникновении лавинного пробоя носители начнут появляться в активной области также вследствие ионизации нейтральных атомов. Это приводит к возрастанию шумов фототока и темнового тока. В [51] предложен метод расчета энергетических спектров шума, использующий схему, изображенную на рис. 3.8.

На практике эффективная ширина шумового спектра фотодиода оказывается намного больше полосы пропускания ФПУ. Поэтому шум на выходе фотодиода можно считать белым. В этом случае расчет дробового шума на выходе прибора можно проводить с помощью (3.24), (3.18) и (2.11). Спектральная плотность шума, связанного с сигналом:

$$d\bar{i}_{ш,с}^2/df = 2qI_{ф}\bar{M}^n. \quad (3.29)$$

Спектральная плотность темнового тока

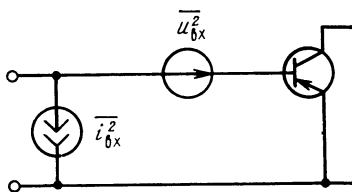
$$d\bar{i}_{ш,т}^2/df = 2q(I_{т,у}\bar{M} + I_{т,н}). \quad (3.30)$$

Здесь  $I_{ф}$  — первичный фототок;  $I_{т,у}$  и  $I_{т,н}$  — умножаемая и неумножаемая составляющие темнового тока. Для *pin*-фотодиода в (3.29) и (3.30)  $\bar{M}=1$ .

### 3.4. ШУМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Эквивалентная схема шумов биполярного транзистора представляет собой шумящий четырехполюсник (см. рис. 3.3). Ограничим рассмотрение случаем наиболее распространенной схемы включения с общим эмиттером. Определим в первом приближении параметры генераторов шумового тока и шумового напряжения, пренебрегая корреляцией источников шума (рис. 3.9).

Рис. 3.9. Биполярный транзистор как шумящий четырехполюсник



Эквивалентный входной шумовой ток учитывает дробовой шум тока базы транзистора  $I_6$ :

$$d\overline{i_{bx}^2}/df = 2qI_6. \quad (3.31)$$

Эквивалентное входное шумовое напряжение определяется тепловыми шумами сопротивления объема базы  $r_6$  и последовательно соединенного с ним дифференциального сопротивления перехода база — эмиттер  $r_э$ , а также дробовыми шумами коллекторного тока  $I_k$  пересчитанными на вход с помощью (3.7) [54]:

$$d\overline{u_{bx}^2}/df = 4kT_p(r_6 + r_э/2) + \frac{2qI_k}{h_{21}/h_{11}}. \quad (3.32)$$

Крутизна биполярного транзистора  $h_{21}/h_{11}$  велика и составляет, по крайней мере, сотни миллиампер на вольт. Поэтому данное эквивалентное напряжение при не очень больших коллекторных токах, характерных для входных каскадов усилителей, практически не будет зависеть от  $I_k$ . Тогда

$$d\overline{u_{bx}^2}/df \approx 4kT_p(r_6 + r_э/2). \quad (3.33)$$

Как следует из (3.32), наименьшими шумами обладают транзисторы с малым значением  $r_6$  и большой крутизной (большим коэффициентом усиления по току). При этом следует иметь в виду, что ток базы увеличивается с ростом частоты тем сильнее, чем ниже  $f_{гр}$ . Для того чтобы учесть возрастание тока базы по сравнению с  $I_6$  на низких частотах, в (3.31) вводят дополнительный множитель  $[1 + \beta(f/f_{гр})^2]$  [54]. Поэтому для уменьшения шума лучше выбирать транзистор, имеющий запас по граничной частоте (с большой  $f_{гр}$ ).

Сказанное выше относится к случаю, когда можно пренебречь избыточными шумами. При работе на низких частотах основное влияние на уровень шума будет оказывать рекомбинация носителей в приповерхностной области базы. В этом случае на эквивалентной схеме параллельно генератору  $i_{bx}$  включается генератор избыточного шума  $i_i$ , спектральная плотность которого уменьшается с частотой. Для построения низкочастотного малозадающего усилителя лучше не использовать высокочастотные транзисторы, у которых может оказаться большое отношение поверхности к объему базы и, следовательно, большие избыточные шумы.



Рассмотрим теперь шумы полевых транзисторов (рис. 3.10). Активной областью здесь является канал. Длина канала, как правило, намного больше области коллекторного перехода биполярного транзистора. Поэтому при тех же рабочих напряжениях напряженность электрического поля в канале существенно меньше напряженности поля в коллекторном переходе. В первом приближении можно считать, что носители, дрейфующие в пространстве между истоком и стоком, находятся в тепловом равновесии с кристаллической решеткой. Тогда средний квадрат шумового тока (3.15) на выходе прибора (рис. 3.10, а)

$$d\bar{i}_{\text{вых}}^2 = 4kT_p Y_{\text{вых.э}} df. \quad (3.34)$$

Здесь  $T_p$  — рабочая температура канала;  $Y_{\text{вых.э}}$  — эквивалентная выходная проводимость полевого транзистора;  $Y_{\text{вых.э}} \approx (2/3)y_{21}$ . Тепловой шум канала (рис. 3.10, б) может быть пересчитан во входную цепь по формуле (3.7)

$$du_{\text{вх}}^2 = \frac{d\bar{i}_{\text{вых}}^2}{y_{21}^2} = \frac{2}{3} \frac{4kT_p}{y_{21}} df. \quad (3.35)$$

В СВЧ полевых транзисторах с коротким каналом температура носителей превышает температуру решетки. Тогда приходится вводить поправочный множитель в (3.34) и (3.35), зависящий от транзистора и режима его работы. В частности, для транзисторов с эффективной длиной канала 0,8 ... 0,85 мкм в режиме насыщения он составляет 3,5 [56].

Флуктуации тока в цепи сток — исток вызывают изменения в распределении потенциала вдоль канала и, следовательно, приво-

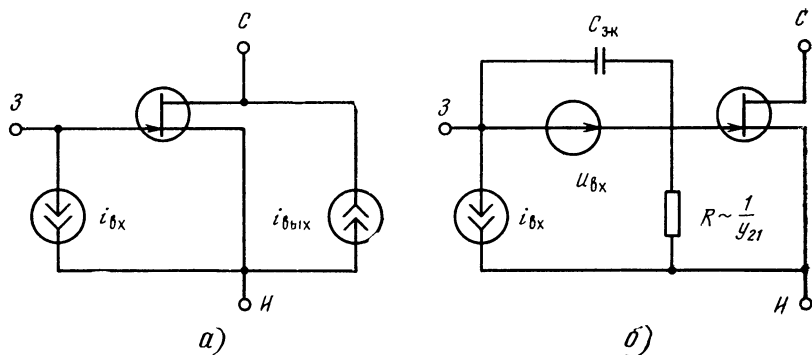


Рис. 3.10. Шумовые эквивалентные схемы полевого транзистора с двумя источниками тока (а), с источниками тока и напряжения (б)

дят к появлению флуктуации заряда затвора. Возникает наведенный шумовой ток затвора  $i_n$ . Как показывает анализ [48],

$$d\bar{i}_n^2 \approx \frac{\omega^2 C_{3-k}^2}{y_{21}} kT_p df,$$

где  $C_{3-k}$  — внутренняя емкость между затвором и каналом, составляющая примерно 2/3 емкости затвор — исток. Так как наведенный шум затвора и тепловой шум канала — следствие одних и тех же флуктуаций, они являются связанными, коррелированными.

Кроме того, в полевых транзисторах имеет место независимый дробовой шум во входной цепи, обусловленный током утечки затвора  $I_3$ . В транзисторах с  $p$ — $n$ -переходом — это обратный ток перехода. Составляющая дробового шума вычисляется по формуле Шоттки (3.17):

$$d\bar{i}_d^2 = 2qI_3 df.$$

Полный шумовой ток входной цепи образуется наведенным и дробовым шумами

$$d\bar{i}_{\text{вх}}^2 = \frac{\omega^2 C_{3-k}^2}{y_{21}} kT_p df + 2qI_3 df. \quad (3.36)$$

Можно показать, что составляющая дробового шума будет заметной лишь на относительно низких частотах, в транзисторах с  $p$ — $n$ -переходом в пределах 100 кГц ... 1 МГц.

На относительно низких рабочих частотах дополнительно приходится учитывать избыточные шумы, возникающие в токе канала. Избыточные шумы происходят вследствие случайных изменений скорости рекомбинации в обедненном слое затвор — канал (транзистор с  $p$ — $n$ -переходом) или в приповерхностном слое затвор — канал (МДП-транзистор). В последнем случае, когда канал находится вблизи поверхности, избыточные шумы гораздо больше. Для того чтобы учесть избыточный шум, в эквивалентную схему (см. рис. 3.10, б) последовательно с генератором  $u_{\text{вх}}$  включают генератор напряжения избыточного шума [48]:

$$du_{\text{вх.и}}^2 = \frac{2}{3} \frac{4kT_p}{y_{21}} \frac{f_0}{f} df,$$

где  $f_0$  — частота, на которой избыточный шум становится соизмеримым с белым шумом. Для малошумящих приборов с  $p$ — $n$ -переходом частота  $f_0$  находится в интервале 20 ... 30 кГц. Для МДП-транзисторов и особенно транзисторов с барьером Шоттки она намного выше и составляет единицы — десятки мегагерц. В частности, для GaAs транзистора с барьером Шоттки  $f_0 = 35$  МГц [55]. На более высоких частотах заметную роль начинает играть наведенный шум в цепи затвора, здесь разница в шумовых параметрах

рах транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом и МДП-транзисторов незначительна.

Сравним возможности биполярного и полевого транзисторов для получения малoshумящего усиления. Уровень шума на выходе биполярного транзистора главным образом определяется входным генератором шумового тока (см. рис. 3.9). Вклад генератора напряжения невелик вследствие высокой крутизны транзистора. Поэтому малoshумящее усиление достигается здесь при низкоомном источнике сигнала, шунтирующем генератор шумового тока на входе. Меньшим уровнем шума обладают транзисторы с высокими  $h_{21э}$  и малым  $r_6$ . Иногда для снижения  $r_6$  целесообразно параллельное включение транзисторов. На частотах, где сказывается уменьшение  $h_{21э}$ , возрастает уровень шума генератора тока. Поэтому транзистор должен выбираться с запасом по граничной частоте. При охлаждении биполярного транзистора в некоторых пределах происходит уменьшение  $u_{вх}$ , однако при этом уменьшаются значения  $h_{21э}$  и  $f_{гр}$  [54], что приводит к возрастанию вклада шума генератора тока. Таким образом имеется оптимальная температура, соответствующая минимуму шума на выходе.

Уровень шума в выходной цепи полевого транзистора в основном определяется шумовым генератором напряжения (см. рис. 3.10, б). Ток затвора здесь гораздо меньше тока базы биполярного транзистора. Поэтому минимум коэффициента шума в полевом транзисторе достигается при высокоомном источнике сигнала. Малoshумящие транзисторы должны обладать высокой крутизной при возможно малой емкости затвор — канал. Для увеличения крутизны можно включить несколько транзисторов параллельно. Увеличение емкости приводит к возрастанию наведенного шума затвора (генератор напряжения) на высоких частотах. Самым высоким отношением крутизны к проходной емкости обладают транзисторы из арсенида галлия, что позволяет с успехом использовать их для получения малoshумящего усиления в диапазоне СВЧ. Уровень шума полевого транзистора значительно уменьшается при охлаждении. Для кремниевого транзистора с  $p$ — $n$ -переходом уменьшение шума генератора напряжения происходит до температуры 100 К. При этом одновременно несколько увеличивается крутизна и падает ток затвора [54].

В области низких частот, если сопротивление источника сигнала и режим работы выбраны оптимально, полевые транзисторы характеризуются меньшим, по сравнению с биполярными, коэффициентом шума. Исключение составляют полевые МДП-транзисторы.

По мере перехода к более высоким частотам коэффициент шума увеличивается. На частотах порядка сотен мегагерц в оптимальных условиях биполярные и полевые транзисторы имеют примерно равный коэффициент шума, составляющий несколько децибел. Однако полевые транзисторы обладают некоторым преимуще-

90

ществом, так как обеспечивают этот коэффициент шума в более широких диапазонах частот и сопротивлений источника.

Рассмотренные эквивалентные схемы позволяют с достаточной точностью рассчитать транзисторные усилители с полосой до сотен мегагерц. Так, в [56] с помощью подобных представлений был рассчитан предварительный усилитель цифровой ВОСП со скоростью передачи 140 Мбит/с и показано хорошее соответствие между расчетом и экспериментом. При расчете шумов усилителей, предназначенных для использования на более высоких частотах, используются другие эквивалентные схемы (см. [57—60]).

## ГЛАВА 4.

### Теоретические ограничения порога чувствительности фотоприемного устройства

#### 4.1. ИДЕАЛЬНОЕ ФОТОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО

Идеальным будем называть нешумящее ФПУ, в состав которого входит идеальный фотоэлектрический преобразователь, где каждому поглощенному фотону достоверно соответствует появление во внешней электрической цепи одного электрона. Идеальное ФПУ обладает конечным временем наблюдения  $T_n$ , в течение которого происходит счет фотонов, его структура и интервал времени  $T_n$  оптимизируются с учетом требований системы передачи. Рассмотрим ограничения порога чувствительности, связанные с применением идеального детектора — нешумящего квантового счетчика.

Пусть на входе квантового счетчика действует излучение лазера с постоянной интенсивностью  $I = \bar{m}/T_n$ , где  $\bar{m}$  — среднее число фотонов в течение интервала  $T_n$ . Из неизменности  $I$  следует, что  $\bar{m}$  не зависит от положения интервала  $T_n$  на оси времени. В этом случае статистика появления фотонов удовлетворяет закону Пуассона. Вероятность появления  $m$  фотонов за время  $T_n$

$$p(m, T_n) = (\bar{m}^m / m!) \exp(-\bar{m}). \quad (4.1)$$

Время наблюдения  $T_n$  входит в формулу для расчета вероятности неявно. При увеличении  $T_n$  и постоянной интенсивности  $I$  растет  $\bar{m}$ . Для статистики Пуассона известно [61], что  $\bar{m}^2 = \bar{m}(\bar{m} + 1)$ .

Дисперсия числа фотонов  $\sigma_m^2 = \bar{m}^2 - \bar{m} = \bar{m}$ . Если приемник согласован с источником излучения, то происходит поглощение всех фотонов и среднее число фотоэлектронов  $\bar{n} = \bar{m}$ . Поскольку в процессе преобразования не возникает шумов, то дисперсия числа фотоэлектронов

$$\sigma_n^2 = \sigma_m^2 = \bar{m}. \quad (4.2)$$

Отношение сигнал-шум на выходе может быть выражено через фототок  $i_\Phi$  и  $\overline{m}$ :

$$\frac{C}{\mathcal{I}\mathcal{I}} = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{\overline{i_\Phi}^2}{\overline{i_\Phi^2} - \overline{i_\Phi}^2} = \frac{\overline{m}^2}{\sigma_n^2} = \overline{m}. \quad (4.3)$$

Среднее значение мощности на входе ФПУ

$$\overline{P}_0 = h\nu\overline{m}/T_n. \quad (4.4)$$

Связывая  $T_n$  с полосой пропускания  $\Delta f (T_n = 1/(2\Delta f))$  и подставляя (4.3) в (4.4), имеем

$$\overline{P}_0 = 2 (C/\mathcal{I}\mathcal{I}) h\nu\Delta f. \quad (4.5)$$

Пусть теперь интенсивность излучения модулируется гармоническим колебанием частоты  $\omega = 2\pi/T$ :  $I = I_0[1 + m_g \cos(\omega t)]$ , где  $I_0 = \overline{m}/T$ . Амплитуда фототока пропорциональна  $m_g \overline{m}$ . Процесс флуктуаций становится нестационарным, вычисление шума существенно усложняется. Воспользуемся определением отношения сигнал-шум (см. § 1.1), согласно которому шум измеряется в отсутствие сигнала. Тогда шум вызывается излучением с интенсивностью  $I_0$ . Отношение сигнал-шум

$$C/\mathcal{I}\mathcal{I} = P_c/P_{\text{ш}} = (m_g \overline{m})^2 / 2\overline{m} = (m_g^2/2) \overline{m}. \quad (4.6)$$

Подставляя необходимое значение  $\overline{m}$  из (4.6) в (4.4), получаем

$$\overline{P}_0 = 2 (C/\mathcal{I}\mathcal{I}) h\nu/m_g^2 T. \quad (4.7)$$

Если выбрать параметры ФПУ так, чтобы обеспечить пропускание всех частот от 0 до  $\omega$ , то  $\Delta f = 1/T$ . При  $m_g = 1$  формула (4.7) совпадает с (4.5). Однако при равных  $T$  и  $T_n$  формулы (4.7) и (4.5) дают разные результаты. Разница связана с различием в определении отношения сигнал-шум. Когда  $T = 1/(2\Delta f)$ , из (4.7) получаем

$$\overline{P}_0 = 4 (C/\mathcal{I}\mathcal{I}) h\nu\Delta f/m_g^2. \quad (4.8)$$

Рассмотрим случай, когда интенсивность излучения лазера модулирована двууровневым цифровым сигналом, представляющим собой последовательность прямоугольных импульсов — посылок и пауз длительностью  $T$ , соответствующих передаче единиц и нулей. Априорные вероятности появления 1 и 0 одинаковы и равны 0,5. Если предположить, что интенсивность излучения во время паузы равна нулю (отношение интенсивностей  $r=0$ ) и в течение посылки в среднем появляется  $\overline{m}$  фотонов, то дисперсии чисел фотонов при передаче 0 и 1  $\sigma_0^2 = 0$ ,  $\sigma_1^2 = \overline{m}$ . Тогда оптимальный порог, при котором вероятность ошибки минимальна, окажется нулевым. Вероятность ошибки  $p_{\text{ош}} = 0,5p(0/1)$ . Вероятность  $p(0/1)$  есть вероятность появления 0 фотонов при передаче посылки. Определим эту вероятность с помощью (4.1):

$$p(0/1) = 1 - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\overline{m}^m}{m!} \exp(-\overline{m}) = \exp(-\overline{m}).$$

Вероятность ошибки

$$p_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-\bar{m}). \quad (4.9)$$

Из (4.9) находим необходимое число фотонов

$$\bar{m} = \ln 0,5 - \ln p_{\text{ош}}. \quad (4.10)$$

В частности, когда  $p_{\text{ош}} = 10^{-9}$ ,  $\bar{m} = 20,03$ . Порог чувствительности ФПУ

$$\bar{P}_0 = \frac{\bar{m}}{2T} h\nu = \frac{h\nu B}{2} (\ln 0,5 - \ln p_{\text{ош}}), \quad (4.11)$$

где  $B = 1/T$  — скорость передачи. Таким образом, при  $p_{\text{ош}} = 10^{-9}$  на входе приемника требуется в среднем 10 фотонов на бит передаваемой информации. Если предположить, что передается посылка, то  $\bar{P}_0 = \bar{m}h\nu/T = -h\nu B \ln p_{\text{ош}}$ , и для обеспечения указанной вероятности ошибки потребуется 21 фотон на бит [5].

При приеме биимпульсного сигнала, в котором 1 и 0 соответствуют импульсы в левой и правой частях тактового интервала, время наблюдения сокращается до  $T/2$ . Поскольку мощность излучения лазера остается прежней, число фотонов внутри импульса  $\bar{m}_1 = \bar{m}/2$ . Вероятность ошибки  $p_{\text{ош}} = 0,5[\exp(-\bar{m}_1) + \exp(-\bar{m}_1)]$ . Необходимое число фотонов в каждом полутактовом интервале  $\bar{m}_1 = -\ln p_{\text{ош}}$ . Средняя мощность на входе приемника  $\bar{p}_0 = 0,5h\nu[\bar{m}_1/(0,5T)] = -h\nu B \ln p_{\text{ош}}$ . Вероятность ошибки  $10^{-9}$  достигается при появлении на входе приемника в среднем 21 фотона на бит, что вдвое больше результата (4.11), т. е. 10 фотонов на бит. Таким образом, порог чувствительности идеального приемника биимпульсного сигнала в 2 раза превышает порог приемника сигнала с пассивной паузой.

Рассуждения, приведенные выше, относились к случаю идеального детектора, облучаемого источником с постоянной интенсивностью. Посмотрим, как повлияет неидеальность преобразователя и амплитудные шумы лазера на порог чувствительности. Обозначим через  $\eta$  квантовую эффективность детектора. Величина  $\bar{m}$  здесь становится функцией времени. Среднее число фотоэлектронов

$$\bar{n} = \frac{\eta}{T} \int_0^T \bar{m}(t) dt = \eta \bar{\bar{m}}. \quad (4.12)$$

Дисперсия числа фотоэлектронов зависит от соотношения между интервалом корреляции интенсивности светового воздействия  $\tau_k$  и времени наблюдения  $T_n$  [45]. При  $T_n \ll \tau_k$  влияние амплитудных шумов лазера оказывается велико:

$$\sigma_n^2 = \bar{n} + \eta \sigma_I^2, \quad (4.13)$$

где  $\sigma_I^2$  — дисперсия изменения интенсивности излучения лазера. В этом случае статистика появления фотоэлектронов относительно хорошо воспроизводит статистику входного излучения. При  $\eta \rightarrow 1$  и  $T_n \rightarrow 0$  статистика фотоэлектронов точно соответствует статистике фотонов. Если же  $T_n \gg \tau_k$ ,

$$\sigma_n^2 = \bar{n} (1 + \bar{n} \tau_k / T_n). \quad (4.14)$$

Чем меньше интенсивность излучения и отношение  $\tau_k/T_n$ , тем более справедливым становится приближенное равенство:  $\sigma_n^2 \approx \bar{n}$ . Уменьшение влияния шума

происходит вследствие интегрирующего действия приемника. Таким образом, когда приемник работает в пороговом режиме, можно считать, что дисперсия числа фотоэлектронов получается такой же, как при распределении Пуассона ( $\sigma_n^2 = \bar{n}$ ). Тогда полученные на основе распределения Пуассона выражения (4.3), (4.6) и (4.10) можно распространить на более общий случай, заменив  $\bar{m}$  на  $\bar{n}$ . Выражая порог чувствительности  $\bar{P}_0$  через необходимое число фотонов  $\bar{m} = \bar{n}/\eta$  (см. 4.12)), внесем поправки в (4.8) и (4.11). Порог чувствительности, соответствующий приему гармонического колебания:

$$\bar{P}_0 = 4 (C/L) h\nu \Delta f / (\gamma m_2^2). \quad (4.15)$$

Порог чувствительности при приеме цифрового сигнала

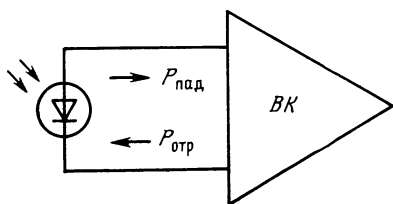
$$\bar{P}_0 = h\nu B (\ln 0,5 - \ln p_{\text{ош}}) / (2\gamma). \quad (4.16)$$

Таким образом, порог чувствительности идеального ФПУ связан с энергией фотона оптической несущей, скоростью передачи информации и заданными параметрами качества воспроизведения сигнала ( $p_{\text{ош}}$ , отношением сигнал-шум). По мере уменьшения коэффициента модуляции (или увеличения отношения интенсивностей  $r$ ) повышается оптическая мощность, необходимая для решения поставленной задачи. Квантовая эффективность фотоэлектрического преобразователя является параметром, характеризующим его отличие от идеального детектора.

## 4.2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МОЩНОСТИ СИГНАЛА И ШУМА ВО ВХОДНОЙ ЦЕПИ ФПУ

Рассмотрим схемы реальных ФПУ, использующих различные способы приема оптического сигнала. В состав этих схем входят фотодиод (или ЛФД) и схема усилителя. Они обладают шумами и оказывают влияние на отношение сигнал-шум. В тех случаях, когда уровень сигнала на фотодетекторе оказывается малым, преобразование энергии во входной цепи начинает играть весьма важную роль. Анализ энергетических соотношений во входной цепи позволяет определить условия, при которых становятся существенными те или иные источники шума.

Входную цепь составляют (рис. 4.1) фотодиод и входной каскад (ВК) предварительного усилителя. Между фотодиодом и входом усилителя показана условная линия передачи, по которой распространяются падающая и отраженная



волны. Длина линии произвольна, а характеристическая проводимость равна активной проводимости источника. Реактивная проводимость источника подключается параллельно нагрузке. Поступающая на вход усилителя мощность связана с мощностью падающей волны через модуль коэффициента отражения  $\Gamma$ :

Рис. 4.1. Схема входной цепи ФПУ

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - |\Gamma|^2).$$

Мощность падающей волны равна номинальной мощности источника  $P_{\text{ном}}$ , рассеиваемой в нагрузке, проводимость которой является комплексно сопряженной с проводимостью источника. Тогда

$$P_{\text{вх}} = P_{\text{ном}} (1 - |\Gamma|^2) = K_{\text{вх}} P_{\text{ном}}, \quad (4.17)$$

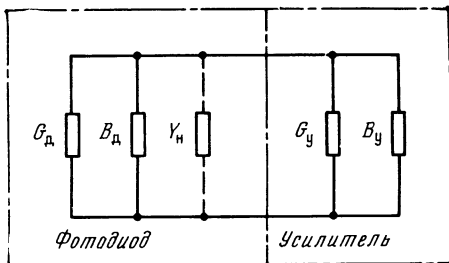


Рис. 4.2. Эквивалентная схема входной цепи

$$\text{где} \quad K_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{4G_d G_y}{(G_d + G_y)^2 + (B_d + B_y)^2} \quad (4.18)$$

— номинальный коэффициент передачи входной цепи;  $G_d$  и  $B_d$ ,  $G_y$  и  $B_y$  — действительные и мнимые составляющие проводимостей фотодиода и усилителя соответственно. Естественно, что  $K_{\text{вх}} = 1$  при  $G_d = G_y$  и  $B_d = -B_y$ , т. е. при согласовании источника с нагрузкой.

Определим коэффициент передачи, номинальные и входные мощности волн сигнала и шума. Использование метода шумовых и сигнальных волн позволяет более наглядно интерпретировать преобразование мощностей сигнала и шума во входной цепи. Такое представление применимо в случае цепей как с распределенными, так и с сосредоточенными постоянными [62]. Для расчетов воспользуемся схемой (рис. 4.2), где кроме активных и реактивных проводимостей фотодиода и усилителя показана проводимость нагрузки  $Y_n = 1/R_n + j\omega C_m$  ( $C_m$  — емкость монтажа). Сопротивление нагрузки может выполнять разные функции: обеспечивать режим фотодиода по постоянному току или являться нагрузкой по переменному току. В последнем случае оно уменьшает неравномерность амплитудно-частотной характеристики или снижает нелинейные искажения. Сначала произведем расчет без учета цепи нагрузки. На основании эквивалентной схемы фотодиода (см. рис. 2.11), полагая, что  $L_b = 0$ , а  $C_k$  входит в  $C_m$ ,

$$G_d = \frac{\omega^2 C_d^2 R_n + 1/R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2}; \quad (4.19)$$

$$B_d = \frac{\omega C_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2}. \quad (4.20)$$

В случае, когда вход усилителя можно представить в виде параллельно включенных входного сопротивления  $R_{\text{вх}}$  и емкости усилителя  $C_y$

$$G_y = 1/R_{\text{вх}}; \quad B_y = \omega C_y. \quad (4.21); (4.22)$$

Подставляя (4.19) — (4.22) в (4.18), имеем

$$K_{\text{вх}} = \frac{4(1/R_d + \omega^2 C_d^2 R_n)}{R_{\text{вх}} [\omega^2 (C_y + C_d)^2 + (1/R_{\text{вх}} + 1/R_d + \omega^2 C_d^2 R_n^2)]}. \quad (4.23)$$



С помощью (4.23) исследуем ряд частных случаев. На относительно низких частотах, когда  $\omega \rightarrow 0$ ,

$$K_{\text{вх}} = 4R_{\text{вх}}R_{\text{д}}/(R_{\text{вх}} + R_{\text{д}})^2. \quad (4.24)$$

В кремниевых фотодиодах обычно  $R_{\text{д}}$  весьма велико. Если  $R_{\text{д}} \gg R_{\text{вх}}$ , то  $K_{\text{вх}} \approx \approx 4R_{\text{вх}}/R_{\text{д}}$ . При  $R_{\text{д}} = 100 \text{ МОм}$  и  $R_{\text{вх}} = 1 \text{ кОм}$   $K_{\text{вх}} = 4 \cdot 10^{-4}$ . Во входной цепи возникают значительные потери мощности. На более высоких частотах, где  $\omega R_{\text{д}} R_{\text{п}} < \omega < \omega R_{\text{п}}$ , вид графика  $K_{\text{вх}}(\omega)$  зависит от соотношения между  $\omega$  и  $1/\tau_{\text{вх}}$ , где  $\tau_{\text{вх}} = (C_{\text{д}} + C_{\text{у}})R_{\text{вх}}$  — постоянная времени входной цепи усилителя.

Если постоянная времени  $\tau_{\text{вх}}$  относительно мала, т. е. когда  $\omega \ll 1/[(C_{\text{д}} + C_{\text{у}})R_{\text{вх}}]$ , то

$$K_{\text{вх}} \approx 4R_{\text{п}}R_{\text{вх}}\omega^2 C_{\text{д}}^2. \quad (4.25)$$

Согласно (4.25) с ростом частоты согласование во входной цепи улучшается. Если же постоянная времени входной цепи велика,  $\omega \gg 1/\tau_{\text{вх}}$ , происходит интегрирование сигнала. Тогда

$$K_{\text{вх}} \approx \frac{4R_{\text{п}}C_{\text{д}}^2}{R_{\text{вх}}(C_{\text{д}} + C_{\text{у}})^2}. \quad (4.26)$$

При выводе выражений (4.25), (4.26) принималось во внимание, что значения  $C_{\text{д}}$  и  $C_{\text{у}}$  имеют один порядок и  $R_{\text{д}} \gg R_{\text{п}}$ . Согласно (4.26) в последнем случае  $K_{\text{вх}}$  не зависит от частоты. Качество согласования на этих частотах ухудшается по мере увеличения  $R_{\text{вх}}$ . При  $C_{\text{д}} = C_{\text{у}}$  можно получить частоту, на которой качество согласования в случаях усилителей с высоким входным сопротивлением  $R'_{\text{вх}}$  и низким входным сопротивлением  $R''_{\text{вх}}$  оказывается одинаковым:

$$f' = 1/(4\pi \sqrt{R'_{\text{вх}} R''_{\text{вх}} C_{\text{д}}}).$$

Полагая  $R'_{\text{вх}} = 200 \text{ Ом}$ ,  $R''_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$ ,  $C_{\text{д}} = 5 \text{ пФ}$ , получаем  $f' = 1,125 \text{ МГц}$ . С увеличением  $R_{\text{вх}}$  улучшается согласование на низких частотах и ухудшается на высоких. На рис. 4.3 изображена зависимость  $K_{\text{вх}}(\omega)$ , построенная с помощью

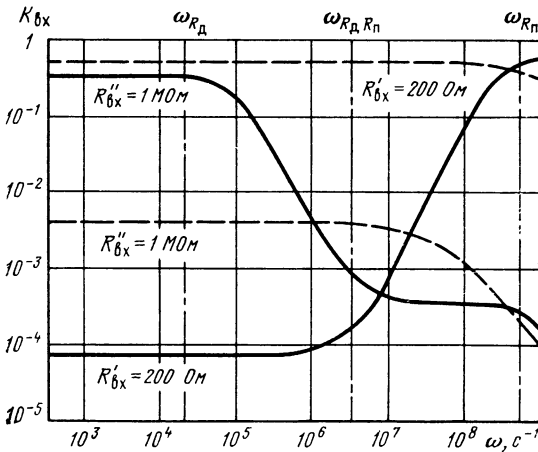


Рис. 4.3. Зависимость коэффициента передачи входной цепи от частоты:  
 — без учета нагрузки;  
 — с учетом нагрузки ( $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$ )

(4.23). В процессе расчета были приняты следующие параметры фотодиода:  $R_d = 10^7$  Ом,  $R_n = 400$  Ом,  $C_d = 5$  пФ. Построенные графики могут соответствовать возможности применения входных каскадов на полевом ( $R''_{вх}$ ) и биполярном ( $R'_{вх}$ ) транзисторах. Если спектр входного сигнала располагается в области относительно высоких частот, то качество согласования фотодиода с входом биполярного транзистора может оказаться выше, чем в случае применения во входной цепи полевого транзистора.

При гармонической модуляции оптической несущей амплитуда изменения фототока

$$I_{\phi m} = m_2 S_{\lambda} \overline{M} P_0 = m_2 \frac{q\eta}{h\nu} \overline{M} P_0. \quad (4.27)$$

На основании эквивалентной схемы фотодиода (см. рис. 2.11), используя теорему об эквивалентном генераторе, получаем выражение для номинальной мощности сигнала [63]

$$P_{\text{ном.с}} = \frac{1}{8} \frac{I_{\phi m}^2}{(1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2) G_d}. \quad (4.28)$$

Подставляя  $G_d$  из (4.19) в (4.28), имеем

$$P_{\text{ном.с}} = \frac{1}{8} \frac{I_{\phi m}^2 R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2 R_d}. \quad (4.29)$$

Согласно (4.17) определяем мощность сигнала на входе усилителя

$$P_{\text{вх.с}} = K_{\text{вх}} P_{\text{ном.с}}. \quad (4.30)$$

На рис. 4.4 представлена зависимость  $P_{\text{вх.с}}(\omega)$ , построенная по (4.23), (4.29),

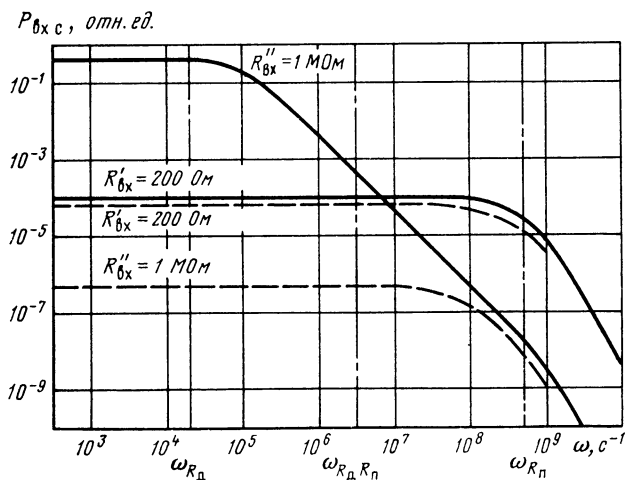


Рис. 4.4. Зависимость мощности сигнала на входе усилителя от частоты

(4.30). Параметры фотодиода, а также значения  $R'_{вх}$  и  $R'_{вх}$  соответствуют расчету, результаты которого приведены на рис. 4.3. По оси ординат отложена мощность в относительных единицах. На низких частотах отношение мощностей, соответствующих  $R'_{вх}$  и  $R'_{вх}$ , превышает 36 дБ. То же отношение на частотах вблизи  $\omega_{R_n}$  составляет 33 дБ. Таким образом, величина  $R_{вх}$  существенно влияет на мощность сигнала на входе усилителя.

Определим теперь влияние параметров цепи нагрузки  $R_n C_m$  на эффективность передачи энергии во входной цепи ФПУ. Включим  $Y_n$  в состав проводимости фотодиода (см. рис. 4.2). Составляющие проводимости фотодиода с цепью нагрузки обозначим штриховыми индексами. Тогда

$$G'_d = \frac{1/R_d + \omega^2 C_d^2 R_n}{1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2} + \frac{1}{R_n} \approx \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_n} + \omega^2 C_d^2 R_n \left(1 + \frac{R_n}{R_n}\right); \quad (4.31)$$

$$B'_d = \frac{\omega C_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2} + \omega C_m \approx \omega (C_d + C_m). \quad (4.32)$$

Приближенные равенства соответствуют частотам:  $\omega \ll \omega_{R_n}$  Коэффициент передачи мощности входной цепи

$$K'_{вх} = \frac{4G'_d G_y}{(G'_d + G_y)^2 + (B'_d + B_y)^2} \approx \frac{4[1/R_d + 1/R_n + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n)]}{R_{вх} \{\omega^2 (C_d + C_y + C_m)^2 + [1/R_{вх} + 1/R_d + 1/R_n + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n)]^2\}}. \quad (4.33)$$

Номинальную мощность сигнала найдем из (4.28) заменой  $G_d$  на  $G'_d$ . С учетом (4.31)

$$P_{ном.с} = \frac{I_{\phi m}^2}{8G'_d (1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2)} \approx \frac{1}{8} \frac{I_{\phi m}^2}{1/R_d + 1/R_n + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n)}. \quad (4.34)$$

Сравнивая (4.33) с (4.23) и (4.34) с (4.29), приходим к заключению, что добавление цепи нагрузки уменьшает входную мощность сигнала. При этом сопротивление нагрузки  $R_n$  влияет как на номинальную мощность, так и на номинальный коэффициент передачи входной цепи, а емкость монтажа входит лишь в выражение для коэффициента передачи. При  $\omega \rightarrow 0$  и  $R_n \ll R_{вх}$  ( $R_n \ll R_d$ )  $K'_{вх} \approx \approx 4R_n/R_{вх}$ ,  $P_{ном.с} = I_{\phi m}^2 R_n/8$ .

Здесь влияние сопротивления нагрузки особенно велико. Увеличение монтажной емкости ухудшает согласование фотодиода с усилителем на высоких частотах. На рис. 4.3 и 4.4 штриховыми линиями показаны зависимости  $K'_{вх}$  и  $P_{ном.с}$  от частоты с учетом влияния нагрузки. Для построения кривых были использованы точные выражения (4.33), (4.34) и (4.30). Предполагалось, что  $C_m = 5$  пФ,  $R_n =$

$=1$  кОм. В случае усилителя с низкоомным входом добавление нагрузки привело к увеличению коэффициента передачи входной цепи, поскольку нагрузка условно включена в состав фотодиода. Если же усилитель обладает высоким входным сопротивлением,  $K'_{вх}$  уменьшается. Во всех случаях мощность сигнала на входе усилителя при подключении нагрузки снижается.

Рассмотрим теперь преобразование мощностей основных источников шума во входной цепи. Разделим все источники флуктуаций на три группы: источники дробовых шумов фотодиода, источники теплового шума (шума Джонсона), шумы усилителя.

В первую группу входят шум темнового тока фотодиода, шум связанный с постоянной составляющей оптической мощности, а также шум, связанный с сигналом. Спектральная плотность шума темнового тока (3.30)

$$d\bar{i}_{ш.т}^2/df = 2q(I_{т.у}\bar{M}^n + I_{т.н}), \quad (4.35)$$

где  $I_{т.у}$  и  $I_{т.н}$  — умножаемая и неумножаемая составляющие темнового тока. В случае, когда несущая модулирована гармоническим колебанием, уровень шума определяется в отсутствие модуляции сигнала [16]. Тогда спектральная плотность шума, связанного с сигналом (постоянной засветкой), будет определяться средней оптической мощностью, поглощаемой фотодетектором:

$$d\bar{i}_{ш.с}^2/df = 2qS_{\lambda}P_0\bar{M}^2. \quad (4.36)$$

В случае, когда оптическая несущая модулирована цифровым сигналом, необходимо учитывать зависимость спектральной плотности шума от времени

$$d\bar{i}_{ш.с}^2(t)/df = 2qS_{\lambda}P(t)\bar{M}^2. \quad (4.37)$$

Поскольку шумы, связанные с сигналом, и шумы темнового тока между собой не коррелированы, общая спектральная плотность шумов первой группы

$$d\bar{i}_{ш1}^2/df = d\bar{i}_{ш.с}^2/df + d\bar{i}_{ш.т}^2/df. \quad (4.38)$$

Спектральная плотность номинальной мощности шума может быть определена по аналогии с (4.28):

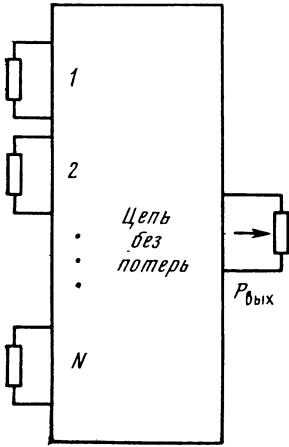
$$\frac{dP_{ном.ш1}}{df} = \frac{1}{4} \frac{1}{G'_d(1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2)} \frac{d\bar{i}_{ш1}^2}{df}. \quad (4.39)$$

Мощность шума на входе усилителя

$$dP_{вх.ш1}/df = (dP_{ном.ш1}/df) K'_{вх}(f). \quad (4.40)$$

Во вторую группу входят источники теплового шума. Здесь необходимо учитывать шумы дифференциального сопротивления диода  $R_d$ , сопротивления  $R_n$ , а также сопротивления нагрузки  $R_n$ . Для расчета номинальной мощности теплового шума воспользуемся теоремой о шумах взаимной системы, содержащей  $N$  элементов с потерями [62]. Представим фотодиод с нагрузкой в виде схемы (рис. 4.5). На схеме отдельно показаны элементы с потерями, каждый из которых обладает своим сопротивлением  $R_i$  и шумовой температурой  $T_i$ , и цепь без потерь. Пусть выходное плечо схемы будет согласовано. Каждое сопротивление отдает всей системе в некотором диапазоне частот  $\Delta f$  шумовую мощ-

Рис. 4.5. К расчету мощности теплового шума фотодиода



ность  $P_i$ . Выходная мощность  $P_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^N p_i P_i$ .

Множитель  $p_i$  представляет собой весовой коэффициент, характеризующий вклад каждого источника в общий уровень шума. Поскольку мощности теплового шума пропорциональны температуре ( $P_i = kT_i \Delta f$ ), то эффективная шумовая температура на выходе

$$T_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^N p_i T_i. \quad (4.41)$$

Определим теперь весовые коэффициенты  $p_i$ , воспользовавшись свойством взаимности системы. Для этого из выходного плеча направим в систему шум единичной мощности, который полностью поглотится, причем мощность, рассеиваемая в каждом диссипативном элементе, будет равна  $p_i$ :

$$\sum_{i=1}^N p_i = 1. \quad (4.42)$$

Поскольку и фотодиод, и сопротивление нагрузки чаще всего находятся при одной и той же рабочей температуре  $T_p$ , то  $T_i = T_p$ . Тогда с учетом (4.41) и (4.42)

$$T_{\text{вых}} = T_p \sum_{i=1}^N p_i = T_p,$$

и, следовательно, спектральная плотность номинальной мощности теплового шума  $dP_{\text{ном ш2}}/df = kT_p$ . Мощность шума, связанная с  $R_d$ ,  $R_n$ ,  $R_n$  на входе усилителя:

$$dP_{\text{вх.ш2}}/df = kT_p K'_{\text{вх}}(f). \quad (4.43)$$

В третью группу входят шумы усилителя. При анализе шумов ограничимся рассмотрением шумового вклада первого каскада усилителя. На основании определения коэффициента шума и (3.5) можно записать

$$K_{\text{ш}} = \frac{dP_{\text{вх.ш3}}/df + kT_0 K'_{\text{вх}}}{kT_0 K'_{\text{вх}}}. \quad (4.44)$$

В знаменателе (4.44) фигурирует приведенная к входу усилителя спектральная плотность мощности тепловых шумов источника, находящегося при стандартной температуре  $T_0$ , в числителе — спектральная плотность мощности всех тепловых шумов, включая шумы транзистора ( $dP_{\text{вх.ш3}}/df$ ). Тогда составляющая шума транзистора

$$dP_{\text{вх.ш3}}/df = (K_{\text{ш}} - 1) kT_0 K'_{\text{вх}}. \quad (4.45)$$

Вклад шумов транзистора можно выразить через шумовые проводимость  $G_{\text{ш}}$  и сопротивление транзистора  $R_{\text{ш}}$ , которые определяют параметры источников тока и напряжения в эквивалентной схеме шумящего четырехполюсника (см. рис. 3.1):

$$d\bar{u}_{\text{вх}}^2/df = 4kT_0 R_{\text{ш}}, \quad d\bar{i}_{\text{вх}}^2/df = 4kT_0 G_{\text{ш}}. \quad (4.46)$$

Подставляя (4.46) в (3.13), используя (4.45), получаем

$$K_{\text{ш}} = 1 + G_{\text{ш}}/G'_{\text{д}} + 4R_{\text{ш}}G_y/K'_{\text{вх}} \quad (4.47)$$

и

$$dP_{\text{вх.ш3}}/df = (G_{\text{ш}}/G'_{\text{д}} + 4R_{\text{ш}}G_y/K'_{\text{вх}}) kT_0 K'_{\text{вх}}. \quad (4.48)$$

Определим общий уровень шума на входе транзистора и сравним вклады, вносимые разными источниками флуктуаций. Поскольку источники шума между собой некоррелированы

$$dP_{\text{вх.ш.о}}/df = dP_{\text{вх.ш1}}/df + dP_{\text{вх.ш2}}/df + dP_{\text{вх.ш3}}/df. \quad (4.49)$$

Подставляя в (4.49) значения  $dP_{\text{вх.ш1}}/df$ ,  $dP_{\text{вх.ш2}}/df$ ,  $dP_{\text{вх.ш3}}/df$  из (4.40), (4.43), (4.48) и полагая, что температура диода равна стандартной  $T_0$ , имеем

$$\frac{dP_{\text{вх.ш.о}}}{df} = \left[ \frac{dP_{\text{ном.ш1}}}{df} + \left( 1 + \frac{G_{\text{ш}}}{G'_{\text{д}}} + \frac{4R_{\text{ш}}G_y}{K'_{\text{вх}}} \right) kT_0 \right] K'_{\text{вх}}. \quad (4.50)$$

Заменим теперь все шумы шумами одного источника тока, включенного на эквивалентной схеме фотодиода (см. рис. 2.11) параллельно генератору тока сигнала. Для этого эквивалентного источника шума

$$\frac{dP_{\text{вх.ш.э}}}{df} = \frac{dP_{\text{ном.ш.э}}}{df} K'_{\text{вх}}. \quad (4.51)$$

Выразим номинальную мощность эквивалентного шумового источника  $P_{\text{ном.ш.э}}$  через эквивалентный ток  $i_{\text{ш.э}}^2$  аналогично (4.39):

$$\frac{dP_{\text{ном.ш.э}}}{df} = \frac{1}{4} \frac{1}{G'_{\text{д}} (1 + \omega^2 C_{\text{д}}^2 R_{\text{п}}^2)} \frac{d\bar{i}_{\text{ш.э}}^2}{df}. \quad (4.52)$$

Приравнявая (4.50) и (4.51) с учетом (4.52), (4.31) и (4.39), имеем

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_{\text{ш.э}}^2}{df} = \frac{d\bar{i}_{\text{ш1}}^2}{df} + 4kT_0 \left[ \frac{1}{R_{\text{д}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} + \omega^2 C_{\text{д}}^2 R_{\text{п}} \left( 1 + \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{н}}} \right) \right] + 4kT_0 \left[ \frac{1}{R_{\text{д}}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{R_{\text{н}}} + \omega^2 C_{\text{д}}^2 R_{\text{п}} \left( 1 + \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{н}}} \right) \right] \left( \frac{G_{\text{ш}}}{G'_{\text{д}}} + \frac{4R_{\text{ш}}G_y}{K'_{\text{вх}}} \right). \end{aligned} \quad (4.53)$$

В (4.53) первый член характеризует вклад шумов тока фотодетектора, второй связан с тепловыми шумами  $R_{\text{д}}$ ,  $R_{\text{н}}$  и  $R_{\text{п}}$ , третий определяет шумы транзистора.

Первый член зависит от степени засветки, темнового тока фотодиода, коэффициента умножения  $\bar{M}$ . Сюда же могут входить шумы источника излучения. В частности, в случае фотодиода

$$d\bar{i}_{\text{ш1}}^2/df = 2qI_{\tau}, \quad (4.54)$$

где  $I_{\tau}$  — темновой ток.

Тепловые шумы зависят от параметров фотодиода и нагрузки. Вклад шума сопротивления  $R_n$  возрастает с ростом частоты. На некоторой частоте  $f$  вклады шумов  $R_d$  и  $R_n$ , а также  $R_n$  становятся одинаковыми:

$$f = \frac{1}{2\pi C_d} \sqrt{\left(\frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_n}\right) \left[ \left(1 + \frac{R_n}{R_n}\right) R_n \right]}.$$

В большинстве случаев  $1/R_n \gg 1/R_n$ . Тогда  $f \approx 1/[2\pi C_d \sqrt{(R_n + R_n) R_n}]$ . Для  $R_n = 1$  кОм,  $R_n = 400$  Ом,  $C_d = 5$  пФ,  $f = 42,5$  МГц. При этом  $f_{R_n} = 1/(2\pi \sqrt{R_n C_d}) \approx 80$  МГц. Таким образом, вклад шумов сопротивления базы становится заметным на частотах меньших, чем  $f_{R_n}$ . По мере увеличения сопротивления нагрузки происходит снижение частоты  $f$ , на которой шумы  $R_n$  и  $R_n$  становятся одинаковыми.

Вклад шумов транзистора, подключенного к фотодиоду, зависит от параметров фотодиода, нагрузки (входят в  $G'_d$ ,  $K'_{вх}$ ), а также параметров транзистора  $G_{ш}$  и  $R_{ш}$ . Для полевого транзистора на основании (4.46), (3.35) и (3.36) можно записать

$$G_{ш} = \frac{\omega^2 C_{3,и}^2}{9y_{21}}; \quad R_{ш} = \frac{2}{3} \frac{1}{y_{21}} \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega}\right). \quad (4.55)$$

В случае биполярного транзистора на основании (4.46), (3.31) и (3.33) получаем

$$G_{ш} = \frac{qI_6}{2kT_0} \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega}\right); \quad R_{ш} = r_6 + \frac{r_3}{2}. \quad (4.56)$$

Для оценки значимости вкладов шумов различных источников флуктуаций произведем расчет слагаемых (4.53). Подставим в (4.53) значения  $R_d$ ,  $R_n$ ,  $C_d$ ,  $C_m$ , использованные ранее. Величины  $G_{ш}$  и  $R_{ш}$  вычисляются с помощью (4.55) и (4.56),  $G'_d$  — из точного равенства (4.31)  $K'_{вх}$  — из (4.33),  $K_{ш}$  — из (4.47). В расчете были приняты следующие параметры транзисторов: для полевого транзистора  $R_{вх} = 1$  МОм,  $C_{3,и} = 5$  пФ,  $y_{21} = 5$  мА/В,  $\omega_0 = 10^6$  с<sup>-1</sup>; для биполярного транзистора  $R_{вх} = 700$  Ом,  $I_6 = 10$  мкА,  $r_6 = 400$  Ом,  $r_3 = 3$  Ом,  $\omega_0 = 10^6$  с<sup>-1</sup>,  $C_{6,3} = 5$  пФ. Эти параметры близки к параметрам распространенных маломощных транзисторов КП 312, КТ 3120.

На рис. 4.6 представлены результаты расчета для случаев применения во входном каскаде полевого (схема с общим истоком) и биполярного (схема с общим эмиттером) транзисторов. По вертикальным осям графиков отложены вклады различных источников шума в децибелах относительно 1 А<sup>2</sup> и коэффициент шума в относительных единицах. Вклад первого слагаемого (4.53), рассчитанный с помощью (4.54), обозначен ДШ (дробовой шум фотодиода). В вычислениях было принято значение темнового тока  $5 \cdot 10^{-9}$  А. Вклад второго слагаемого обозначен ТШ (тепловой шум), вклад третьего — ШТ (шум транзистора). Вертикальные штрихпунктирные линии показывают положения характеристических частот фотодиода  $\omega_{R_1}$ ,  $\omega_{R_d R_n}$ ,  $\omega_{R_n}$ . Сплошными линиями изображены графики, соответствующие высокоомной нагрузке (1 МОм для ПТ, 1 кОм для

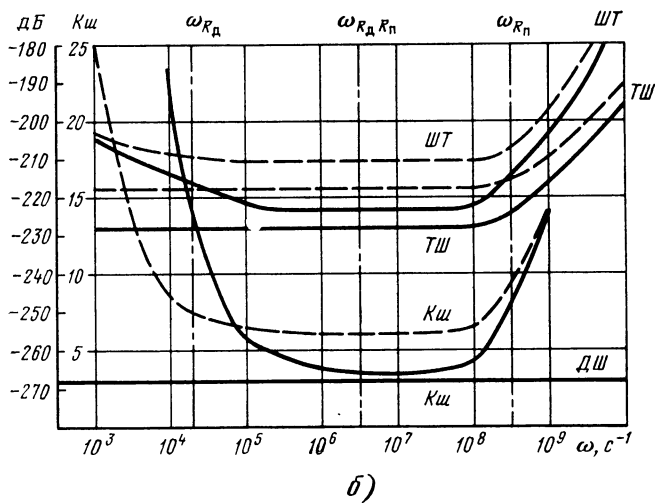
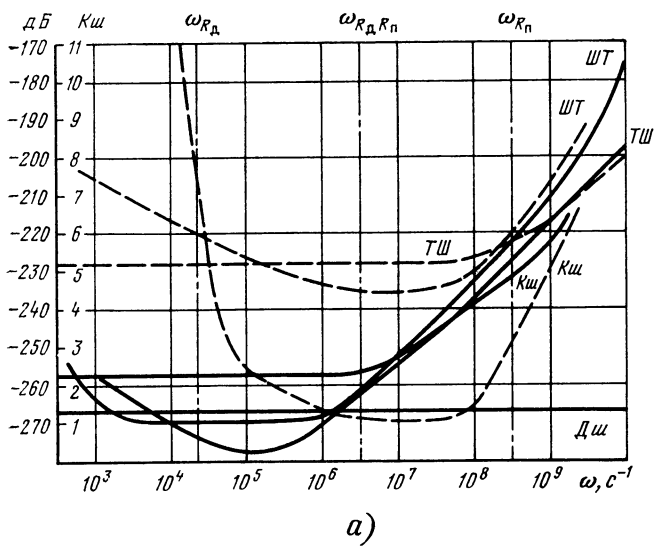


Рис. 4.6 Зависимость спектральной плотности различных видов шумов и коэффициента шума от частоты для полевого (а) и биполярного (б) транзистора



БТ), штриховыми линиями — графики для малого сопротивления нагрузки (1 кОм для ПТ, 100 Ом для БТ).

Как следует из графиков, наименьшим из всех вкладов в уровень шума является вклад темнового тока. Однако по мере увеличения сопротивления нагрузки или возрастания темнового тока он может стать соизмеримым с другими. Как правило, уровень шумов транзистора превышает уровень тепловых шумов нагрузки и сопротивления базы. В случае полевого транзистора в области средних частот тепловые шумы нагрузки оказываются несколько больше шумов транзистора. Разница между шумами нагрузки и транзистора возрастает по мере увеличения  $R_n$ .

Реализуемые в схеме с фотодиодом коэффициенты шума отличаются от указанных в паспорте транзистора, поскольку здесь используются другие условия работы. На границах рабочего диапазона происходит существенное возрастание коэффициента шума вплоть до десятков и сотен. В низкочастотной области значительную роль играют избыточные шумы (1/f-шумы). По мере увеличения сопротивления нагрузки в полевом транзисторе происходит снижение избыточного шума, в биполярном транзисторе этот шум начинает расти. В полевом транзисторе 1/f-шум учитывается источником шумового напряжения, в биполярном — источником шумового тока. По мере возрастания  $R_n$  уменьшается шумитрование входа транзистора, уменьшается вклад в уровень шума источника напряжения, увеличивается составляющая шума, обусловленная источником шумового тока.

В области высоких частот в полевом транзисторе наблюдается более заметный рост шума по мере увеличения частоты по сравнению с биполярным транзистором. Это связано с возникновением наведенного шума затвора; шумовая проводимость  $G_{ш}$  пропорциональна квадрату частоты (4.55). Вместе с тем при малом сопротивлении нагрузки скорость возрастания шума с частотой становится ниже, так как меньшую роль играет источник шумового тока, характеризуемый  $G_{ш}$ . На некоторых частотах наблюдаются минимальные значения коэффициента шума. По мере уменьшения сопротивления нагрузки минимум  $K_{ш}$  сдвигается в сторону высоких частот для полевого транзистора и в сторону низких частот для биполярного транзистора. Минимальные значения коэффициента шума оказываются меньше у полевого транзистора. Абсолютные величины уровня теплового шума и шума транзистора уменьшаются с ростом сопротивления нагрузки.

На рис. 4.7 представлена частотная зависимость спектральной плотности суммарного шума на входе транзистора. Расчет шума произведен по формулам (4.50), (4.52), (4.54)—(4.56), а также (4.33) и (4.31). В расчете использованы прежние параметры полевого (ПТ) и биполярного (БТ) транзисторов. Сплошными линиями показаны графики для больших сопротивлений нагрузки (1 МОм для ПТ, 1 кОм для БТ), штриховыми линиями — графики для малых сопротивлений нагрузки (1 кОм для ПТ, 100 Ом для БТ). На характер кривых оказывают влияние изменение согласования во входной цепи (зависимость от частоты) и частотная зависимость отдельных источников шума. Ступенчатый характер кривых в случае полевого транзистора объясняется изменением соотношения вкладов различных источников шума. На низких и высоких частотах

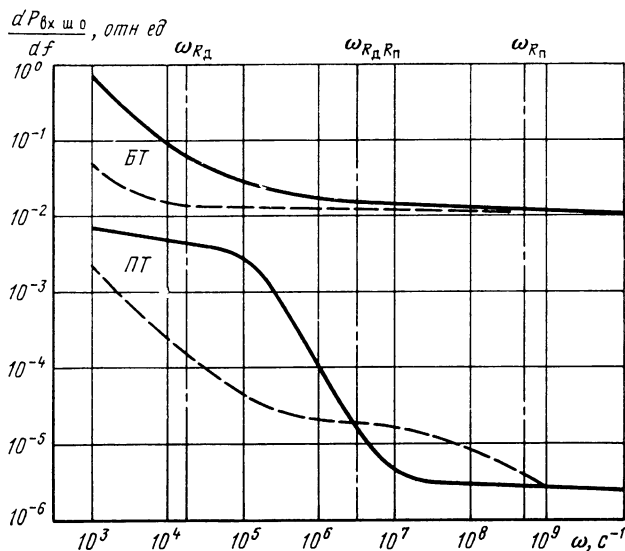


Рис. 4.7. Зависимость спектральной плотности суммарного шума на входе транзистора от частоты

преобладает шум транзистора, на средних частотах — шумы нагрузки (см. рис. 4.6).

В заключение сравним преобразование сигнала (см. рис. 4.4) и шума (см. рис. 4.7) во входной цепи ФПУ с фотодиодом. Произведем качественную оценку влияния на возможную величину отношения сигнал-шум параметров входной цепи при относительно малых входных сигналах. Более точная оценка, использующая характеристики сигнала, будет сделана позже. В диапазоне частот  $\omega_{R_d} \dots \omega_{R_d R_n}$  в схеме с ПТ можно реализовать более высокие отношения сигнал-шум, чем в схеме с БТ. В диапазоне частот  $\omega_{R_d R_n} \dots \omega_{R_n}$  преимущество ПТ остается, но разница между возможными значениями отношения сигнал-шум в схемах с ПТ и БТ сокращается. Самые большие отношения сигнал-шум можно получить в схеме с ПТ при высокоомной нагрузке. Однако в этом случае в высокочастотной области происходит значительное уменьшение мощности сигнала. Применяя высокоомную нагрузку фотодиода и корректируя частотную характеристику в области высоких частот в последующих каскадах, мы используем способ противозумовой коррекции [64, 65]. Тогда достигаются и высокое отношение сигнал-шум, и малые частотные искажения. Вместе с тем на высоких частотах происходит уменьшение коэффициента передачи входной цепи (см. рис. 4.3), снижается уровень сигнала на входе второго каскада. При этом вклад второго каскада усилителя в уровень шума может стать доминирующим.

Таким образом, уменьшение коэффициента передачи входной цепи препятствует осуществлению противозумовой коррекции в широкой полосе частот.

При работе в высокочастотной области передача энергии от фотодиода к биполярному транзистору происходит более эффективно. Поэтому иногда схема с биполярным транзистором может дать более высокие результаты.

### 4.3. ФОТОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО С ПРЯМЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ

В ФПУ с непосредственным или прямым детектированием отсутствует предварительное усиление оптического сигнала. Сигнал с линии поступает на детектор, обычно фотодиод или ЛФД, преобразуется в электрический сигнал и усиливается радиочастотным трактом. Такое ФПУ получило наибольшее распространение. Произведем расчет порога чувствительности ФПУ, предназначенных для приема аналоговых и цифровых сигналов, определим факторы, влияющие на порог чувствительности. Для решения поставленной задачи вновь придется проанализировать процесс прохождения через ФПУ как сигнала, так и шума. При этом дополнительно будут учтены характер сигнала, возможность коррекции амплитудно-частотной характеристики в усилителе, выравнителе и фильтре.

Определим мощность сигнала и шума на выходе линейного тракта. Произведение коэффициентов передачи по мощности усилителя, фильтра и выравнителя обозначим через  $K_0$ . Тогда

$$P_{\text{вых}} = P_{\text{ном}} K'_{\text{вх}} K_0. \quad (4.57)$$

Подставляя в (4.57)  $P_{\text{ном}}$  из (4.52) и (4.34), получаем

$$\begin{aligned} \frac{dP_{\text{вых. ш. э}}}{df} &= \frac{K'_{\text{вх}} K_0}{4G'_d (1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2)} \frac{d\bar{i}_{\text{ш. э}}^2}{df} = \\ &= |Z_{\text{п}}|^2 G_{\text{вых}} \frac{d\bar{i}_{\text{ш. э}}^2}{df}; \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$P_{\text{вых.с}} = \frac{K'_{\text{вх}} K_0}{8G'_d (1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2)} I_{\text{фм}}^2 = |Z_{\text{п}}|^2 \frac{I_{\text{фм}}^2}{2}. \quad (4.59)$$

Здесь  $G_{\text{вых}}$  — выходная проводимость линейного тракта, а  $|Z_{\text{п}}|$  — модуль сопротивления передачи. Из (4.58) и (4.59) следует, что

$$|Z_{\text{п}}|^2 = \frac{K'_{\text{вх}} K_0}{4G_{\text{вых}} G'_d (1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2)}. \quad (4.60)$$

Сопротивление передачи представляет собой коэффициент пропорциональности между напряжением на выходе линейного тракта и током в цепи фотодиода. Оно является важнейшей характеристикой линейного тракта [5, 66]. Величина  $Z_{\text{п}}$  зависит от частоты. Вид этой зависимости определяется входной цепью, усилителем, подбором элементов фильтра или выравнителя. Настройка последних осуществляется по-разному в различных системах передачи.

Рассмотрим случай аналоговой системы. Для правильной передачи формы сигнала частотные искажения должны отсутствовать. Необходимо так подобрать параметры фильтра, чтобы  $|Z_n|$  перестало зависеть от частоты. С помощью (4.60) получим требуемую характеристику передачи линейного тракта без входной цепи:

$$K_0(\omega) = 4 |Z_n|^2 G'_d G_{\text{вых}} (1 + \omega^2 C_d^2 R_n^2) / K'_{\text{вх}} \approx \text{const} \{ [1/R_d + 1/R_n + 1/R_{\text{вх}} + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n)]^2 + \omega^2 (C_d + C_m + C_y)^2 \}. \quad (4.61)$$

Приближенное равенство получено в предположении, что  $\omega \ll \omega_{R_n}$ , на основании (4.31) и (4.33);  $\text{const} = |Z_n|^2 G_{\text{вых}} R_{\text{вх}}$ . Как и следовало ожидать, фильтр должен осуществить коррекцию амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот. Необходимый подъем частотной характеристики оказывается тем больше, чем больше  $C_d$ ,  $C_m$ ,  $C_y$ ,  $R_n$  и  $R_{\text{вх}}$ .

Определим теперь отношение сигнал-шум и порог чувствительности для узкополосной аналоговой системы, где оптическая несущая модулирована гармоническим колебанием. Используя (4.58) и (4.59), получаем

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{P_{\text{вых.с}}}{P_{\text{вых.ш}}} = \frac{I_{\Phi m}^2}{2 \int_{\Delta f} \frac{di_{\text{ш.э}}^2}{df} df} \approx \frac{I_{\Phi m}^2}{2 \Delta f \frac{di_{\text{ш.э}}^2}{df}}. \quad (4.62)$$

Интегрирование проведено в узкой полосе  $\Delta f$ , в пределах которой можно пренебречь зависимостью спектральной плотности шума от частоты. Подставляя в (4.62) выражения (4.53), (4.47), (4.35), (4.27) и пренебрегая неумножаемой составляющей темнового тока  $I_{\text{т.н}}$ , имеем

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{m_g^2 P_0^2 \eta}{4 (h\nu)^2 \Delta f \left( \frac{P_0}{h\nu} \bar{M}^{n-2} + \frac{I_{\text{т.у}}}{\eta q} \bar{M}^{n-2} + \frac{2kT_0 K_{\text{ш}}}{q^2 \eta \bar{M}^2 R_0} \right)}, \quad (4.63)$$

где  $R_0 \approx 1/G_{\text{ж}}$  — эффективная нагрузка фотодиода

$$1/R_0 = 1/R_d + 1/R_n + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n). \quad (4.64)$$

В низкочастотной области  $R_0 \approx R_d$ . Первое слагаемое в скобках знаменателя (4.63) связано с квантовыми шумами источника и шумом умножения носителей, второе характеризует шум темнового тока, третье учитывает шумы усилителя и тепловые шумы нагрузки и фотодиода. Отношение сигнал-шум зависит от коэффициента умножения  $\bar{M}$ . С увеличением  $\bar{M}$  уменьшается вклад шумов усилителя и нагрузки, увеличиваются шумы умножения. Отношение сигнал-шум возрастает по мере увеличения  $\bar{M}$  до тех пор, пока шумы усилителя и нагрузки преобладают над остальными шумами. Как только вклад шумов, связанных с умножением числа носителей, станет больше вклада шумов усилителя, отношение сигнал-шум перестает расти и начинает уменьшаться. Шум возрастает быстрее, чем сигнал. Оптимальное значение  $\bar{M}$ , при котором отношение сигнал-шум максимально, приблизительно соответствует равенству третьего слагаемого

в скобках знаменателя (4.63) сумме первых двух. Исследование (4.63) на максимум [67] дает оптимальный коэффициент умножения

$$\bar{M}_{\text{опт}}^n = \frac{4kT_0K_{\text{ш}}}{q^2\eta R_0 \left( \frac{P_0}{h\nu} + \frac{I_{\text{т.у}}}{q\eta} \right) (n-2)}.$$

Последняя оценка дает значение  $\bar{M}$ , которое оказывается несколько больше значения, полученного из равенства слагаемых (4.63).

На основе (4.63) составим уравнение относительно необходимой оптической мощности [68]:

$$\begin{aligned} & \frac{\eta m_{\text{э}}^2}{4(h\nu)^2} P_0^2 - \frac{(C/Ш) \Delta f}{h\nu} \bar{M}^{n-2} P_0 - \\ & - \frac{(C/Ш) \Delta f}{q\eta} \left( I_{\text{т.у}} \bar{M}^{n-2} + \frac{2kT_0K_{\text{ш}}}{q\bar{M}^2 R_0} \right) = 0. \end{aligned}$$

Единственное решение, имеющее физический смысл

$$\begin{aligned} P_0 = & \frac{2h\nu}{\eta m_{\text{э}}^2} \left( \frac{C}{Ш} \right) \Delta f \bar{M}^{n-2} + \frac{2h\nu}{\eta m_{\text{э}}^2} \times \\ & \times \sqrt{\left( \frac{C}{Ш} \right)^2 \Delta f^2 \bar{M}^{2(n-2)} + \frac{m_{\text{э}}^2}{q} \left( \frac{C}{Ш} \right) \Delta f \left( I_{\text{т.у}} \bar{M}^{n-2} + \frac{2kT_0K_{\text{ш}}}{q\bar{M}^2 R_0} \right)}. \end{aligned} \quad (4.65)$$

Полученное значение  $P_0$  соответствует порогу чувствительности. С помощью (4.65), считая  $I_{\text{т.у}}=0$ , исследуем зависимость порога чувствительности от заданного требованиями системы передачи произведения  $(C/Ш)\Delta f$ .

При относительно больших значениях  $(C/Ш)\Delta f$ , когда

$$\begin{aligned} & \left( \frac{C}{Ш} \right) \Delta f > \frac{2m_{\text{э}}^2 kT_0 K_{\text{ш}}}{q^2 \bar{M}^{2n-2} R_0}, \\ P_0 = & \frac{4h\nu}{\eta m_{\text{э}}^2} \left( \frac{C}{Ш} \right) \Delta f \bar{M}^{n-2}. \end{aligned} \quad (4.66)$$

Здесь порог чувствительности ограничивается шумами источника сигнала, детектора и шумами умножения числа носителей. Величина  $P_0$  оказывается пропорциональной произведению  $(C/Ш)\Delta f$ . В этом случае применение лавинного умножения нецелесообразно. При  $\bar{M}=1$  и  $\eta=1$  выражение (4.66) совпадает с (4.8), полученным для ФПУ с идеальным фотодетектором.

Если же  $(C/Ш)\Delta f < 2m_{\text{э}}^2 kT_0 K_{\text{ш}} / (q^2 \bar{M}^{2n-2} R_0)$ , то

$$P_0 = \frac{2h\nu}{\eta m_{\text{э}} q \bar{M}} \sqrt{\left( \frac{C}{Ш} \right) \Delta f \frac{2kT_0 K_{\text{ш}}}{R_0}}. \quad (4.67)$$

Порог чувствительности лимитируется шумами усилителя. Величина  $P_0$  пропорциональна  $\sqrt{(C/Ш)\Delta f}$ . В этом режиме обычно измеряются параметры фо-

тодетекторов. Поэтому мощность, эквивалентная шуму, определяемая как порог чувствительности при  $(C/\mathcal{W})\Delta f=1$ , имеет размерность  $\text{Вт} \cdot \text{Гц}^{-1/2}$ . С ростом  $\overline{M}$  происходит уменьшение порога чувствительности за счет увеличения уровня сигнала.

На рис. 4.8 [68] приведены зависимости порога чувствительности от произведения  $(C/\mathcal{W})\Delta f$  для ФПУ, использующих идеальный фотодетектор (ИФ), фотодиод (ФД) и лавинные фотодиоды (ЛФД1 и ЛФД2) с разными коэффициентами умножения ( $M_1 > \overline{M}_2$ ). Участки перегиба графиков соответствуют границе областей относительно малых и больших произведений  $(C/\mathcal{W})\Delta f$ , где уровни шума радиотракта и дробового шума (включает в себя квантовые шумы источника, детектора и умножения носителей) становятся соизмеримыми. При больших значениях произведения  $(C/\mathcal{W})\Delta f$  ФПУ с фотодиодом обладает порогом чувствительности, близким к порогу ФПУ с идеальным фотодетектором. Разница в порогах определяется величиной  $\eta$ . При относительно малых заданных значениях  $(C/\mathcal{W})\Delta f$  порог чувствительности в случае ЛФД оказывается ниже по сравнению с ФД. По мере уменьшения  $(C/\mathcal{W})\Delta f$  оптимальное значение коэффициента умножения увеличивается.

Определим теперь порог чувствительности для широкополосной аналоговой системы. Для расчета воспользуемся преобразованием Фурье от оптического сигнала  $P(t)$  на входе ФПУ: усредненным спектром или спектром сигнала, соответствующим передаче наибольшего объема информации. При передаче программ телевидения это — спектр сигнала картины шахматного поля, каждый элемент которого соответствует предельному разрешению. Иногда бывает удобно выразить функцию  $P(t)$ , ее спектр и среднее значение  $\tilde{P}(t)$  через максимальную величину оптической мощности на входе ФПУ. Последняя вычисляется по известной максимальной мощности передатчика, являющейся его параметром.

Пусть  $\tilde{P}(t) = P_0 = \xi_1 P_{\max}$ , а спектральная плотность переменной составляющей мощности оптического сигнала  $|S_P| = \xi_2 P_{\max}$ . Здесь  $\xi_1$  и  $\xi_2$  — коэффициенты пропорциональности, первый из которых безразмерен, второй имеет размерность времени;  $S_P = \mathcal{F}[P(t)]$ . Буква  $\mathcal{F}$  соответствует прямому преобразованию Фурье.

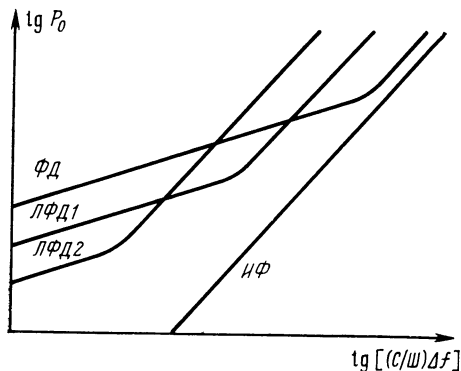


Рис. 4.8. Зависимость порога чувствительности от заданных отношения сигнал-шум и полосы пропускания для разных фотодетекторов

Тогда спектральная плотность квадрата эффективного значения фототока сигнала

$$\frac{\overline{di_{\Phi}^2}}{df} = S_{\lambda}^2 |S_P|^2 = S_{\lambda}^2 (P_0 \xi_2 / \xi_1)^2. \quad (4.68)$$

Используя (4.55), (4.59) и (4.68), составим выражение для отношения сигнал-шум на выходе линейного тракта:

$$\begin{aligned} \frac{C}{\Pi} &= \frac{P_{\text{вых.с}}}{P_{\text{вых.ш}}} = \frac{\overline{M^2} S_{\lambda}^2 P_0^2 \int_0^{\infty} (\xi_2 / \xi_1)^2 |Z_{\Pi}|^2 G_{\text{вых}} df}{\int_0^{\infty} \frac{\overline{di_{\text{ш.э}}^2}}{df} |Z_{\Pi}|^2 G_{\text{вых}} df} = \\ &= \frac{\overline{M^2} S_{\lambda}^2 P_0^2 \int_0^{\infty} (\xi_2 / \xi_1)^2 df}{\int_0^{\infty} \frac{\overline{di_{\text{ш.э}}^2}}{df} df}. \end{aligned} \quad (4.69)$$

В числителе и знаменателе (4.69) произведение  $|Z_{\Pi}|^2 G_{\text{вых}}$  вынесено за знак интеграла. Постоянство  $|Z_{\Pi}|$  следует из требования сохранения формы аналогового сигнала. Характер частотной зависимости отношения  $\xi_2 / \xi_1$  целиком определяется свойствами передаваемого сигнала. Подставляя в (4.69) значение спектральной плотности  $\overline{di_{\text{ш.э}}^2} / df$  из (4.53), можно получить уравнение для мощности  $P_0$ , решение которого позволяет определить порог чувствительности, соответствующий заданному характеру входного сигнала.

В качестве простого примера рассмотрим случай, когда  $P(t)$  представляет собой стационарный случайный процесс со средним значением  $P_0$  и дисперсией  $\sigma_P^2$ . Обозначим  $m_{\sigma} = \sigma_P / P_0$ . Величина  $m_{\sigma} \ll 1$  является аналогом коэффициента  $m_{\Phi}$ , используемому при модуляции гармоническим колебанием. Переменная составляющая мощности оптического сигнала имеет равномерную спектральную плотность в диапазоне частот  $0 \dots \Delta f$ . На других частотах она равна нулю. Тогда отношение сигнал-шум

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{P_{\text{вых.с}}}{P_{\text{вых.ш}}} = \frac{\overline{M^2} S_{\lambda}^2 P_0^2 m_{\sigma}^2}{\int_0^{\Delta f} \frac{\overline{di_{\text{ш.э}}^2}}{df} df}. \quad (4.70)$$

Подставляя в (4.70) чувствительность  $S_{\lambda}$  из (2.5), (2.6) и  $\overline{di_{\text{ш.э}}^2} / df$  из (4.53) и (4.47), имеем

$$\frac{C}{\Pi} = \frac{m_{\sigma}^2 P_0^2 \eta}{2 (h\nu)^2 \int_0^{\Delta f} \left( \frac{P_0}{h\nu} \overline{M}^{n-2} + \frac{I_{\text{т.у}} \overline{M}^{n-2}}{\eta q} + \frac{2kT_0 K_{\text{ш}}}{q^2 \eta \overline{M}^2 R_0} \right) df}. \quad (4.71)$$

Если в ФПУ преобладают дробовые шумы, то спектральная плотность шума не зависит от частоты. Из (4.71) получаем порог чувствительности при  $I_{т.у} = 0$ :

$$P_0 = \frac{2h\nu}{\gamma m_g^2} \left( \frac{C}{I\mathcal{I}} \right) \Delta f \bar{M}^{n-2}. \quad (4.72)$$

Выражение (4.72) аналогично (4.66). В данном случае, когда уровень сигнала на выходе ФПУ не зависит от выбранной полосы пропускания, с ростом  $\Delta f$  увеличивается шум. Порог чувствительности оказывается пропорциональным полосе пропускания. Если же преобладает шум схемы, то

$$P_0 = \frac{2h\nu}{M q m_{\gamma} \eta} \sqrt{\left( \frac{C}{I\mathcal{I}} \right) k T_0 \int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df}. \quad (4.73)$$

Для того чтобы определить влияние  $\Delta f$  на порог чувствительности отдельно запишем интеграл, входящий в (4.73). С учетом (4.47) и (4.64).

$$\begin{aligned} \int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df &= \int_0^{\Delta f} \left( 1 + \frac{G_{ш}}{G'_d} + \frac{4R_{ш}}{K'_{вх}} G_y \right) \times \\ &\times \left[ \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_n} + \omega^2 C_d^2 R_n \left( 1 + \frac{R_n}{R_n} \right) \right] df. \end{aligned} \quad (4.74)$$

Пусть  $\omega \ll \omega_{R_n}$ . При относительно малом сопротивлении нагрузки, когда  $1/R_n \gg \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_n)$ , с учетом (4.31) и (4.34) можно записать

$$\int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df \approx \int_0^{\Delta f} \left( \frac{1}{R_n} + G_{ш} + \frac{R_{ш}}{R_n^2} \right) df. \quad (4.75)$$

В случае применения биполярного транзистора на частотах, где  $1/f$ -шум незначителен, параметры  $G_{ш}$  и  $R_{ш}$  не зависят от частоты (4.56). Интеграл оказывается пропорциональным  $(\Delta f)$ , а порог чувствительности пропорциональным  $(\Delta f)^{1/2}$ . При использовании полевого транзистора  $G_{ш}$  возрастает линейно с квадратом частоты, интеграл становится пропорциональным кубу полосы частот, а порог определяется  $(\Delta f)^{3/2}$ . При относительно больших сопротивлениях нагрузки, когда  $1/R_n \gg \omega^2 C_d^2 R_n$ ,  $G'_d$  пропорциональна  $\omega^2$ ,  $K'_{вх}$  пропорционален  $\omega^{-2}$ . Здесь порог чувствительности больше зависит от полосы, пропорционально  $\Delta f^{5/2}$ . Таким образом, во всех случаях происходит возрастание порога чувствительности по мере увеличения заданных требованиями системы передачи отношения сигнал-шум и полосы пропускания.

Рассмотрим вопросы, связанные с расчетом порога чувствительности в цифровой системе передачи по материалам [5]. Ограничимся случаем сигнала с пассивной паузой. Исходными данными для расчета являются коэффициент ошибок, скорость передачи  $B$  и форма линейного сигнала на входе ФПУ. Никаких требований к качеству восстановления формы сигнала в цифровой системе не предъявляется.



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

$$P(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_{\text{вх}} h_{\text{вх}}(t - kT);$$

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_{\text{вых}} h_{\text{вых}}(t - kT).$$

В выражениях  $k$  — индекс суммирования (не постоянная Больцмана);  $T$  — тактовый интервал ( $T=B^{-1}$ );  $h_{\text{вх}}(t)$  и  $h_{\text{вых}}(t)$  — функции, характеризующие формы 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  $h_{\text{вх}}$  и  $h_{\text{вых}}$  безразмерны;  $b_{\text{вх}}$  имеет размерность мощности,  $b_{\text{вых}}$  — размерность напряжения.

Функция  $h_{\text{вх}}(t)$  определена таким образом [5], чтобы было удобно рассчитывать среднюю оптическую мощность. Если положить, что  $h_{\text{вх}}(t)$  удовлетворяет условию

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\text{вх}}(t) dt = 1,$$

то средняя мощность сигнала на входе  $P_0 = b_{\text{вх}}(0)p(0) + b_{\text{вх}}(1)p(1)$ . При  $p(0) = p(1) = 0,5$

$$P_0 = 0,5 [b_{\text{вх}}(0) + b_{\text{вх}}(1)]. \quad (4.76)$$

Функция  $h_{\text{вых}}(t)$  нормируется так [5], чтобы упростить определение уровня сигнала в момент отсчета  $t=0$ :  $h_{\text{вых}}(t)=1$ . Форма входной посылки определяется передатчиком и линией. Форма выходной посылки может быть выбрана так, чтобы обеспечить максимум отношения сигнал-шум в момент отсчета или (и) минимум межсимвольной интерференции (см. § 4.4). Полагая зависимости  $h_{\text{вх}}(t)$  и  $h_{\text{вых}}(t)$  известными, определим связь между напряжениями сигнала в момент отсчета и соответствующими им значениями входной мощности. Обозначим через  $H(\omega)$  преобразование Фурье от функции  $h(t)$ :

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

Тогда

$$b_{\text{вых}} H_{\text{вых}}(\omega) = S_{\lambda} \bar{M} H_{\text{вх}}(\omega) b_{\text{вх}} Z_{\text{п}}(\omega). \quad (4.77)$$

Представим сопротивление передачи  $Z_{\text{п}}$  в виде произведения

$$Z_{\text{п}}(\omega) = H_{\text{п}}(\omega) R_{\text{п}}, \quad (4.78)$$

где  $H_{\text{п}}$  — часть сопротивления передачи, зависящая от частоты;  $R_{\text{п}}$  — постоянный коэффициент, имеющий размерность сопротивления. Выберем значение  $H_{\text{п}}$  так, чтобы

$$H_{\text{п}}(\omega) = H_{\text{вых}}(\omega) / H_{\text{вх}}(\omega). \quad (4.79)$$

Пересчитывая выходной сигнал к плоскости фотодетектора, получаем эквивалентную величину фототока

$$i_{\text{ф}} = b_{\text{вых}} / R_{\text{п}} = S_{\lambda} \bar{M} b_{\text{вх}};$$

$$i_{\phi}(0) = S_{\lambda} \overline{M} b_{\text{вх}}(0); \quad i_{\phi}(1) = S_{\lambda} \overline{M} b_{\text{вх}}(1). \quad (4.80)$$

Произведем расчет напряжения шума на выходе линейного тракта. С учетом (4.58)

$$\frac{d\overline{u}_{\text{вых.ш}}^2}{df} = \frac{d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2}{df} |Z_{\Pi}|^2 = \frac{d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2}{df} R_{\Pi}^2 |H_{\Pi}(\omega)|^2. \quad (4.81)$$

Вместо  $f$  введем нормированную частоту  $y = f/B$ . Нормированные параметры обозначим верхним штриховым индексом:

$$\begin{aligned} H'_{\text{вх}}(y) &= (1/T) H_{\text{вх}}(\omega) = (1/T) H_{\text{вх}}(2\pi y/T); \\ H'_{\text{вых}}(y) &= (1/T) H_{\text{вых}}(\omega) = (1/T) H_{\text{вых}}(2\pi y/T); \\ H'_{\Pi}(y) &= \frac{H_{\text{вых}}(2\pi y/T)}{H_{\text{вх}}(2\pi y/T)}; \quad \frac{dy}{df} = \frac{1}{B} = T. \end{aligned}$$

Перепишем (4.81) с учетом нормировки:

$$d\overline{u}_{\text{вых.ш}}^2/dy = (d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2/dy) R_{\Pi}^2 |H'_{\Pi}(y)|^2. \quad (4.82)$$

Определим спектральную плотность на основе (4.53):

$$d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2/dy = B d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2/df = B (d\overline{i}_{\text{ш1}}^2/df + d\overline{i}_{\text{сх}}^2/df), \quad (4.83)$$

где

$$d\overline{i}_{\text{сх}}^2/df = (4kT_0/R_0) (1 + G_{\text{ш}}/G'_{\text{д}} + 4R_{\text{ш}}G_y/K'_{\text{вх}}) \quad (4.84)$$

— спектральная плотность шума, определяемого схемой.

Подставляя (4.83) в (4.82), определим выходное напряжение шума:

$$\overline{u}_{\text{ш.вых}}^2 = R_{\Pi}^2 \int_0^{\infty} \frac{d\overline{i}_{\text{ш.э}}^2}{dy} |H'_{\Pi}(y)|^2 dy = R_{\Pi}^2 (\overline{i}_{\text{др}}^2 + \overline{i}_{\text{сх}}^2). \quad (4.85)$$

Здесь  $\overline{i}_{\text{др}}^2$  — эквивалентный дробовой шум в сечении фотодетектора;  $\overline{i}_{\text{сх}}^2$  — эквивалентный шум схемы в том же сечении. Вычислим эквивалентный шум, создаваемый различными источниками.

Дробовой шум включает в себя флуктуации оптического сигнала, шум засветки и темнового тока. На его величину влияет процесс умножения числа носителей. В [5] приведено выражение для составляющей дробового шума, определяемой входным сигналом:

$$\begin{aligned} \overline{i}_{\text{др}}^2 &= \frac{\overline{u}_{\text{ш.др.вых}}^2}{R_{\Pi}^2} = S_{\lambda} q \overline{M}^n B \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_{\text{вх}k} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[(j2\pi y/T)(t - kT)] H'_{\text{вх}}(y) \times \right. \\ &\quad \left. \times [H'_{\Pi}(y) * H'_{\Pi}(y)] dy \right\}, \end{aligned} \quad (4.86)$$

где  $[H'_{\Pi}(y) * H'_{\Pi}(y)] = \int_{-\infty}^{+\infty} H'_{\Pi}(y') H'_{\Pi}(y - y') dy'$  — свертка  $H'_{\Pi}(y)$ .

Не вдаваясь в детали, связанные с выводом (4.86), заметим, что шум, связанный с сигналом, имеет сложную природу. Если бы на входе была только данная посылка и отсутствовало умножение носителей, то флуктуации определялись случайным появлением фотонов и фотоэлектронов. Этот шум пропорционален поглощенной оптической мощности. При умножении носителей шум усиливается за счет случайного процесса ионизации атомов решетки. Когда же на вход поступает поток импульсов, шум внутри данного тактового интервала определяется как данной посылкой, так и остающимся в памяти линейного канала результатом действия посылок, принадлежащих другим тактовым интервалам. Шум, определяемый данной посылкой, находится в точке отсчета, при  $t=0$ . Из (4.86) найдем величину шумов, соответствующих появлению при  $t=0$  нулей и единиц:

$$\bar{i}_{\text{др}}^2(0) = 2qS_{\lambda}\bar{M}^nBI_1b_{\text{вх}}(0); \quad \bar{i}_{\text{др}}^2(1) = 2qS_{\lambda}\bar{M}^nBI_1b_{\text{вх}}(1). \quad (4.87)$$

В (4.86) входит интеграл  $I_1$ , зависящий от формы входной и выходной посылки:

$$I_1 = \text{Re} \int_0^{\infty} H'_{\text{вх}}(y) [H'_{\text{п}}(y) * H'_{\text{п}}(y)] dy. \quad (4.88)$$

Для вычисления шума, связанного со световыми импульсами других тактовых интервалов, надо знать функцию  $b_{\text{вх}}(k)$ . Наибольший уровень шума появляется на выходе линейного канала тогда, когда в других тактовых интервалах друг за другом следуют единицы ( $b(1) > b(0)$ ). В этом случае

$$\bar{i}_{\text{др}}^2 = 2qS_{\lambda}\bar{M}^nBb_{\text{вх}}(1)(\Sigma_1 - I_1),$$

где

$$\Sigma_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H'_{\text{вх}}(k) [H'_{\text{п}}(k) * H'_{\text{п}}(k)]. \quad (4.89)$$

Сумма  $\Sigma_1$ , как и  $I_1$ , зависит от формы посылок. С учетом (4.85) и (4.35) эквивалентный шум темнового тока

$$\bar{i}_{\text{ш.т}}^2 = 2q(I_{\text{т.у}}\bar{M}^n + I_{\text{т.н}})I_2B; \quad (4.90)$$

$$I_2 = \int_0^{\infty} |H'_{\text{п}}(y)|^2 dy. \quad (4.91)$$

Осталось теперь вычислить шумы схемы. На основании (4.84) и (4.85)

$$\bar{i}_{\text{сх}}^2 = 4kT_0B \int_0^{\infty} \frac{1}{R_0} (1 + G_{\text{ш}}/G_{\text{д}} + 4R_{\text{ш}}G_{\text{у}}/K'_{\text{вх}}) |H'_{\text{п}}(y)|^2 dy. \quad (4.92)$$

Если значения функции  $|H_{\text{п}}(\omega)|^2$  очень малы на частотах, соизмеримых с  $\omega_{R_{\text{п}}}$ , и в схеме использовано малое сопротивление нагрузки, то по аналогии с (4.75).

$$\bar{i}_{\text{сх}}^2 = 4kT_0B \int_0^{\infty} (1/R_{\text{н}} + G_{\text{ш}} + R_{\text{ш}}/R_{\text{н}}^2) |H'_{\text{п}}(y)|^2 dy. \quad (4.93)$$

Пренебрегая  $1/f$ -шумом, можно считать, что в биполярном транзисторе  $G_{ш}$  и  $R_{ш}$  не зависят от частоты (4.56). Тогда в случае биполярного транзистора

$$\overline{i_{схБТ}^2} = 4kT_0 B (1/R_n + G_{ш} + R_{ш}/R_n^2) I_2. \quad (4.94)$$

В случае полевого транзистора в (4.93) надо подставить из (4.55)

$$G_{ш} = \frac{C_{3,н}^2}{9y_{21}} \left( \frac{2\pi}{T} y \right)^2.$$

Тогда

$$\overline{i_{схПТ}^2} = 4kT_0 B I_2 (1/R_n + R_{ш}/R_n^2) + (16/9) (kT_0/y_{21}) C_{3,н}^2 \pi^2 B^3 I_3, \quad (4.95)$$

где

$$I_3 = \int_0^\infty y^2 |H'_n(y)|^2 dy.$$

Если в первом случае уровень шума был пропорционален  $B$ , то во втором он может быть пропорционален  $B^3$ . Таким образом, уровень шума в схеме с полевым транзистором больше зависит от скорости передачи  $B$ , 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. В расчетах будем предполагать, что распределение мгновенных значений токов и напряжений на выходе линейного канала подчиняется закону Гаусса. Такое представление является ошибочным, когда преобладают дробовые шумы. Однако порог чувствительности, рассчитанный в этом предположении, незначительно отличается от порога (менее 1 дБ), полученного при использовании более точных формул [66].

Выражения для вероятностей ошибок (1.7), (1.8) с учетом введенных эквивалентных токов в сечении фотодетектора имеют вид

$$p(1/0) = 0,5 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{D - i_\Phi(0)}{\sqrt{\overline{i_{ш}^2}(0)}} \right) \right]; \quad (4.96)$$

$$p(0/1) = 0,5 \left[ 1 - \Phi \left( \frac{i_\Phi(1) - D}{\sqrt{\overline{i_{ш}^2}(1)}} \right) \right], \quad (4.97)$$

где  $D$  — порог решающего устройства. Коэффициент ошибок, как и ранее, определяется через параметр  $Q$ :

$$Q = \left| \frac{i_\Phi(1) - D_{опт}}{\sqrt{\overline{i_{ш}^2}(1)}} \right|. \quad (4.98)$$

Найдем положение оптимального порога из условия  $p(1/0) = p(0/1)$ . С учетом (4.96) и (4.97)

$$D_{опт} = \frac{i_\Phi(1) \sqrt{\overline{i_{ш}^2}(0)} + i_\Phi(0) \sqrt{\overline{i_{ш}^2}(1)}}{\sqrt{\overline{i_{ш}^2}(0)} + \sqrt{\overline{i_{ш}^2}(1)}}. \quad (4.99)$$

В частности, при  $i_\Phi(0) = 0$  и  $\bar{i}_{\text{ш}}^2(1) = \bar{i}_{\text{ш}}^2(0)$   $D_{\text{опт}} = i_\Phi(1)/2$ . Вводя отношение интенсивностей передатчика  $r = b_{\text{вх}}(0)/b_{\text{вх}}(1)$ , используя (4.76) и (4.98) для случая передачи 1, а также (4.80), получаем

$$P_0 = \frac{0,5}{S_\lambda \bar{M}} \frac{1+r}{1-r} \left[ \sqrt{\bar{i}_{\text{ш}}^2(0)} + \sqrt{\bar{i}_{\text{ш}}^2(1)} \right] Q. \quad (4.100)$$

Без учета шумов темнового тока на основании (4.85) и (4.87) общий уровень шума

$$\bar{i}_{\text{ш}}^2(0) = \bar{i}_{\text{сх}}^2 + 2qS_\lambda \bar{M}^n B I_1 b_{\text{вх}}(0); \quad (4.101)$$

$$\bar{i}_{\text{ш}}^2(1) = \bar{i}_{\text{сх}}^2 + 2qS_\lambda \bar{M}^n B I_1 b_{\text{вх}}(1). \quad (4.102)$$

Подставляя (4.101), (4.102) в (4.100), выразим  $P_0$ :

$$P_0 = \frac{1}{S_\lambda} \frac{1+r}{1-r} \left\{ (1+r) \frac{Q^2 q B I_1 \bar{M}^{n-2}}{1-r} + \right. \\ \left. + \left[ 4r \left( \frac{Q^2 q B I_1 \bar{M}^{n-2}}{1-r} \right)^2 + \frac{Q^2 \bar{i}_{\text{сх}}^2}{\bar{M}^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right\}. \quad (4.103)$$

Из (4.103) следует, что коэффициент умножения  $\bar{M}$  влияет на соотношение вкладов шумов различных источников. Чем больше  $\bar{M}$ , тем меньше шум радиотракта, тем больше шум, связанный с сигналом. Как и в случае аналоговой системы, здесь должен существовать оптимальный коэффициент умножения, соответствующий минимуму порога чувствительности. На рис. 4.9 показана зависимость порога чувствительности от  $\bar{M}$  для случаев, когда  $r=0$  и  $r \neq 0$ . Появление мощности при передаче паузы увеличивает шум, связанный с сигналом, и снижает оптимальный коэффициент умножения. Порог чувствительности, соот-

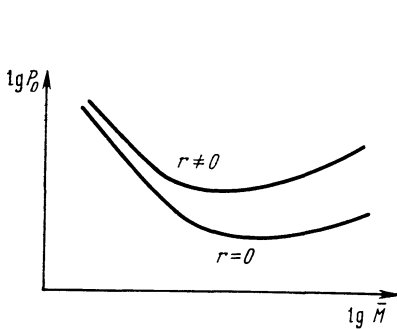


Рис. 4.9. Зависимость порога чувствительности от коэффициента лавинного умножения для различных отношений интенсивностей

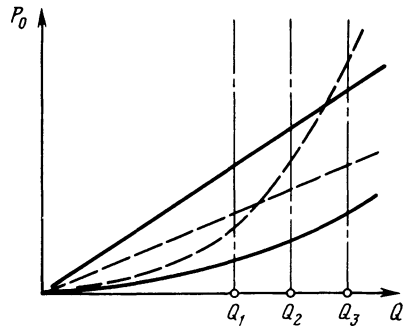


Рис. 4.10. Зависимость слагаемых порога чувствительности (4.104) от параметра  $Q$

ветствующий оптимальному  $\bar{M}$ , в этом случае оказывается больше. Определим оптимальную величину  $\bar{M}$  для  $r=0$ . Тогда (4.103) можно упростить:

$$P_0 = \frac{Q}{S_\lambda} \left( \sqrt{\bar{i}_{cx}^2} / \bar{M} + qBI_1 Q \bar{M}^{n-2} \right). \quad (4.104)$$

Анализируя (4.104) на минимум, получаем

$$\bar{M}_{\text{опт}}^{n-1} = \sqrt{\bar{i}_{cx}^2} / (n-2) QqBI_1. \quad (4.105)$$

Оптимальное значение  $\bar{M}$  уменьшается с ростом скорости передачи  $B$  и  $Q$ . Формула (4.105), как правило, дает большие значения  $\bar{M}$ , чем следует из условия равенства шумов схемы и сигнала. Только при  $n=3$  получаются одинаковые результаты.

На рис. 4.10 показана зависимость слагаемых порога чувствительности выражения (4.104) от  $Q$ . Параболы соответствуют вкладам дробового шума, прямые — вкладу шума схемы. Сплошными линиями показаны зависимости для *pin*-фотодиода ( $\bar{M}=1$ ), штриховыми линиями для ЛФД ( $\bar{M}>1$ ). При заданном значении  $Q_1$  в схемах с ФД и ЛФД преобладают шумы схемы. Порог чувствительности в случае ЛФД оказывается в  $\bar{M}$  раз ниже. При  $Q_2$  выигрыш от применения ЛФД имеется, но становится меньше. В случае  $Q_3$  схема с фотодиодом дает лучшие результаты. При увеличении скорости передачи  $B$  повышается порог чувствительности. Если при этом преобладают шумы сигнала, то порог пропорционален  $B$  (4.103), если доминируют шумы схемы, то порог может быть пропорционален  $B^{1/2}$  для биполярного транзистора (4.94) или  $B^{3/2}$  для полевого транзистора (4.95).

В большинстве случаев, связанных с применением *pin*-фотодиода, порог чувствительности определяется шумами схемы. Здесь  $\bar{i}_{ш}^2(0) = \bar{i}_{ш}^2(1) = \bar{i}_{cx}^2$ . На основании (4.100)

$$P_0 = \frac{0,5}{S_\lambda} \frac{1+r}{1-r} Q \sqrt{\bar{i}_{cx}^2}.$$

Подставляя  $S = \eta q / (h\nu)$ , получаем

$$\eta P_0 = \frac{h\nu}{q} \frac{1+r}{1-r} Q \sqrt{\bar{i}_{cx}^2}. \quad (4.106)$$

Выражение (4.106) часто используется для практических расчетов. При  $\lambda = 0,825$  мкм и  $Q=6$  ( $p_{\text{ош}}=10^{-9}$ )  $\eta P_0 = 9(1+r) \sqrt{\bar{i}_{cx}^2} / (1-r)$ ; при  $\lambda=1,3$  мкм и  $Q=6$   $\eta P_0 = 5,7(1+r) \sqrt{\bar{i}_{cx}^2} / (1-r)$ . С ростом  $r$  порог чувствительности повышается. При  $r=0,1$  порог увеличивается в сравнении со случаем  $r=0$  на 22%.

Приведем основные результаты анализа. Порог чувствительности является важнейшим параметром ФПУ. Он зависит от шумов ФПУ, характера передаваемого сигнала, искажений, возникающих в линии передачи, параметров передатчика. Порог чувствительности увеличивается по мере возрастания требований к системе передачи — с увеличением скорости передачи, необходимой полосы пропускания и заданного отношения сигнал-шум (с уменьшением коэффициента

ошибок). Зависимость чувствительности от параметров качества передачи оказывается различной в режимах ограничения шумами схемы и дробовыми шумами, связанными с сигналом.

В диапазоне частот, где коэффициент шума мало зависит от частоты, в режиме ограничения шумами схемы эта зависимость получается более слабой. Порог чувствительности здесь пропорционален скорости передачи  $B$  или  $\Delta f$  в степени  $1/2$ , прямо пропорционален  $Q$  и  $(C/Ш)^{1/2}$ . В режиме ограничения дробовым шумом, связанным с сигналом, он пропорционален  $\Delta f$ ,  $B$ ,  $Q^2$ ,  $C/Ш$ .

Когда преобладают шумы схемы, порог чувствительности снижается с ростом усиления, обусловленного лавинным умножением числа носителей. Тогда более целесообразно применение ЛФД.

При больших значениях  $\bar{M}$  шумы увеличиваются с ростом  $\bar{M}$  скорее, чем сигнал. Минимуму порога чувствительности соответствует оптимальный коэффициент умножения, при котором вклады шумов, связанных с сигналом, и шумов схемы оказываются соизмеримыми. Оптимальный коэффициент умножения уменьшается по мере роста  $B$ ,  $\Delta f$ ,  $C/Ш$ ,  $Q$ . При весьма высоких заданных значениях  $B$ ,  $\Delta f$ ,  $C/Ш$ ,  $Q$  лучшие результаты дает применение *pin*-фотодиода.

#### 4.4. ФИЛЬТРАЦИЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА И ШУМА В ФПУ С ПРЯМЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ. СОГЛАСОВАНИЕ ПО ШУМАМ [148]

Форма посылки на входе ФПУ зависит от формы импульса передатчика и искажений, вносимых линией. Поскольку в линии вследствие дисперсии происходит уширение импульсов, передатчик должен генерировать посылки с минимальной длительностью. При неизменной средней мощности передатчика сокращение длительности импульса сопровождается повышением мощности внутри импульса и ростом тока накачки. В свою очередь, это приводит к ускоренной деградации и снижению срока службы лазера. Длительность импульса передатчика выбирается с учетом допустимой импульсной мощности и составляет часть тактового интервала. Если искажения, вносимые линией, невелики, можно форму посылки на входе приемника считать трапецеидальной или прямоугольной. Ограничимся рассмотрением прямоугольной посылки  $h_{\text{вх}}(t)$ , удовлетворяющей условию нормировки:

$$\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{\text{вх}}(t) dt = 1, \quad (4.107)$$

где

$$h_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 1/\alpha & \text{при } |t| < \alpha T/2, \\ 0 & \text{при } |t| \geq \alpha T/2. \end{cases} \quad (4.108)$$

Параметр  $\alpha$  показывает, какую часть интервала  $T$  существует импульс. При этом спектр

$$H'_{\text{вх}}(y) = \frac{1}{T} \mathcal{F}[h_{\text{вх}}(t)] = \sin(\pi y)/(\pi y). \quad (4.109)$$

Рассмотренный случай обычно соответствует коротким линиям или режиму измерения параметров ФПУ от сигнал-генератора.

Для того чтобы учесть искажения, вносимые линией, часто аппроксимируют форму входной посылки кривой Гаусса. Такая аппроксимация хорошо описывает искажения, вызываемые смещением мод в световоде на изгибах и микро-трещинах. С учетом (4.107)

$$h_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{\alpha \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\alpha^2 T^2}\right). \quad (4.110)$$

Параметр  $\alpha$  и здесь характеризует относительную длительность импульса. Чем ниже  $\alpha$ , тем меньшую часть тактового интервала составляет эффективная длительность посылки:

$$H'_{\text{вх}}(y) = \frac{1}{T} \mathcal{F}[h_{\text{вх}}(t)] = \exp(-2\pi^2 \alpha^2 y^2). \quad (4.111)$$

На рис. 4.11 приведены зависимости  $h_{\text{вх}}(t)$  и  $H'_{\text{вх}}(y)$  для прямоугольных посылок, а на рис. 4.12 — для семейства импульсов гауссовской формы. По мере сокращения длительности импульса (уменьшения  $\alpha$ ) увеличивается ширина спектра.

Линия передачи, фотодетектор с усилительным трактом и фильтром обладают ограниченной полосой пропускания. При прохождении посылок через

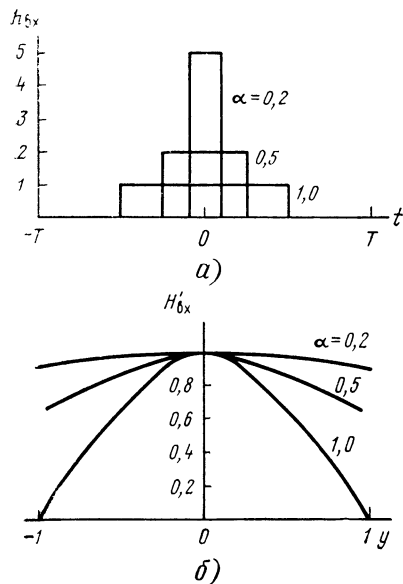


Рис. 4.11. Форма (а) и спектр (б) одиночной входной посылки прямоугольной формы

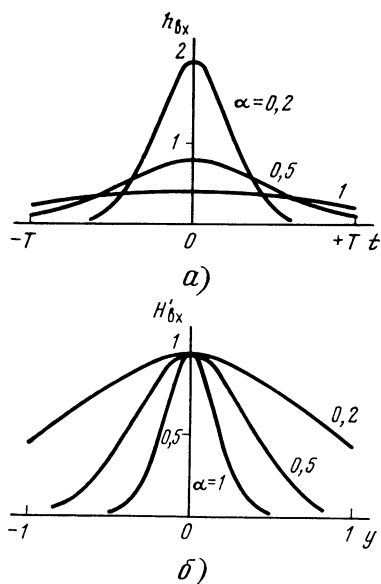


Рис. 4.12. Форма (а) и спектр (б) одиночной входной посылки гауссовской формы



тракт спектр послышки ограничивается и повышается эффективная длительность импульсов. При этом возможно наложение одного импульса на другой и появление межсимвольной интерференции. Возникает вопрос о влиянии параметров фильтра, установленного в приемнике, на порог чувствительности. С одной стороны, фильтр или выравниватель должны скомпенсировать искажения линий. В этом случае уменьшается вероятность ошибки в решающем устройстве, связанной с межсимвольной интерференцией. С другой стороны, подъем частотной характеристики в области высоких частот приведет к увеличению эффективной полосы пропускания тракта, что будет сопровождаться ростом уровня шума на входе решающего устройства и увеличением вероятности ошибки. Параметры фильтра выбираются таким образом, чтобы при имеющейся форме входной послышки порог чувствительности был минимальным. Минимум необходимой средней входной мощности получается при достижении компромисса между межсимвольной интерференцией и оптимальной фильтрацией, при которой достигается максимум отношения сигнал-шум в момент отсчета.

Рассмотрим возможность уменьшения межсимвольной интерференции. Эта возможность реализуется, если на выходе линейного тракта удастся сформировать послышку, имеющую форму, близкую к форме графика функции  $\sin x/x$

$$h_{\text{вых}}(t) = [\sin(\pi t/T) \cos(\pi \beta t/T)] / [\pi t/T [1 - (2\beta t/T)^2]]. \quad (4.112)$$

Функция  $h_{\text{вых}}(t)$  удовлетворяет введенному условию нормировки:  $h_{\text{вых}}(0) = 1$ . Параметр  $\beta$  называется коэффициентом сглаживания. Спектр

$$H'_{\text{вых}}(y) = (1/T) \mathcal{F} [h_{\text{вых}}(t)];$$

$$H'_{\text{вых}}(y) = \begin{cases} 1, & \text{когда } 0 < |y| < (1-\beta)/2, \\ 0,5 \left[ 1 - \sin\left(\frac{\pi y}{\beta} - \frac{\pi}{2\beta}\right) \right], & \text{когда } \frac{1-\beta}{2} < |y| < \frac{1+\beta}{2}, \\ 0 & \text{при других } y. \end{cases} \quad (4.113)$$

На рис. 4.13 показаны зависимости  $h_{\text{вых}}(t)$ ,  $H'_{\text{вых}}(y)$  и глаз-диаграмма приемника, построенные для различных коэффициентов сглаживания. При  $\beta=0$  спектр  $h_{\text{вых}}(t)$  имеет прямоугольную форму, сглаживание отсутствует. При  $\beta=1$  получается наиболее гладкий график  $H'_{\text{вых}}(y)$ . Особенностью функции  $h_{\text{вых}}(t)$  является равенство нулю ее значений при всех  $t$ , кратных  $T$ . Таким образом, если отсчет происходит в момент  $t=0$ , то принимается во внимание лишь своя послышка, а влияние других отсутствует. Когда  $\beta \rightarrow 0$ , весь спектр частот  $H'_{\text{вых}}(y)$  размещается в интервале  $y$  от 0 до 0,5, что соответствует пределу Найквиста — пределу скорости передачи двоичного сигнала. По мере уменьшения  $\beta$  происходит сужение зрачка глаз-диаграммы, что увеличивает требования к моменту принятия решения и точности синхронизации.

Форма послышки, соответствующая (4.112), относится лишь к случаю сигнала с пассивной паузой. В случае бимпульсного сигнала для предотвращения межсимвольной интерференции требуется другая форма выходного импульса, где существуют нули при значениях времени, кратных  $T/2$ . Спектр выходной послышки [69]

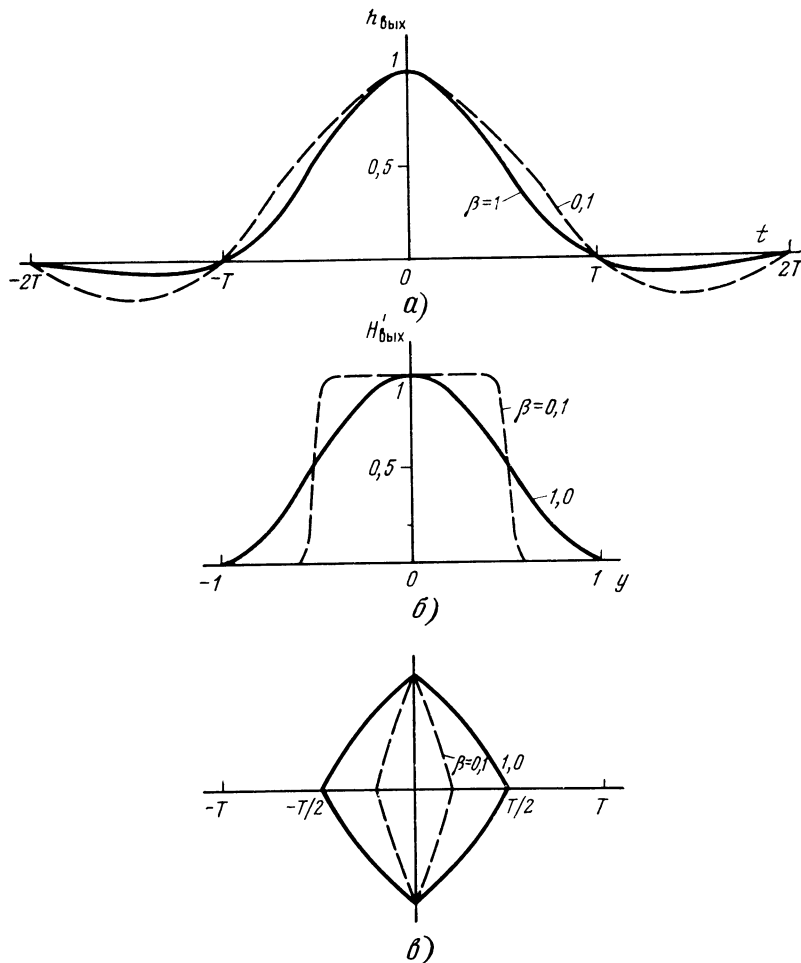


Рис. 4.13. Форма (а) и спектр (б) выходной посылки, соответствующей минимуму межсимвольной интерференции, глаз-диаграмма приемника (в)

$$H'_{\text{вых}}(y) = \begin{cases} [1 + \cos(\pi y/2)]/4 & \text{для } |y| < 2, \\ 0 & \text{при других } y. \end{cases}$$

Для расчета порога чувствительности при заданных входном и выходном импульсах необходимо определить функцию передачи  $H'_n(y)$  и вычислить интегралы  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ , определяемые выражениями (4.88), (4.91), (4.96) соответственно. Интегралы  $I_1$ — $I_3$ , а также сумма  $\Sigma_1$  (4.89), зависящие от формы посылок, предложены С. Д. Персонином [70].

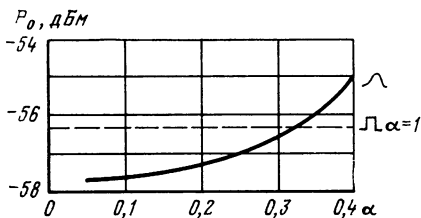


Рис. 4.14. Зависимость порога чувствительности от параметра  $\alpha$ , характеризующего форму гауссовского импульса

Порог чувствительности определяется с помощью (4.100), (4.103), (4.104) или (4.106). На рис. 4.14 показана рассчитанная с помощью (4.106) зависимость порога чувствительности от параметра импульса  $\alpha$  при  $\bar{M}=1$ ,  $Q=6$  ( $p_{\text{ош}}=10^{-9}$ ),  $r=0$ ,  $S_{\lambda}=0.5$  А/Вт,  $B=2$  Мбит/с,  $R_n=1$  МОм. Параметры полевого транзистора такие же, как в § 4.3. Штриховой линией показан порог, соответствующий прямоугольной входной послылке с  $\alpha=1$ . Влияние  $\alpha$  на порог чувствительности можно объяснить следующим образом. При различных формах входной нормированной послылки для устранения межсимвольной помехи требуются разные амплитудно-частотные характеристики линейного тракта. От характеристик тракта, в свою очередь, зависят уровни сигнала и шума на входе решающего устройства. Из рис. 4.14 следует, что порог чувствительности, измеренный с помощью сигнал-генератора (прямоугольная форма послылки), отличается от порога чувствительности, имеющегося при работе с линией (гауссовская форма послылки). В данном случае разность порогов не превышает 2 дБ.

Обсудим возможность оптимальной фильтрации в наиболее характерном для ФПУ с прямым детектированием случае — ограничения порога чувствительности шумами схемы. Обычно в теории оптимальной фильтрации рассматривается задача обнаружения одиночных импульсов [71]. Отсчет осуществляется на выходе реального фильтра после окончания сигнала. В линии связи существует непрерывный поток импульсов. Если производить отсчеты в конце каждого импульса, то влияние на процесс принятия решения соседних импульсов, следующих без защитных интервалов, будет минимальным. Когда же длительность послылки не выходит за пределы тактового интервала, напряжение в момент отсчета определяется лишь последней послылкой, а влияние других послылок отсутствует. Таким образом, теория оптимальной фильтрации может быть применена для потока цифровых сигналов [72].

Определим порог чувствительности ФПУ с пассивным оптимальным фильтром. Порядок расчета здесь отличается от принятого в § 4.3, поскольку форма выходного импульса неизвестна. Известно лишь, что фильтр должен обеспечить максимум отношения сигнал-шум в момент отсчета. Определим спектр напряжения шума схемы на выходе линейного тракта. На основании (4.58), (4.84) с учетом того, что  $1/R_0=G'_d$ ,

$$d\bar{u}_{\text{ш}}^2/df = |Z_n|^2 4kT_0 G'_d K_{\text{ш}}. \quad (4.114)$$

Поскольку  $|Z_n|$ ,  $G'_d$  и  $K_{\text{ш}}$  зависят от частоты, спектральная плотность шума на выходе усилителя также зависит от частоты. В случае белого шума оптималь-

ным является фильтр, согласованный с сигналом. Пусть параметр передачи  $|Z_n|$  соответствует белому шуму на выходе. При  $du_{\text{ш}}^2/df = \text{const}$  из (4.114)

$$|Z_n|^2 = \text{const}/(4kT_0 G'_d K_{\text{ш}}). \quad (4.115)$$

Спектр напряжения сигнала на выходе линейного тракта с учетом (4.77)

$$|S_c|^2 = du_c^2/df = (S_\lambda \bar{M} b_{\text{вх}})^2 |H_{\text{вх}}(\omega)|^2 |Z_n|^2. \quad (4.116)$$

Пусть на выходе тракта перед решающим устройством включен фильтр, согласованный с сигналом. Такой фильтр должен обладать на каждой частоте коэффициентом передачи, пропорциональным  $S_c^*$  (звездочка обозначает сопряженный комплекс). Коэффициент передачи фильтра равен  $A_\Phi S_c^*$ . Напряжение сигнала на выходе согласованного фильтра определяется в момент отсчета  $t_0$  с помощью обратного преобразования Фурье:

$$u_{\text{с.вых}}(t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_c(j\omega) A_\Phi S_c^*(j\omega) e^{j\omega t_0} df.$$

С учетом того, что отсчет проводится при  $t=0$

$$u_{\text{с.вых}}(0) = A_\Phi \int_{-\infty}^{+\infty} |S_c(j\omega)|^2 df. \quad (4.117)$$

Шум на выходе фильтра

$$\bar{u}_{\text{ш.вых}}^2 = \frac{\text{const}}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |A_\Phi S_c^*(j\omega)|^2 df. \quad (4.118)$$

Отношение сигнал-шум в момент отсчета определим на основе (4.115)–(4.118):

$$\begin{aligned} \frac{C}{\Pi} &= \frac{|u_{\text{с.вых}}(0)|^2}{\bar{u}_{\text{ш.вых}}^2} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} |S_c(j\omega)|^2 df \right|^2}{\frac{\text{const}}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_c(j\omega)|^2 df} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{(S_\lambda \bar{M} b_{\text{вх}})^2}{kT_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H_{\text{вх}}(\omega)|^2}{G'_d K_{\text{ш}}} df \right|. \end{aligned} \quad (4.119)$$

Найдем связь между отношением сигнал-шум и параметром  $Q$ , влияющим на вероятность ошибки. Параметр  $Q$  определяется по аналогии с (4.98):

$$Q = \left| \frac{u_{\text{с.вых}}(1) - D_u}{\sigma_u} \right| = \frac{u_{\text{с.вых}}(1)}{\sigma_u} - \frac{D_u}{\sigma_u},$$

где  $\sigma_u = \sqrt{\bar{u}_{\text{ш.вых}}^2}$ ;  $D_u = \frac{u_{\text{с.вых}}(1) - u_{\text{с.вых}}(0)}{2}$  — оптимальный порог

решающего устройства. Вводя, как и раньше, отношение интенсивностей передатчика  $r = b_{\text{вх}}(0)/b_{\text{вх}}(1) = u_{\text{с.вых}}(0)/u_{\text{с.вых}}(1)$ , определяем

$$Q = \frac{u_{\text{с.вых}}(1)}{2\sigma_u} (1-r) = \frac{1-r}{2} \sqrt{\frac{C}{\mathcal{M}}}. \quad (4.120)$$

После подстановки (4.119) в (4.120)

$$b_{\text{вх}}(1) = \frac{2Q}{S_{\lambda}\bar{M}(1-r) \sqrt{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H_{\text{вх}}|^2}{kT_0 G_{\text{д}}' K_{\text{ш}}} df}}. \quad (4.121)$$

Средняя мощность на входе приемника (4.76)  $P_0 = 0,5[b_{\text{вх}}(0) + b_{\text{вх}}(1)] = 0,5b_{\text{вх}}(1) \times (1+r)$ . Используя (4.121):

$$P_0 = \frac{1+r}{1-r} \frac{1}{S_{\lambda}\bar{M}} \frac{Q}{\sqrt{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H_{\text{вх}}|^2}{kT_0 G_{\text{д}}' K_{\text{ш}}} df}}.$$

Межсимвольная интерференция приводит к уменьшению отношения сигнал-шум в момент отсчета. Для того чтобы учесть наложение символов в (4.120), необходимо ввести поправку, связанную с относительным раскрытием глаз-диаграммы  $d$ :  $Q = \frac{1-r}{2} d \sqrt{\frac{C}{\mathcal{M}}}$ . Повторяя прежние рассуждения и переходя к нормированной функции  $H'_{\text{вх}}(y)$ , получаем:

$$P_0 = \frac{1+r}{1-r} \frac{Q}{S_{\lambda}\bar{M}d} \sqrt{\frac{2BkT_0}{\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H'_{\text{вх}}(y)|^2}{G_{\text{д}}' K_{\text{ш}}} dy}}. \quad (4.122)$$

Порог чувствительности при оптимальной фильтрации зависит от формы входной посылки, характера функций  $K_{\text{ш}}(y)$  и  $G'_{\text{д}}(y)$ . Вид выходной посылки влияет лишь на относительный раскрыт глаз-диаграммы  $d$ .

Сравним пороги чувствительности в случаях оптимальной фильтрации и минимальной межсимвольной интерференции. Необходимая средняя оптическая мощность на входе ФПУ при ограничении шумами схемы может быть найдена из выражений (4.103) и (4.92):

$$P_0 = \frac{1+r}{1-r} \frac{Q}{S_{\lambda}\bar{M}} \sqrt{4BkT_0 \int_0^{\infty} G'_{\text{д}} K_{\text{ш}} |H'_{\text{п}}(y)|^2 dy}. \quad (4.123)$$

Формула (4.123) позволяет вычислить порог чувствительности по заданной функции передачи  $H'_{\text{п}}(y)$ , где  $H'_{\text{п}}(y) = H'_{\text{вых}}/H'_{\text{вх}}$ . Если  $H'_{\text{вых}}(y)$  определено из (4.113), то порог чувствительности соответствует минимуму межсимвольной интерференции. Обозначим через  $\theta_1$  выигрыш, связанный с применением оптимальной фильтрации. Величина  $\theta_1$  представляет собой соотношение средних значений оптической мощности, даваемых выражениями (4.123) с учетом (4.113) и (4.122). Когда  $\theta_1 > 1$ , оптимальная фильтрация дает выигрыш:

$$\theta_1 = 2d \sqrt{\int_0^{\infty} G'_{\text{д}} K_{\text{ш}} |H'_{\text{п}}(y)|^2 dy \int_0^{\infty} \frac{|H'_{\text{вх}}(y)|^2}{G'_{\text{д}} K_{\text{ш}}} dy}. \quad (4.124)$$

При выводе (4.124) изменены пределы интегрирования в (4.122). Такое изменение пределов возможно, если график функции  $H'_{\text{вх}}(y)$  симметричен относительно оси ординат. Для упрощения (4.124) воспользуемся неравенством Буняковского — Шварца:

$$\int_0^{\infty} |\varphi_1(x)|^2 dx \int_0^{\infty} |\varphi_2(x)|^2 dx \geq \left| \int_0^{\infty} \varphi_1(x) \varphi_2(x) dx \right|^2.$$

Здесь  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — некоторые функции аргумента  $x$ . Тогда

$$\theta_1 \geq 2d \int_0^{\infty} |H'_{\text{п}}(y)| |H'_{\text{вх}}(y)| dy = 2d \int_0^{\infty} |H'_{\text{вых}}(y)| dy.$$

Подставляя  $H'_{\text{вых}}(y)$  из (4.113), получаем, что  $\theta_1 \geq d$ . Полученный результат можно сформулировать так: оптимальная фильтрация дает выигрыш всегда, когда отсутствует межсимвольная интерференция ( $d=1$ ).

Для вычисления  $\theta_1$  по (4.124) определим относительный раскрыт глаз-диаграммы  $d$ . С применением обратного преобразования Фурье форма посылки на выходе согласованного фильтра

$$u_{\text{с.вых}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_c(j\omega) A_{\text{ф}} S_c^*(j\omega) e^{j\omega t} df.$$

Подставляя  $|S_c|^2$  и  $|Z_{\text{п}}|^2$  из (4.116) и (4.115), проводя нормировку, имеем:

$$u_{\text{с.вых}}(t) = b_{\text{вых}} h_{\text{вых}}(t) = \frac{A_{\text{ф}} (S_{\text{л}} \bar{M} b_{\text{вх}})^2 \text{const}}{4kT_0 B} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H'_{\text{вх}}(y)|^2}{G'_{\text{д}} K_{\text{ш}}} e^{j\omega t} dy. \quad (4.125)$$

Отсюда также следует, что спектр выходной посылки  $H'_{\text{вых}}$  пропорционален  $|H'_{\text{вх}}(y)|^2 / (G'_{\text{д}} K_{\text{ш}})$ , а коэффициент передачи  $H'_{\text{п}}(y)$  при оптимальной фильтрации пропорционален  $|H'_{\text{вх}}(y)| / (G'_{\text{д}} K_{\text{ш}})$ .

Введем параметр, характеризующий частотные свойства линейного тракта:

$$C(y) = |H'_{\text{вх}}(y)| / (G'_{\text{д}} K_{\text{ш}}). \quad (4.126)$$

С помощью  $C$  можно определить эффективную полосу пропускания

$$\Delta y = \int_0^{\infty} C(y) dy / C(0). \quad (4.127)$$

Для наихудшего сочетания символов (1.15)

$$d \approx [ |u_{\text{с.вых}}(0)| - 2 |u_{\text{с.вых}}(T)| - 2 |u_{\text{с.вых}}(2T)| ] / |u_{\text{с.вых}}(0)|. \quad (4.128)$$

Подставляя (4.125) в (4.128), можно вычислить относительный раскрыт глаз-диаграммы для всех интересующих случаев.

Сравним чувствительность ФПУ с оптимальной фильтрацией и минимальной межсимвольной интерференцией, используя формулы (4.122) — (4.128) для полевого и биполярного транзисторов. Параметры транзисторов и фотодиода те же, что в § 4.3. В процессе вычислений не учитывались 1/f-шумы.

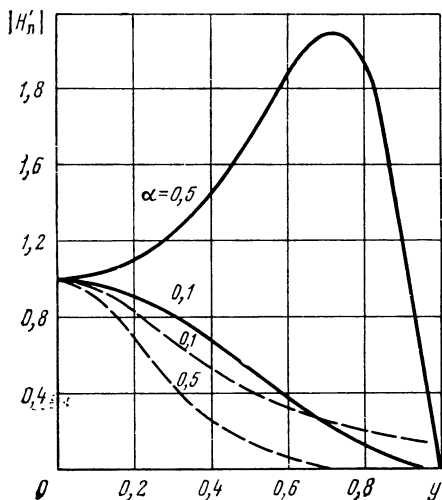


Рис. 4.15. Нормированные амплитудно-частотные характеристики линейного тракта ФПУ для входных гауссовских посылок

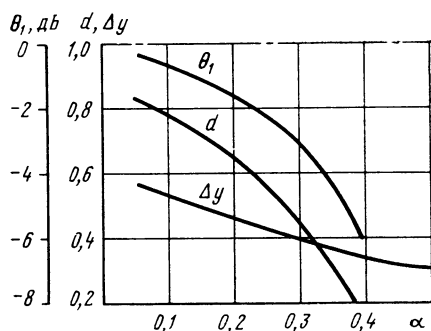


Рис. 4.16. Зависимость выигрыша в чувствительности, относительного раскрытия глаз-диаграммы и эффективной полосы пропускания от параметра  $\alpha$

На рис. 4.15 представлены результаты расчета модуля коэффициента передачи  $|H_n'|$  схемы с полевым транзистором в функции нормированной частоты  $y$  ( $R_n=1$  МОм;  $B=2$  Мбит/с;  $\alpha$  — параметр входной посылки, имеющей гауссовскую форму). Сплошными линиями показаны амплитудно-частотные характеристики, соответствующие обработке, минимизирующей межсимвольную интерференцию, штриховыми линиями — характеристики для оптимальной фильтрации. С ростом  $\alpha$  увеличивается эффективная длительность входного импульса, и для устранения межсимвольной помехи требуется подъем частотной характеристики в области высоких частот. Увеличение  $\alpha$  сопровождается ростом уровня шума и возрастанием порога чувствительности. В случае применения оптимального фильтра посылке с меньшей шириной спектра (большим  $\alpha$ ) соответствует малая эффективная полоса пропускания тракта. Здесь происходит значительное уменьшение шумов на входе решающего устройства по сравнению со случаем, где достигается минимум межсимвольной помехи.

Таким образом, если не принимать во внимание наложение импульсов друг на друга, схема с оптимальной фильтрацией должна обладать более высокой чувствительностью. Это преимущество увеличивается по мере возрастания  $\alpha$ .

На рис. 4.16 показана зависимость выигрыша в чувствительности  $\theta_1$ , относительного раскрытия глаз-диаграммы  $d$  и эффективной полосы пропускания тракта  $\Delta y^*$  от параметра  $\alpha$ . С ростом  $\alpha$  наблюдается изменение  $\theta_1$ , противо-

\* Здесь и далее  $d$  и  $\Delta y$  соответствуют случаю оптимальной фильтрации.

ложное ожидаемому. Такая зависимость  $\theta_1(\alpha)$  вызвана быстрым уменьшением  $d$ . Следовательно, оптимальная фильтрация не дает никаких преимуществ. Можно попытаться уменьшить влияние межсимвольной интерференции в схеме с оптимальной фильтрацией, существенно снижая сопротивление нагрузки. На рис. 4.17 приведены графики порога чувствительности  $P_0$  (при  $p_{\text{ош}}=10^{-9}$ ),  $d$  и  $\Delta y$  в функции сопротивления нагрузки фотодиода для схем с биполярным и полевым транзисторами. Расчет проведен для *pin*-фотодиода ( $M=1$ ) и входного импульса гауссовской формы с  $\alpha=0,1$ ,  $B=34$  Мбит/с. На рис. 4.17, а сплошными линиями показаны кривые для случая фильтра, соответствующего минимальной межсимвольной интерференции, штриховыми линиями — графики для случая оптимального фильтра.

По мере увеличения сопротивления нагрузки все большая часть энергии электрического сигнала с фотодиода поступает на вход транзистора, с ростом  $R_n$  снижается порог чувствительности  $P_0$ . В схеме с оптимальным фильтром увеличение  $R_n$  вызывает уменьшение  $\Delta y$  и  $d$ . В случае полевого транзистора, обла-

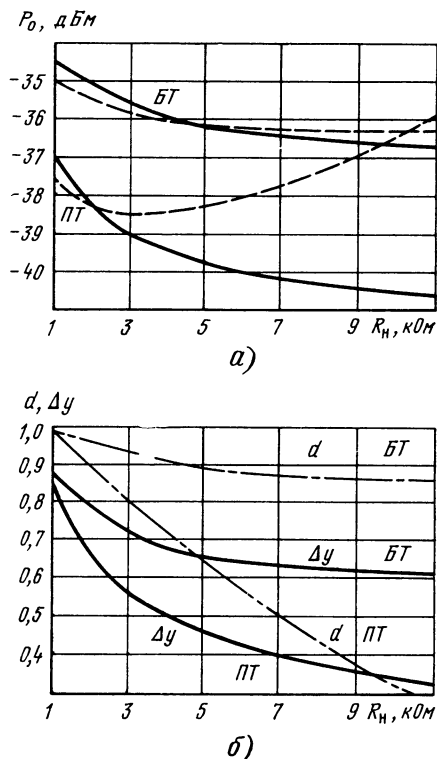


Рис. 4.17. Зависимость порога чувствительности (а), относительного раскрыва глаз-диаграммы и полосы пропускания (б) от сопротивления нагрузки для полевого и биполярного транзисторов



дающего высоким входным сопротивлением,  $\Delta y$  и  $d$  уменьшаются особенно сильно. Снижение  $d$ , в свою очередь, вызывает увеличение порога чувствительности. В результате в схеме с биполярным транзистором падает скорость изменения

$P_0$  при увеличении сопротивления нагрузки. В схеме с полевым транзистором имеет место оптимальная нагрузка, равная в данном случае 3 кОм.

При больших сопротивлениях нагрузки (более 10 кОм) и оптимальной фильтрации схема с полевым транзистором обладает меньшей чувствительностью. Оптимальная фильтрация имеет преимущество перед обработкой по минимуму межсимвольной интерференции только при малых сопротивлениях нагрузки. Малое сопротивление нагрузки может использоваться, например, для увеличения динамического диапазона. Если требуется снизить порог чувствительности, то лучше увеличить сопротивление нагрузки и отказаться от оптимальной фильтрации.

На рис. 4.18 показаны зависимости  $\theta_1$ ,  $\Delta y$  и  $d$  от скорости передачи  $B$ . Графики построены для входной посылки гауссовской формы ( $\alpha=0,1$ ). Сопротивление нагрузки сравнительно невелико:  $R_n=1$  кОм. Чем больше  $B$ , тем в более широком диапазоне частот используется транзистор. На высоких частотах наблюдается рост коэффициента шума. Темпы этого роста выше в случае полевого транзистора. Поэтому в схеме с полевым транзистором несколько быстрее, чем в случае биполярного транзистора, с ростом  $B$  уменьшается  $\Delta y$ . Как показывает расчет, при некоторых скоростях передачи имеет место максимум  $d$ . Появление

максимума можно объяснить деформацией импульса, возникающего на выходе согласованного фильтра. При изменении  $B$  одновременно изменяются длительность входной посылки и амплитудно-частотная характеристика тракта. При этом характер выходного импульса не остается постоянным. В случае применения как полевого, так и биполярного транзистора оптимальная фильтрация дает выигрыш при скоростях передачи до 50 Мбит/с, причем на скорости 8 Мбит/с выигрыш в пороге чувствительности получается чуть больше 1 дБ.

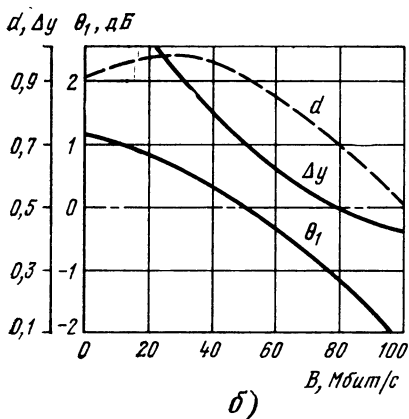
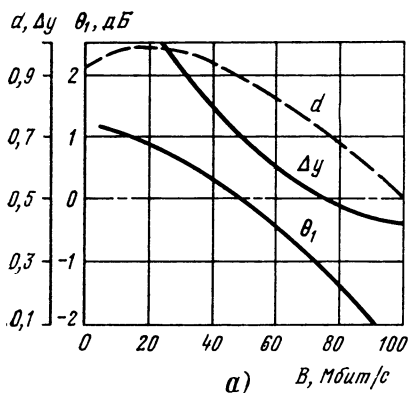


Рис. 4.18. Зависимость выигрыша от применения оптимальной фильтрации, относительно раскрытия глаз-диаграммы, полосы пропускания от скорости передачи для полевого (а) и биполярного (б) транзисторов

Таким образом, в подавляющем большинстве случаев применение оптимальной фильтрации не приносит ощутимого результата. При учете 1/f-шумов применение оптимальной фильтрации оказывается эффективнее. Дополнительное уменьшение порога чувствительности в сравнении с обработкой по минимуму межсимвольной интерференции объясняется возникновением завала амплитудно-частотной характеристики оптимального фильтра в области низких частот.

Рассмотрим еще одну возможность уменьшения порога чувствительности ФПУ, связанную с согласованием во входной цепи. В этом случае между фотодиодом и транзистором должен быть включен реактивный нешумящий четырехполюсник. Для рассуждений вновь воспользуемся выражениями (4.123) и (4.47). При изменении согласования изменяются коэффициент передачи входной цепи и коэффициент шума. Форма амплитудно-частотной характеристики линейного тракта, определяемая зависимостью  $|H'_n(y)|$ , может поддерживаться неизменной за счет необходимой настройки фильтра в основном усилителе. В частности, характер функции  $|H'_n(y)|$  может быть выбран, исходя из достижения минимума межсимвольной интерференции. Когда  $G_{ш}=0$  или влияние шумовой проводимости относительно невелико (малое сопротивление нагрузки), согласующая цепь должна быть выбрана из соображений максимальной передачи энергии во входной цепи. Максимум  $K'_{вх}$  будет соответствовать минимуму коэффициента шума и порога чувствительности. В остальных случаях параметры согласующего четырехполюсника должны быть выбраны так, чтобы коэффициент шума транзистора, работающего в паре с фотодиодом, был минимальным. Выполнение этого требования всегда обеспечивает минимальную необходимую оптическую мощность на входе ФПУ.

Для того чтобы провести оптимистическую оценку, связанную с применением согласующего четырехполюсника, предположим, что во входной цепи осуществляется идеальное согласование по шумам во всем диапазоне рабочих частот. Согласующий четырехполюсник выполняет функцию трансформатора сопротивлений. На каждой частоте он преобразует сопротивление фотодиода и нагрузки в оптимальное сопротивление источника сигнала для транзистора, соответствующее минимуму коэффициента шума. При этом на любой частоте коэффициент передачи мощности согласующего трансформатора равен единице. Очевидно, что такой согласующий четырехполюсник не может быть создан. Ограничения, связанные с реализацией согласования, обсуждаются в [73—75]. В отсутствие корреляции источников шумовых напряжения и тока минимальный коэффициент шума транзистора [58]

$$K_{шmin} = 1 + 2R_{ш}G_y + 2\sqrt{R_{ш}G_{ш} + G_y^2 R_{ш}^2}. \quad (4.129)$$

Здесь, как и ранее,  $R_{ш}$  и  $G_{ш}$  — шумовое сопротивление и проводимость транзистора;  $G_y = 1/R_{вх}$  — действительная часть проводимости усилителя. В рамках сделанных предположений для расчета порога чувствительности можно воспользоваться выражением (4.123), подставив в него  $K_{ш}$  из (4.129).

Результаты расчета приведены на рис. 4.19. По оси ординат отложено значение  $\theta_2$  — выигрыш в пороге чувствительности. Параметр  $\theta_2$  представляет собой отношение порога чувствительности в отсутствие согласования по шумам к порогу чувствительности в случае идеального шумового согласования. Зави-

симости построены для применения биполярного и полевого транзисторов. На вход ФПУ поступают посылки прямоугольной формы ( $\alpha=1$ ). Параметры фильтра в основном усилителе выбраны так, чтобы обеспечить минимум межсимвольной интерференции. В первом случае (см. рис. 4.19, а)  $|H'_n|$  определяется из (4.112) и (4.108), во втором случае (см. 4.19, б) [69]

$$H'_n(y) = \begin{cases} -j\pi y \left(1 + \cos \frac{\pi y}{2}\right) / 4 & \text{для } |y| < 2, \\ 0 & \text{для других } y. \end{cases}$$

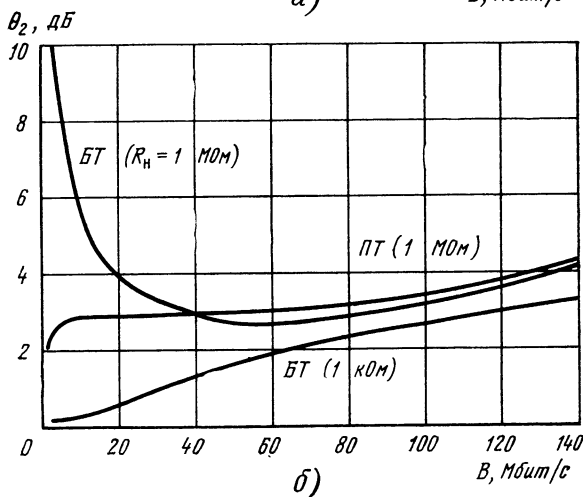
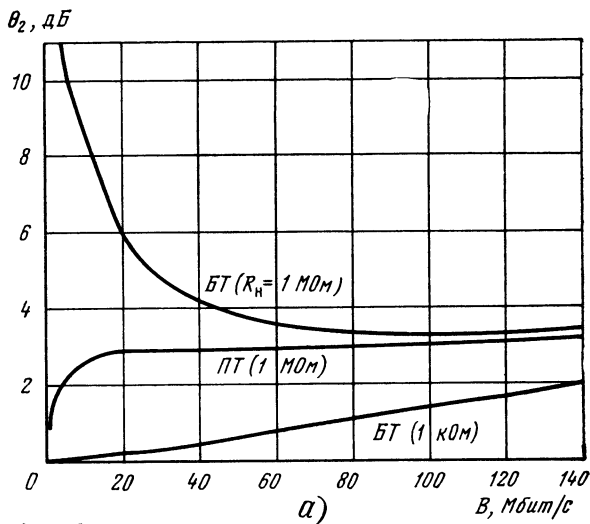


Рис. 4.19. Зависимость выигрыша от применения согласования по шумам от скорости передачи для RNZ-кода (а) и для бимпульсного сигнала BI-L (б)

Порог чувствительности рассчитан по формуле (4.123), справедливой и для бимпульсного сигнала [69]. В обоих случаях характер кривых оказывается одинаковым. Наибольший выигрыш от согласования наблюдается при использовании биполярного транзистора и низких скоростей передачи ( $R_n=1$  МОм). Когда же во входном каскаде применен полевой транзистор, выигрыш от согласования возрастает с увеличением  $B$ . Такой характер кривых объясняется ухудшением согласования фотодиода с биполярным транзистором на низких частотах и полевым транзистором на высоких частотах (см. рис. 4.3) в отсутствие фильтра во входной цепи. При малом сопротивлении нагрузки ( $R_n=1$  кОм) и биполярном транзисторе характер зависимости меняется: выигрыш от согласования по шумам начинает увеличиваться с ростом  $B$ . Малое сопротивление нагрузки уменьшает сопротивление источника для биполярного транзистора и способствует уменьшению коэффициента шума на низких частотах. Для сигнала с пассивной паузой (см. рис. 4.19, а) при  $R_n=1$  МОм и  $B=140$  Мбит/с выигрыш превышает 3 дБ.

В [76] при расчете для аналогичных условий (ПТ,  $C_{з.н}=5$  пФ,  $y_{21}=15$  мА/В,  $R_n=1$  МОм) в схеме со сложной противозумовой коррекцией полученный выигрыш составляет около 3 дБ. В случае бимпульсного сигнала, спектр которого смещен в область высоких частот при  $B=140$  Мбит/с, выигрыш от применения согласования по шумам оказывается на 1 дБ больше в сравнении с сигналом с пассивной паузой (NRZ).

Таким образом, применение согласования по шумам или реализуемых схем сложной противозумовой коррекции может уменьшить шумы схемы и снизить порог чувствительности устройства с фотодиодом ( $\bar{M}=1$ ) на несколько децибел. Когда же в качестве фотодетектора используется лавинный фотодиод, уменьшение шумов схемы позволит уменьшить оптимальный коэффициент умножения [69]. Расчет по (4.105) для  $B=34$  Мбит/с,  $Q=6$ ,  $n=3$  полевого транзистора с  $R_n=1$  МОм дает следующие значения оптимального коэффициента умножения: без согласования по шумам  $\bar{M}=14,12$ , с согласованием 12,88. Порог чувствительности (4.104) для этих случаев оказывается равным  $-46,05$  дБм и  $-46,45$  дБм ( $S_\lambda=0,5$  А/Вт) соответственно. Выигрыш от применения согласования уменьшается до 0,4 дБ. При этом несколько снижаются требования к стабильности питающего напряжения, а также влиянию температуры на работу ЛФД.

Обсудим возможность одновременного использования согласования по шумам и последующей оптимальной фильтрации. Во всех случаях, показанных на рис. 4.20, на вход ФПУ подается сигнал с пассивной паузой, послышки имеют гауссовскую форму,  $\alpha=0,1$ ,  $R_n=1$  кОм, как и в расчетах, результаты которых приведены на рис. 4.18. Здесь  $\theta_3$  — отношение порогов чувствительности ФПУ при оптимальной фильтрации и без нее. В отличие от  $\theta_1$  во входной цепи имеется согласование по шумам. Коэффициент шума рассчитан по (4.129).

Сравним результаты расчета, приведенные на рис. 4.18 и 4.20. В последнем случае увеличивается диапазон скоростей передачи, при которых наблюдается выигрыш в чувствительности при оптимальной фильтрации. Менее быстро с ростом  $B$  происходит уменьшение полосы частот тракта и раскрытие глаз-диаграм-

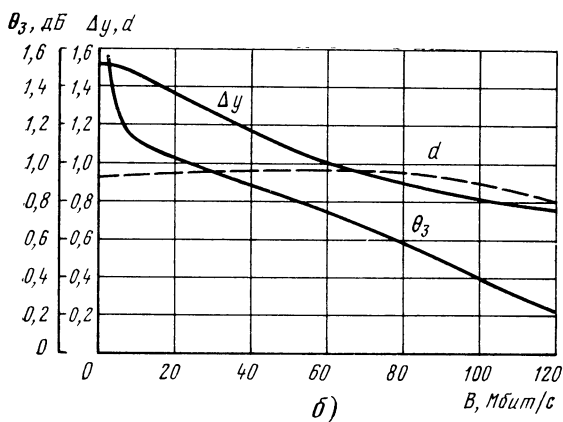
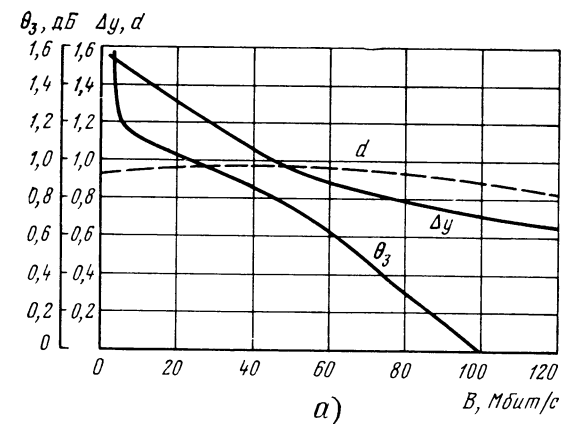


Рис. 4.20. Зависимость выигрыша от применения согласования по шумам и оптимальной фильтрации, относительного раскрытия глаз-диаграммы и полосы пропускания от скорости передачи для полевого (а) и для биполярного (б) транзисторов

мы. При оценке выигрыша в чувствительности по сравнению с отсутствием согласования и оптимальной фильтрации необходимо сложить  $\theta_3$  и  $\theta_2$ , найденные для одинаковых сигналов.

Выбор параметров фильтра и выравнителя должен обеспечить, с одной стороны, уменьшение межсимвольной интерференции, вызванной линией передачи и трактом приемника, включая схему противошумовой коррекции, и, с другой стороны, увеличение отношения сигнал-шум в момент отсчета. Минимум порога чувствительности получается при компромиссном решении. Если межсимвольные искажения за счет линии невелики, при относительно малых скоростях передачи и небольших сопротивлениях нагрузки предпочтительнее использование оптимального фильтра. В большинстве случаев более выгодно применять фильтрацию, уменьшающую межсимвольную интерференцию.

Применение противозумовой коррекции, осуществляющей частичное согласование по шумам фотодиода и транзистора, позволяет несколько расширить границы целесообразности использования оптимальной фильтрации. Кроме того, во всех случаях можно снизить порог чувствительности или за счет уменьшения шумов схемы снизить коэффициент лавинного умножения  $M$ .

В приведенном анализе не рассматривались фазовые соотношения. Учет фазовых соотношений показывает, что межсимвольная интерференция действует еще существеннее. Применение некоторых схем фильтров и противозумовой коррекции может сопровождаться сужением зрачка глаз-диаграммы, что повышает требования к стабильности синхронизации.

## 4.5. ФОТОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО СИСТЕМЫ КОГЕРЕНТНОЙ СВЯЗИ

**Сравнение идеализированных моделей.** Из (4.5) с учетом квантовой эффективности фотодиода ( $\eta \leq 1$ ) можно получить отношение сигнал-шум на выходе идеального ФПУ, ограниченное квантовым пределом:

$$(C/Ш)_{к.п} = \eta P_0 / (2h\nu \Delta f). \quad (4.130)$$

Проведем сравнительную оценку для идеализированных моделей ФПУ цифровых ВОСПД и гетеродинной КС, в которых учитываются только потери и дробовой шум на выходе фотодетектора и тепловой шум схемы усилителя. В качестве критерия возьмем отношение сигнал-шум при приеме одиночного оптического импульса, что допустимо и для цифровых систем связи при достаточно большой мощности ООГ и использовании согласованного фильтра.

Отношение сигнал-шум при прямом детектировании в случае применения в качестве приемника излучения ЛФД с полосой, существенно превышающей ширину спектра модулирующего сигнала, и пренебрежительно малыми дробовыми шумами вследствие темнового тока выражается известной зависимостью [77], которую можно также получить из (4.63), приняв  $I_{т.у}=0$ ,  $m_Q=1$  и введя поправку на форму сигнала, равную 2:

$$(C/Ш)_{п.д} = \frac{(\eta q/h\nu)^2 P_0^2 \bar{M}^2}{2q (\eta q/h\nu) P_0 \bar{M}^n \Delta f + i_{ш}^2 \Delta f}, \quad (4.131)$$

где  $i_{ш}^2 = d i_{ш}^2 / df$  (см. 4.46). В (4.131) отношение сигнал-шум, ограниченное квантовым пределом и соответствующее пределу по дробовому шуму, можно получить только при  $\bar{M} \rightarrow \infty$ , т. е. если реализовать режим счета фотонов, однако этот режим пока нереален, тем более в диапазонах 1, 3 и 1,5 мкм, где фотодиоды имеют сравнительно малые  $\bar{M}$  и большие  $n$ . Таким образом, ФПУ современных ВОСПД работают в режиме ограничения по тепловому шуму. Для иллюстрации этого на рис. 4.21 приведены результаты расчета по (4.131) зависимости отношения сигнал-шум от пиковой мощности приема при скорости передачи 140 Мбит/с,  $M=1$ ,  $\eta=0,8$  и длине волны 1,3 мкм для двух сравнительно малых значений спектральной плотности шумового тока  $\sqrt{i_{ш}^2}$  предварительного усилителя ПРОМ. Как ясно из рисунка, режим ограничения по дробовому шуму не достигается.

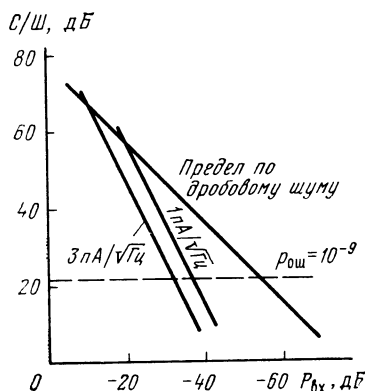


Рис. 4.21. Пример расчета зависимости отношения сигнал-шум от мощности приема в ФПУ ВОСПД

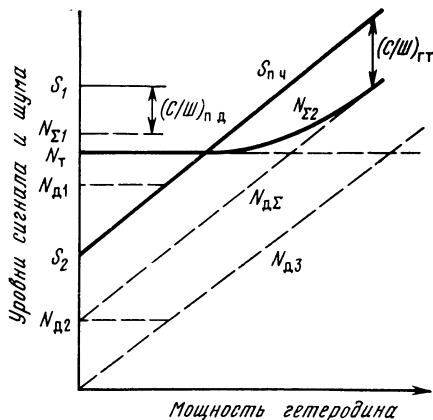


Рис. 4.22. Иллюстрации выигрыша в отношении сигнал-шум в гетеродинном ФПУ

В то же время отношение сигнал-шум на входе демодулятора ФПУ гетеродинной СКС с ИКМ АМ при условии нормального падения на фоточувствительную площадку фотодиода одинаково поляризованных плоских волн полей излучения передатчика и ООГ приемника, работающих в одночастотном режиме, достаточно большой мощности ООГ  $P_r$  и той же мощности принятого оптического сигнала  $P_0$  выражается следующей формулой [77, 143]:

$$(C/Ш)_{г.т} = \frac{(\eta q / h\nu)^2 P_0 P_r \bar{M}^2}{2q(\eta q / h\nu) P_r \bar{M}^n \Delta f + \bar{i}_r^2 \Delta f + \bar{i}_ш^2 \Delta f}. \quad (4.132)$$

Формула (4.132) может быть записана по аналогии с (4.131) с учетом (4.138). Вместо дробового шума, связанного с сигналом, в знаменателе присутствует дробовый шум, связанный с гетеродином. Второй член суммы в знаменателе учитывает дополнительные шумы, вносимые гетеродином, здесь  $\bar{i}_r^2$  — спектральная плотность мощности шума ООГ. Как следует из этой формулы, при достаточно большой мощности гетеродина ЛФД не будут иметь преимуществ перед *pin*-фотодиодами, и можно реализовать режим ограничения по дробовому шуму, соответствующий квантовому пределу (см. (4.130)).

Данное утверждение наглядно иллюстрируется с помощью рис. 4.22, на котором показаны качественные зависимости мощностей сигнала и различных шумов в фотоприемных устройствах ВОСПД и СКС от мощности местного оптического генератора при эквивалентных уровнях аддитивного теплового шума  $N_T$  схемы ПРОМ. В случае прямого детектирования, поскольку ООГ отсутствует, уровни сигнала  $S_1$  и дробового шума  $N_{Д1}$  являются постоянными, и уровень полного шума  $N_{Σ1}$  представляет собой сумму  $N_T$  и  $N_{Д1}$ . В случае же гетеродин-

ного приема тепловой шум  $N_T$  и дробовой шум  $N_{д2}$ , вызванный принятым излучением, не зависят от мощности гетеродина, а дробовой шум  $N_{д3}$ , вызванный излучением гетеродина, увеличивается пропорционально его мощности, вследствие чего и общий дробовой шум  $N_{д\sum}$  двух некоррелированных источников пропорционален мощности гетеродина. Уровень сигнала промежуточной частоты  $S_{пч}$  при гетеродинном приеме, как известно, также увеличивается пропорционально мощности гетеродина. Таким образом, в данном случае уровень полного шума  $N_{\sum2}$  на входе демодулятора при малых уровнях мощности гетеродина определяется уровнем теплового шума  $N_T$ , а при достаточно больших — уровнем общего дробового шума  $N_{д\sum}$ , что принципиально позволяет достичь ограничения по дробовым шумам.

**Сравнение гетеродинных и гомодинных ФПУ.** Анализируя (4.132) в приближении идеального фотоприемника с ограничением по дробовым шумам, можно сразу заметить, что в гомодинных ФПУ отношение сигнал-шум должно быть на 3 дБ выше, чем в гетеродинных, поскольку полоса схемы последетекторной обработки в первом случае в 2 раза уже. Однако такой подход не учитывает процесса демодуляции. В связи с этим рассмотрение будем проводить на базе более сложной модели приемника СКС (рис. 4.23, а).

В гетеродинных и гомодинных волоконно-оптических СКС электрическое поле модулируется в передатчике, без искажения (в идеале) переносится сравнительно стабильной средой распространения и преобразуется в фотодиоде так, что его выходной ток оказывается однозначно связанным с модулирующим сигналом. При этом, поскольку уравнения Максвелла линейны, система передачи оказывается линейной. Любое временное изменение параметров оптических и оптоэлектронных элементов можно считать малым, поэтому вполне приемлемо допущение, что система передачи инвариантна во времени. Тогда при использовании полуклассического подхода ток на выходе фотодетектора при достаточно большой мощности ООГ будет содержать линейно связанные с падающей оптической мощностью сигнальный компонент, соответствующий его среднему значению

$$\overline{i_{\Phi д}} = S_{\lambda} P_{\text{пад}}, \quad (4.133)$$

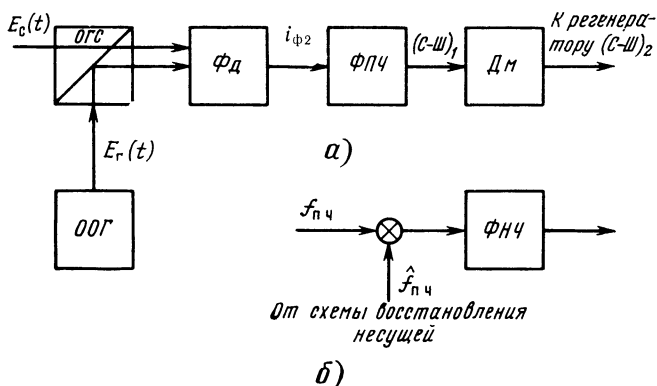


Рис. 4.23. Модель приемника оптической СКС



а также шумовой компонент с односторонней спектральной плотностью мощности

$$\overline{i_{\text{фд}}^2} = 2qS_{\lambda}P_{\text{пад}}. \quad (4.134)$$

При анализе процесса распространения по ОВС электромагнитной волны обычно допускается раздельное представление ее пространственных и временных вариаций, т. е. любое временное изменение, наложенное на электрическое поле, не будет влиять на картину распределения пространственного поля, связанного с бегущей электромагнитной волной. Пренебрегая влиянием пространственных вариаций, временные изменения электрических полей приема и местного опорного генератора записываются в классической форме:

$$E_c(t) = \sqrt{P_c(t)} \exp(j(\omega_c + \Delta\omega_c(t))t + \varphi_c(t)); \quad (4.135)$$

$$E_r(t) = \sqrt{P_r} \exp(j\omega_r t), \quad (4.136)$$

где  $\omega_c = 2\pi\nu_c$  — угловая частота передаваемого оптического сигнала;  $\omega_r = 2\pi\nu_r$  — угловая частота ООГ приемника;  $\sqrt{P_c(t)}$ ,  $\Delta\omega_c(t)$  и  $\varphi_c(t)$  обозначают амплитудную, частотную или фазовую модуляцию передаваемого оптического сигнала соответственно. Эти сигналы согласно рис. 4.23, а через ОГС подаются на фотодетектор, где происходит их смешение, причем для простоты считаем, что в течение интервала регистрации оба смешиваемых сигнала полностью когерентны и согласованы по поляризации.

Ток сигнала на выходе фотодетектора  $i_{\text{фд}}$  в когерентной системе пропорционален  $|E_c + E_r|^2$  [78], тогда с учетом (4.133), (4.135), (4.136) и вышеприведенного допущения

$$i_{\text{фд}} = S_{\lambda}(P_c + P_r + 2\sqrt{P_c P_r} \cos(2\pi f_{\text{п.ч}} t)), \quad (4.137)$$

где  $f_{\text{п.ч}}$  — частота разностного электрического сигнала. Из (4.137) переменная составляющая тока фотодетектора

$$I_{\text{фд}} = 2S_{\lambda}\sqrt{P_c P_r} \cos(2\pi f_{\text{п.ч}} t), \quad (4.138)$$

и мощность этой составляющей на входе демодулятора в случае гетеродинного приема ( $f_{\text{п.ч}} \neq 0$ ) при согласованной частотной характеристике фильтра в полосе приема

$$S_1^{\text{гг}} = 2S_{\lambda}^2 P_c P_r, \quad (4.139)$$

а в случае гомодинного приема ( $f_{\text{п.ч}} = 0$ )

$$S_1^{\text{гм}} = 4S_{\lambda}^2 P_c P_r. \quad (4.140)$$

Если ограничиться рассмотрением сигналов с ИКМ АМ и ИКМ ФМ, то можно принять, что при гетеродинном приеме полоса согласованного фильтра ПЧ  $B_{\text{п.ч}}$  в 2 раза шире полосы видеоканала  $B_{\text{в}}$ . Тогда мощность шума в той же точке приемника при условии, что  $P_r \gg P_c$ , в соответствии с (4.134) для гетеродинного приема

$$N_1^{\text{гг}} = 4qS_{\lambda}P_r B_{\text{в}}, \quad (4.141)$$

а для гомодинного приема

$$N_1^{\text{ГМ}} = 2qS_{\lambda}P_{\text{г}}B_{\text{в}}. \quad (4.142)$$

Отношение сигнал-шум на входе демодулятора определяется как частное от деления соответственно (4.139) на (4.141) и (4.140) на (4.142):

$$(C/\mathcal{I})_1^{\text{ГТ}} = S_{\lambda}P_{\text{с}}/(2qB_{\text{в}}); \quad (4.143)$$

$$(C/\mathcal{I})_1^{\text{ГМ}} = 2S_{\lambda}P_{\text{с}}/(qB_{\text{в}}). \quad (4.144)$$

При гомодинном приеме демодулятор отсутствует, поэтому в соответствии с рис. 4.23, а

$$(C/\mathcal{I})_2^{\text{ГМ}} = (C/\mathcal{I})_1^{\text{ГМ}}. \quad (4.145)$$

Для оценки отношения сигнал-шум на выходе демодулятора при гетеродинном приеме рассмотрим случай когерентной демодуляции сигналов с ИКМ АМ и ИКМ ФМ, которая, как известно из радиотехники, более сложна, но обеспечивает лучшие характеристики по сравнению с некогерентной. Считаем, что полоса ФНЧ когерентного демодулятора (рис. 4.23, б) равна полосе видеоканала  $B_{\text{в}}$ . Как известно, при такой демодуляции амплитудный спектр, мощность сигнала и спектральная плотность мощности шума на выходе удваиваются, но мощность шума остается на том же уровне, так как в соответствии с принятым допущением полоса пропускания также уменьшается вдвое. Следовательно, на выходе демодулятора

$$(C/\mathcal{I})_2^{\text{ГТ}} = 2(C/\mathcal{I})_1^{\text{ГТ}} = S_{\lambda}P_{\text{с}}/(qB_{\text{в}}). \quad (4.146)$$

Из сравнения (4.143) и (4.130) видно, что при применении идеального фотоприемника отношение сигнал-шум после понижающего преобразования и фильтрации при гетеродинном приеме соответствует отношению сигнал-шум, ограниченному квантовым пределом, а в случае гомодинного приема (см. (4.144)) — на 6 дБ лучше, однако на входе видеорегенератора (выходе демодулятора), как следует из сравнения (4.145) и (4.146), проигрыш уменьшается до 3 дБ.

Как было допущено, данное рассмотрение справедливо только для сигналов с ИКМ АМ и ИКМ ФМ. Однако гомодинная СКС с ИКМ ЧМ и однополосным детектированием непригодна на практике, так как ток выходного сигнала фотодиода попадает в полосу модулирующих частот. Гетеродинная СКС с ИКМ ЧМ в терминах средней мощности принятого оптического сигнала имеет, как будет показано в дальнейшем, те же характеристики, что и СКС с ИКМ АМ.

**Сравнение ФПУ в СКС с различными схемами модуляции/демодуляции.** Используя приведенные рассуждения, способы модуляции, известные в цифровой радиосвязи, и способы демодуляции, показанные на рис. 1.9, можно сравнить пороги чувствительности идеализированных моделей ФПУ в СКС с различными схемами модуляции/демодуляции.

Как уже отмечалось в гл. 1, вероятность ошибки бинарной ЦСП с равной вероятностью передачи логических единиц и нулей при представлении помех

в канале приема в виде гауссовского белого шума однозначно связана с отношением сигнал-шум (см. (1.11))

$$\rho_{\text{ош}} = 0,5(1 - \Phi(Q_0)^{0,5}), \quad (4.147)$$

$$\text{где } Q_0 = k_0 S_\lambda P_c / (q B_v) \quad (4.148)$$

— отношение сигнал-шум, которое для идеализированной модели фотоприемника СКС определяется в соответствии с (4.145), (4.146). Здесь  $k_0$  — параметр, учитывающий способы приема, модуляции и демодуляции (табл. 4.1).

Т а б л и ц а 4.1

| Способ модуляции | ФПУ          | Демодуляция   | $k_0$ |
|------------------|--------------|---------------|-------|
| ИКМ АМ           | Гетеродинное | Некогерентная | 0,25  |
| «                | Гомодинное   | Когерентная   | 0,5   |
| ИКМ ЧМ           | Гетеродинное | Некогерентная | 0,5   |
| «                | «            | «             | 0,5   |
| «                | «            | Когерентная   | 1     |
| ИКМ ФМ           | «            | «             | 1     |
| «                | Гомодинное   | «             | 2     |

Отметим, что принятый здесь для удобства рассмотрения параметр  $Q_0$  связан с  $Q$  (см. гл. 1) следующим образом:

$$Q_0 = Q^2 / k_0. \quad (4.149)$$

Как известно, при  $Q > 3$  выражение (4.147) может быть представлено в приближенной форме (см. (1.12)). Тогда, задаваясь вероятностью ошибки на символ (обычно в ЦСП  $\rho_{\text{ош}} = 10^{-9}$ ), можно на основе (1.12), (4.148) и (4.149) рассчитать порог чувствительности при различных скоростях передачи информации в предположении соответствия скорости и полосы пропускания фильтра последдетекторной обработки, что позволяет сопоставить теоретические и экспериментальные данные. Кроме того, чтобы иметь возможность сравнения СКС с различными скоростями, запишем (4.148) в несколько иной форме с учетом значения  $S_\lambda$ :

$$Q_0 = E_b / N_0, \quad (4.150)$$

где  $N_0$  — однополосная спектральная плотность шума на входе ФПУ, в оптическом диапазоне  $N_0 = h\nu$ ;  $E_b$  — энергия сигнала на информационный символ. Полученный параметр широко используется при сравнении радиотехнических систем связи СВЧ диапазона и для бинарных ЦСП оптического диапазона выражается в фотонах на бит при заданной вероятности ошибки.

Для удобства рассмотрения ФПУ, входящих в состав СКС с различными схемами модуляции, приема и демодуляции, в соответствии с [143] введем следующую классификацию по степени когерентности, разделив все ФПУ на три основные категории:

высокого уровня когерентности (ВКФПУ), в которых фаза принятого оптического сигнала непосредственно сравнивается с фазой восстановленного из него с помощью оптической схемы ФАП опорного сигнала;

среднего уровня когерентности (СКФПУ), в которых последетекторная обработка производится с учетом фазовых соотношений в электрическом сигнале, а местный оптический опорный генератор (гетеродин) служит для понижающего преобразования частоты из оптического в радиочастотный диапазон, в котором указанная обработка осуществляется более простыми и эффективными средствами;

низкого уровня когерентности (НКФПУ), в которых оценивается уровень мощности сигнала в определенной полосе частот без использования информации о его фазе. В этом случае, как и в СКФПУ, оптический гетеродин входит в состав понижающего преобразователя частоты, и устройство можно считать когерентным только в смысле, указанном во введении.

К первой категории (ВКФПУ) относятся гомодинные ФПУ СКС с ИКМ АМ и ИКМ ФМ, для которых требуются наименьшие уровни приема. Другим достоинством этих устройств считается простота структурной схемы, что однако достигается за счет самых жестких требований к параметрам элементов схемы ФАП, структура которой ничем не отличается от аналогичной схемы радиочастотного диапазона, и качеству передаваемого сигнала.

Вторую наиболее многочисленную категорию (СКФПУ) составляют гетеродинные ФПУ СКС с ИКМ ФМ, ЧМ и АМ и когерентной демодуляцией, гетеродинные ФПУ СКС с фазоразностной демодуляцией (ИКМ ФРМ), в которых информация содержится в разности фаз несущей для двух последовательных тактовых интервалов, а также гетеродинные ФПУ СКС с получившими за последнее время широкое распространение в радиосвязи специфичными схемами цифровой частотной модуляции с непрерывной фазой на границах тактовых интервалов (ИКМ ЧМНФ) и минимальной частотной модуляции (ИКМ МЧМ). Последняя соответствует ИКМ ЧМНФ с девиацией, равной половине тактовой частоты, что позволило существенно сузить спектр передаваемого сигнала. Демодуляция в системе с ИКМ ФМ обычно осуществляется с помощью электрической схемы ФАП, что значительно упрощает требования к параметрам ее составных элементов, в системах с ИКМ ЧМ и АМ — с помощью синхронного детектора, а в остальных — посредством автокорреляционного детектирования с временем задержки, равным тактовому периоду для СКС с ИКМ ФРМ и зависящему от девиации в СКС с ИКМ ЧМНФ и МЧМ. По сравнению с ФПУ первой категории их достоинствами являются упрощение требований к элементам структурной схемы и уменьшение чувствительности к степени монохроматичности излучения лазеров ООГ и оптического передатчика, а недостатками — несколько большая требуемая мощность приема и повышенная сложность схем последетекторной обработки.

В третью категорию входят гетеродинные ФПУ СКС с ИКМ АМ и ЧМ, в которых демодуляция осуществляется после понижающего преобразования в радиочастотный диапазон некогерентными методами с помощью детектора огибающей в первой системе и одно- и двухполосной фильтрации или частотного дискриминатора во второй системе. Основным достоинством этих устройств по

сравнению с ФПУ более высокого уровня когерентности является относительная простота структурной схемы всего приемника и метода последетекторной обработки, при котором требуемая ширина линии излучения полупроводниковых лазеров передатчика и приемника может иметь один порядок со скоростью передачи, что позволяет применять более простые схемы частотной селекции. При этом проигрыш в чувствительности приема по сравнению с ФПУ СКС с ИКМ АМ и ЧМ второй категории составляет теоретически всего лишь 0,5 ... 2 дБ (на практике еще меньше) в зависимости от способа некогерентного детектирования, в связи с чем вряд ли рационально идти ради этого на существенное усложнение схемы последетекторной обработки, получающееся при когерентной демодуляции.

Данная классификация может быть также распространена и на считающиеся в настоящее время практически непригодными ФПУ с непосредственным обнаружением сигналов с когерентными видами модуляции (ИКМ ЧМ, ФМ) с помощью различного рода интерферометров, формирующих на выходе оптический сигнал с модуляцией по интенсивности (ИКМ АМ), который затем может быть обработан с помощью гетеродинного или гомодинного приемника. Например, ФПУ системы с ИКМ ЧМ, в котором последовательно осуществляется ЧМ—АМ-преобразование, например, с помощью интерферометра Майкельсона, гетеродинное детектирование и некогерентная демодуляция, можно отнести к третьей категории, а ФПУ системы с ИКМ ФМ — к первой или второй категории — в зависимости от принятого способа обработки преобразованного в интерферометре сигнала с ИКМ АМ. Не будут выходить за рамки классификации и ФПУ СКС с фазоразнесенным приемом, которые в последнее время теоретически и экспериментально исследуются как перспективное решение для скорости передачи более 1 Гбит/с [79]. Так, рассмотренные в [79] варианты ФПУ с различными видами демодуляции подходят под определение ФПУ среднего уровня когерентности, и нет необходимости выделять их в отдельный тип приемника.

Результаты сравнения по требуемой средней мощности принятого оптического сигнала при заданной вероятности ошибки (порогу чувствительности) для идеализированных моделей ФПУ различных категорий показаны в виде диаграммы на рис. 4.24, а. Здесь же для сопоставления приведены данные расчета реальной модели ФПУ ВОСПД при длине волны 1,5 мкм. Как видно из рисунка, разница в чувствительности ФПУ СКС с ИКМ АМ и ВОСПД примерно соответствует рис. 4.21 при вероятности ошибки  $10^{-9}$ .

Если критерием сравнения является не средняя, а пиковая мощность приема, то результаты несколько отличаются, поскольку для ИКМ АМ пиковое значение мощности в 2 раза больше, чем среднее, а для ИКМ ЧМ и ФМ они равны друг другу. Это создает некоторую путаницу при оценке различных СКС, так как японские исследователи [например, 80, 81], как правило, используют пиковую мощность, а европейские [например, 82, 83] — среднюю при отсутствии специального указания об этом. Результаты аналогичного сопоставления по пиковой мощности приема приведены на рис. 4.24, б. Здесь же цифрами в кружках для каждого типа ФПУ даны результаты расчета введенной ранее чувствительности приема в фотонах на бит информации при вероятности ошибки  $10^{-9}$ .

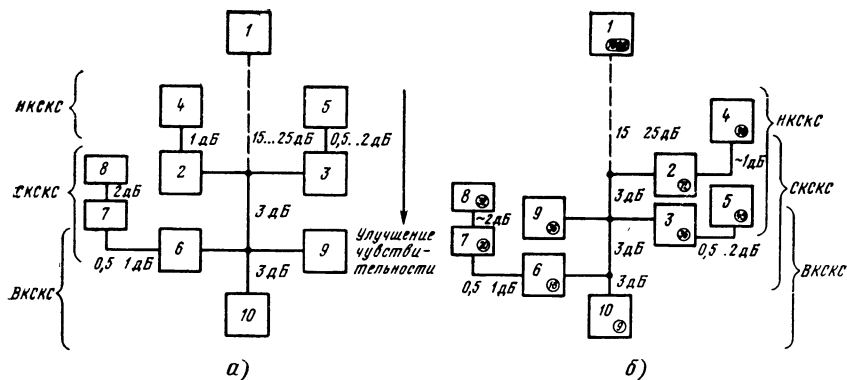


Рис. 4.24. Сравнение идеализированных моделей ФПУ СКС по уровням средней (а) и пиковой (б) мощности принятого оптического сигнала:

1 — ФПУ ВОСПД; 2 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ АМ и когерентной демодуляцией; 3 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ ЧМ и когерентной демодуляцией; 4 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ АМ и некогерентной демодуляцией; 5 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ ЧМ и некогерентной демодуляцией; 6 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ ФМ; 7 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ ФРМ; 8 — гетеродинный ФПУ СКС с ИКМ ЧМФ и МЧМ; 9 — гомодинный ФПУ СКС с ИКМ АМ; 10 — гомодинный ФПУ СКС с ИКМ ФМ

для случая применения идеализированных моделей ФПУ. Согласно расчету чувствительность идеального ФПУ ВОСПД составляет 21 фотон/бит, однако с учетом тепловых шумов она увеличивается в 50...100 раз, что примерно совпадает с чувствительностью реального ФПУ.

Как видно из приведенного сравнения, наиболее чувствительными являются гомодинные ФПУ СКС с ИКМ ФМ, а наименее — гетеродинные ФПУ СКС с ИКМ АМ и некогерентной демодуляцией, что полностью соответствует аналогичным соотношениям в ЦСП СВЧ диапазона. Однако как уже отмечалось, гетеродинные СКС с ИКМ АМ и ЧМ имеют относительно простую структуру схемы приемника и предъявляют наименьшие требования к параметрам его элементов, так что можно с большой долей уверенности предсказать, что эти системы будут практически разрабатываться уже в 90-х гг.

## 4.6. ФОТОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ ОПТИЧЕСКИМ УСИЛИТЕЛЕМ

Альтернативным вариантом уменьшения порога чувствительности ФПУ является использование на входе предварительного оптического усилителя (ПОУ).

В общем для ВОСП перспективными считаются как волоконные усилители, действие которых основано на различных нелинейных эффектах в одномодовом волоконном световоде [84], так и полупроводниковые лазерные усилители, которые по конструкции соответствуют лазерному диоду. Однако в настоящее время уровень исследования последних гораздо ближе к практической реализации,

к тому же с их помощью можно создать приемный оптический модуль интегральной структуры, поэтому рассмотрение будет производиться только для лазерных усилителей.

В качестве ПОУ в основном исследуются усилители бегущей волны (УБВ) и резонансные усилители (РУ). Первые представляют собой усилители нерезонансного типа, в которых эффект оптического усиления наблюдается при распространении входного излучения в инвертированной за счет действия накачки среде активного слоя полупроводникового лазера с просветленными (т. е. не отражающими) торцами, чтобы не образовывался лазерный резонатор Фабри — Перо. Вторые конструктивно ничем не отличаются от полупроводникового лазера, а эффект усиления и отсутствие лазерной генерации обеспечиваются за счет того, что уровень постоянного тока инжекции (накачки) в рабочем режиме выбирается близким, но все-таки ниже порогового значения.

Проведем сравнительную оценку усилителей по основным характеристикам, требуемым в тракте предварительного усиления входного сигнала ФПУ.

Как известно, коэффициент усиления света в активной среде за один проход  $G_0$ , соответствующий коэффициенту усиления идеального УБВ, в области, далекой от насыщения, выражается формулой [85]

$$G_{y.б.в} = G_0 = \exp [(\theta_{ог} g_m - \alpha) L_0], \quad (4.151)$$

где  $\theta_{ог}$ ,  $\alpha$ ,  $L_0$  — соответственно коэффициент оптического ограничения, усредненный коэффициент потерь и длина активной области усилителя;  $g_m$  — максимальный коэффициент усиления света в полупроводнике, аппроксимирующий зависимость [86]

$$g_m = a(n - n_0) - a_2(\lambda - \lambda_0)^2. \quad (4.152)$$

Здесь  $a$ ,  $a_2$  — постоянные;  $n$  — концентрация носителей заряда в активной области;  $n_0$  — концентрация носителей, соответствующая состоянию прозрачности полупроводника (порогу усиления);  $\lambda$  — длина волны оптического сигнала;  $\lambda_0$  — длина волны, соответствующая максимуму усиления. Из (4.151) и (4.152) можно определить относительную полосу усиления УБВ по уровню 3 дБ;

$$\delta_{y.б.в} = \frac{2\Delta\nu}{\nu_0} = \frac{2N_a}{\lambda_0} \sqrt{\frac{\ln 2}{a_2 \theta_{ог} L_0}}, \quad (4.153)$$

где  $N_a$  — показатель преломления активной среды. Как следует из (4.15) и (4.153), коэффициент усиления и полоса УБВ определяются конструкцией, режимом работы и длиной активного элемента. С увеличением  $L_0$  коэффициент усиления увеличивается, а полоса уменьшается.

При расчете характеристик резонансного оптического усилителя необходимо учитывать отражения от торцов активного элемента и многократность прохода излучения в активной области. Коэффициент усиления резонансного усилителя [87]

$$G_{py} = G = \frac{(1 - \Gamma_1)(1 - \Gamma_2)G_0}{(1 - \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} G_0)^2}, \quad (4.154)$$

где  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$  — соответственно коэффициенты отражения от входного и выходного торцов.

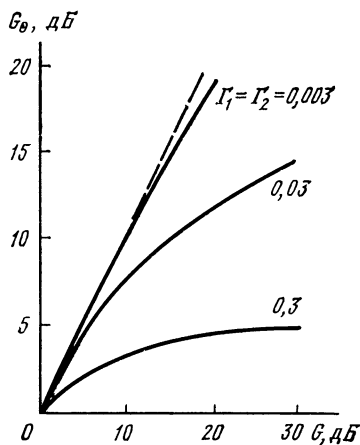


Рис. 4.25. Коэффициент усиления резонансного ПОУ

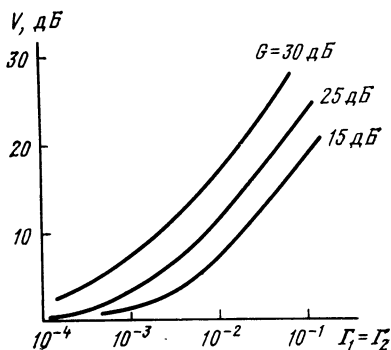


Рис. 4.26. Уровни пульсации коэффициента усиления резонансного ПОУ

На рис. 4.25 приведены результаты расчета по (4.154) для различных значений коэффициентов отражения от торцов, считая  $\Gamma_1 = \Gamma_2$ . Здесь же штриховой линией показана характеристика идеального УБВ, коэффициент усиления которого рассчитывается на основе (4.151). На рисунке нижняя кривая соответствует случаю отсутствия на торцах усилителя просветляющих покрытий ( $\Gamma_1 = \Gamma_2 \approx 0,3$ ). Как следует из рисунка, по мере уменьшения коэффициентов отражения характеристика усиления резонансного усилителя приближается к идеальному УБВ. Кроме того, для получения коэффициента усиления РУ с непросветленными торцами 30 дБ достаточно иметь коэффициент усиления за один проход всего лишь 5 дБ.

Однако из-за многомодовости резонатора Фабри — Перо в спектре характеристики усиления РУ возникают периодические пульсации, относительный уровень которых определяется выражением [86]

$$V = \left( \frac{1 + \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} G_0}{1 - \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} G_0} \right)^2. \quad (4.155)$$

Результаты расчета по (4.155) приведены на рис. 4.26. Как следует из рисунка, при коэффициенте усиления РУ с непросветленными торцами больше 15 дБ уровень пульсаций превышает 20 дБ, так что полоса такого резонансного усилителя по уровню 3 дБ будет соответствовать полосе одной продольной моды резонатора Фабри — Перо, относительная ширина которой [86]

$$\delta_{p.y} = \frac{2\Delta\nu}{\nu_0} = \frac{\lambda_0}{\pi N_a L_0} \arcsin \left\{ \frac{1}{2} \left( \frac{1 - \Gamma_1)(1 - \Gamma_2)}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} G_{p.y}} \right)^{0,5} \right\}. \quad (4.156)$$

Из (4.156) следует, что при достаточно больших значениях коэффициента усиления произведение  $\Delta\nu \sqrt{G_{p.y}}$  является постоянной величиной, в то время



как в УБВ полоса не зависит от коэффициента усиления (см. (4.153)), что является его несомненным достоинством. Для конкретного сравнения рассчитаем по (4.153) и (4.156) значения относительной полосы усилителей обоих типов при следующих параметрах:  $\lambda_0 = 1,5$  мкм;  $N_a = 3,4$ ;  $L_0 = 500$  мкм;  $\theta_{ог} = 0,4$ ;  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0,3$ ;  $a_2 = 0,15$  см $^{-1}$ ·нм $^{-2}$ ;  $G_{py} = 15$  дБ. Подставляя значения в приведенные выражения, получаем  $\delta_{y,б,в} = 0,07$ , что в абсолютном измерении составляет  $1,4 \cdot 10^{13}$  Гц, а  $\delta_{p,y} = 5 \cdot 10^{-5}$ , что составляет  $10^{10}$  Гц, т. е. более чем на 3 порядка меньше.

Рассмотрим шумовые характеристики оптических усилителей. На выходе усилителя помимо информационного сигнала присутствуют усиленные дробовые шумы, возникающие вследствие квантовой природы передаваемого оптического сигнала, и собственные дробовые шумы, представляющие собой усиленное спонтанное излучение активного элемента. Кроме того, при фотодетектировании образуются дополнительные шумы биений спектральных составляющих сигнала и спонтанного излучения и только спонтанного излучения. Дисперсия полного шума на выходе оптического усилителя (точнее, на входе фотодетектора) [86, 87]

$$\sigma_{п.о.у}^2 = GP_0/(h\nu) + n_{sp}m_t(G-1)\Delta f_1 + 2G(G-1)n_{sp}\chi P_0/(h\nu) + (G-1)^2 m_t \Delta f_2 n_{sp}^2, \quad (4.157)$$

где  $P_0$  — средняя мощность входного сигнала;  $n_{sp}$  — параметр инверсии населенностей, для полупроводника  $n_{sp} = n/(n - n_0)$ ;  $m_t$  — число эффективных поперечных мод;  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  — эквивалентные шумовые полосы по усиленному спонтанному шуму и по шуму биений спектральных составляющих спонтанного излучения;  $\chi$  — коэффициент избыточного шума вследствие отражения от входного торца. При  $G$ ,  $G_0 \gg 1$

$$\chi \approx (1 + \Gamma_1 G_0)/(1 - \Gamma_1). \quad (4.158)$$

В (4.157) первый член правой части определяется дробовым шумом сигнала, второй — усиленным спонтанным излучением, третий — шумом биений спектральных составляющих сигнала и спонтанного излучения, а четвертый — шумом биений спектральных составляющих спонтанного излучения.

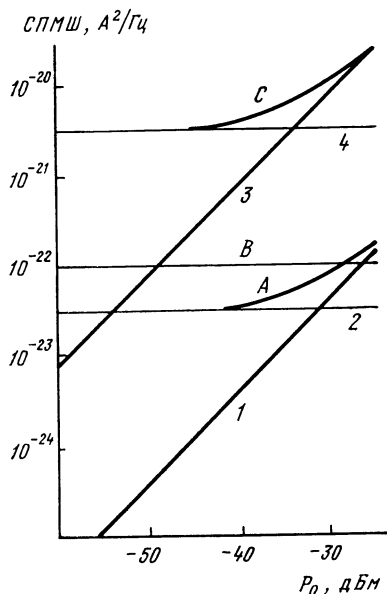
В идеальном УБВ  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$  соответствуют его полосе, а  $\chi = 1$  (см. (4.158)). Результаты расчета с помощью (4.157), (4.134) спектральной плотности мощности составляющих полного шума (СПМШ) в нагрузке фотодиода при коэффициенте усиления идеального нерезонансного ПОУ 20 дБ приведены на рис. 4.27. Здесь цифры 1—4 соответствуют вкладам слагаемых правой части (4.157), а  $A$ ,  $B$  и  $C$  означают суммарный уровень дробового шума сигнала и спонтанного излучения, приведенный уровень теплового шума и уровень полного шума соответственно. Как следует из рисунка, при мощности входного сигнала более —34 дБм доминирующим становится шум биений спектральных составляющих сигнала и спонтанного излучения. При этом выражение для отношения сигнал-шум идеализированного ФПУ с ПОУ на входе существенно упрощается [87]:

$$(C/S)_{п.о.у} = 2\eta P_0/(h\nu B_n n_{sp} \chi). \quad (4.159)$$

Рис. 4.27. Зависимость спектральной плотности мощности шума в нагрузке фотодиода от мощности на входе ПОУ ( $\eta = n_{sp} = m_t = 1$ ,  $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta\nu$ ;  $\lambda = 1,5$  мкм;  $\gamma_{ш}^2 = 10$  пА/√Гц)

Данное выражение отличается от выражения для отношения сигнал-шум идеализированной модели гомодинного ФПУ СКС с ИКМ ФМ (см. 4.145) на  $n_{sp}\chi$ . Оценивая степень ухудшения, можно при больших значениях  $g_m$  принять  $n_{sp} = 1,5$  [87]. Кроме того, для РУ с непросветленными торцами  $\chi = 2$  при коэффициенте усиления 20 дБ [87], а для УБВ, как уже отмечалось,  $\chi = 1$ . Тогда степень ухудшения отношения сигнал-шум в сравнении с рассмотренным в предыдущем параграфе гомодинным ФПУ, имеющим наилучшую чувствительность среди ФПУ СКС, при использовании на входе резонансного оптического усилителя составляет около 6 дБ, а при использовании идеального усилителя бегущей волны — около 1,8 дБ.

Таким образом, можно сделать вывод о принципиальной целесообразности применения предварительного оптического усилителя на входе ФПУ. Среди двух наиболее перспективных типов лазерных усилителей усилитель бегущей волны при сравнимом коэффициенте усиления обеспечивает несколько лучшее предельное отношение сигнал-шум и существенно более широкую полосу пропускания. Более конкретное рассмотрение с учетом различных условий работы усилителя проведено в гл. 6 при обсуждении характеристик ФПУ систем когерентной связи.



## ГЛАВА 5.

### Фотоприемное устройство с прямым детектированием

#### 5.1. ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Приемник излучения и его рабочий режим выбираются, исходя из заданных спектрального диапазона, порога чувствительности

ности, быстродействия. В большинстве случаев приходится делать выбор между *pin*-фотодиодом и ЛФД. Последний хотя и позволяет выиграть в пороге чувствительности в  $\bar{M}$  раз (при ограничении шумами схемы), работает в меньшем диапазоне температур, часто требует повышенного напряжения питания, стабилизации режима. Надежность ЛФД, включенного в конкретную схему, может оказаться меньше надежности *pin*-фотодиода. Уступает ЛФД *pin*-диоду и в пределах линейности характеристики детектирования. Спектральный диапазон прибора в основном определяется материалом. Для диапазона 0,85 мкм используются кремниевые диоды, для 1,3 и 1,55 мкм — диоды на основе германия и полупроводниковых соединений. Граничная частота фотодиода должна быть больше верхней частоты требуемого частотного диапазона.

Определим влияние режима работы *pin*-фотодиода на порог чувствительности ФПУ. Спектральная плотность эквивалентного шумового тока в плоскости генератора фототока может быть найдена из (4.53) и (4.54):

$$\frac{di_{ш.э}^2}{df} = 2qI_{\tau} + 4kT_0 \left[ \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_n} + \omega^2 C_d^2 R_n \left( 1 + \frac{R_n}{R_n} \right) \right] + \\ + 4kT_0 \left[ \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_n} + \omega^2 C_d^2 R_n \left( 1 + \frac{R_n}{R_n} \right) \right] \left( \frac{G_{ш}}{G'_d} + \frac{4R_n G_y}{K'_{вх}} \right). \quad (5.1)$$

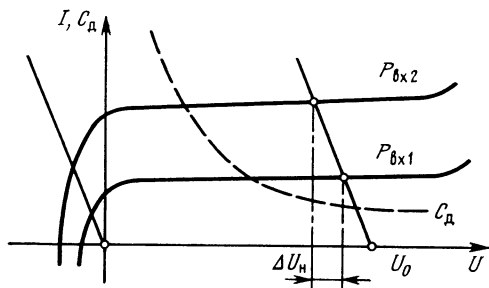
Для увеличения отношения сигнал-шум необходимо обеспечить в пределах спектра сигнала как можно меньшую плотность шумового тока. Первый член (5.1) связан с шумом темнового тока, второе слагаемое характеризует тепловой шум фотодиода и резистора нагрузки, третье слагаемое — шум транзистора. Таким образом, желательно иметь возможно малый темновой ток диода.

В большинстве случаев, когда  $1/R_d \ll 1/R_n$ , тепловой шум определяется резистором нагрузки  $R_n$ . Только на высоких частотах, где  $\omega > 1/(C_d \sqrt{R_n R_n})$ , основной вклад в тепловой шум вносит последовательное сопротивление диода  $R_n$ . Если нагрузка выбрана таким образом, что интегрирования сигнала во входной цепи не происходит, то вклад шума  $R_n$  оказывается незначительным, по сравнению с вкладом резистора нагрузки. Тепловой шум уменьшается по мере уменьшения емкости диода и увеличения сопротивления  $R_n$ .

Наибольшее влияние на порог чувствительности ФПУ оказывают шумы транзистора. Подставляя  $G'_d$  из (4.31) и  $K'_{вх}$  из (4.33) в (5.1), получаем спектральную плотность шумового тока транзистора

$$\frac{di_{ш.тр}^2}{df} = 4kT_0 \{G_{ш} + R_{ш} [(G'_d + G_y)^2 + (B'_d + B_y)^2]\}. \quad (5.2)$$

Рис. 5.1. Вольт-амперные, вольт-фарадная характеристики фотодиода и нагрузочные прямые ( $P_{вх2} > P_{вх1}$ )



Согласно (4.31) и (4.32)  $G'_d \approx 1/R_d + 1/R_n + \omega^2 C_d^2 R_n (1 + R_n/R_p)$ ;  $B'_d \approx \omega (C_d + C_m)$ . Следовательно, для снижения шума транзистора требуется, чтобы фотодиод обладал возможно малой емкостью  $C_d$ , а сопротивление резистора нагрузки было достаточно велико.

На рис. 5.1 показаны статические характеристики *pin*-фотодиода и нагрузочные прямые, построенные для двух случаев. В первом случае напряжение смещения на диоде равно нулю (фотогальванический режим), во втором — напряжение смещения равно  $U_0$  (фотодиодный режим). Сплошными линиями на рисунке изображены вольт-амперные характеристики для двух значений входной оптической мощности  $P_{вх}$ , штриховая линия показывает зависимость барьерной емкости диода от напряжения смещения. При одном и том же изменении входной мощности  $\Delta P_{вх} = P_{вх2} - P_{вх1}$  и одинаковой нагрузке изменение напряжения нагрузки  $\Delta U_n$  в фотодиодном режиме оказывается больше, чем в фотогальваническом. В этих режимах получаются разная толщина области пространственного заряда и разные коэффициенты собирания  $\gamma$ . При высоких частотах модуляции света разница между напряжениями сигнала оказывается больше, чем это следует из статических характеристик.

Следовательно, в фотодиодном режиме удастся реализовать напряжение сигнала несколько больше, чем в фотогальваническом. Разница между напряжениями сигнала в этих режимах снижается по мере уменьшения сопротивления нагрузки.

В фотогальваническом режиме уменьшается шум темнового тока (при  $U_0 = 0$ ,  $I_T = 0$ ), но возрастает тепловой шум диода, так как происходит уменьшение  $R_d$ . В результате существенного возрастания емкости диода здесь увеличивается уровень шума транзистора. Таким образом, для увеличения отношения сигнал-шум необходимо использовать фотодиодный режим<sup>1</sup>. Максимальное на-

<sup>1</sup> Сделанный вывод относится к диодам с относительно высоким  $R_d$ . Для длины волны 10,6 мкм используются фотодиоды из CdHgTe, у которых  $R_d$  имеет порядок 1 ... 10 кОм [41]. Некоторые из них имеют максимум  $R_d$  при нулевом смещении. Тогда оптимальным может оказаться фотогальванический режим [147].

пряжение смещения ограничивается возникновением электрического пробоя и увеличением темнового тока. При выборе режима работы приходится учитывать также влияние напряжения смещения на быстродействие прибора и спектральную характеристику. С ростом напряжения смещения увеличивается быстродействие, возрастает квантовая эффективность в длинноволновой области оптического спектра.

Отношение сигнал-шум возрастает по мере увеличения сопротивления нагрузки. При малом входном сопротивлении усилителя  $R_{вх}$  величину  $R_n$  выбирают больше, чем  $R_{вх}$ . При большом входном сопротивлении усилителя максимум  $R_n$  ( $R_n < R_{вх}$ ) определяется допустимыми частотными искажениями во входной цепи. Завал амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот может быть скомпенсирован в последующих усилительных каскадах или фильтре. Однако пределы коррекции ограничены. На рис. 5.2 показаны схемы подключения фотодиода и резистора нагрузки к входу усилителя. В схемах с *pin*-фотодиодами не предъявляется высоких требований к стабильности напряжения смещения. Низкочастотная пульсация напряжения  $U_0$  может лишь вызывать изменение крутизны транзистора и привести к появлению паразитной амплитудной модуляции сигнала. Если  $R_d \gg R_n$ , то схема, изображенная на рис. 5.2, а, менее чувствительна к пульсациям, чем схема на рис. 5.2, б. Вместе с тем во второй схеме удастся получить меньшую емкость монтажа.

В случае применения ЛФД максимальное значение  $R_n$  может ограничиваться допустимыми нелинейными искажениями (см. гл. 2). Благодаря внутреннему усилению в ЛФД сопротивление нагрузки меньше влияет на порог чувствительности. Напряжение смещения должно обеспечивать проникновение поля в область поглощения света и необходимый коэффициент умножения. Для каждого экземпляра ЛФД существует свое оптимальное напряжение смещения, при котором отношение сигнал-шум достигает максимума (см. гл. 4). Поскольку коэффициент умножения  $M$  существенно зависит от напряжения на диоде (2.10), требуется высокая стабильность рабочего режима. При повышении рабочей темпера-

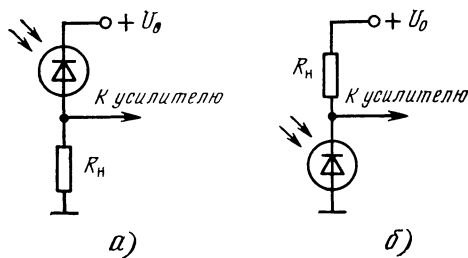
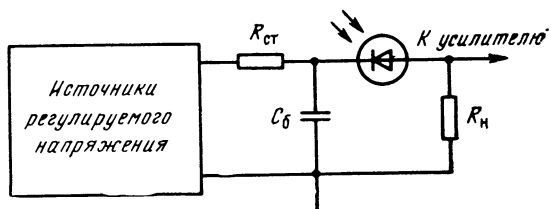


Рис. 5.2. Схемы подключения фотодиода и сопротивления нагрузки к входу усилителя

Рис. 5.3. Схема питания ЛФД:  
 $R_{ст}$  — резистор, предназначенный для стабилизации лавинного тока;  $C_6$  — блокировочный конденсатор



туры в ЛФД возрастает ток, снижается лавинное усиление (см. рис. 2.15) и увеличивается пробивное напряжение  $U_{пр}$ . Для сохранения необходимого коэффициента лавинного умножения с ростом температуры приходится увеличивать напряжение смещения. Для питания цепи смещения ЛФД может использоваться как источник тока, так и напряжения. В последнем случае последовательно с диодом включают стабилизирующее сопротивление. На рис. 5.3 показана возможная схема питания ЛФД. Источник напряжения должен предусматривать как ручную, так и автоматическую регулировки. С помощью первой выбирают рабочий режим диода в процессе настройки, вторая необходима для компенсации влияния температуры и расширения динамического диапазона (схема АРУ, см. рис. 1.1).

## 5.2. ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ ВХОДНОГО КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ

От выбора типа транзистора, используемого во входном каскаде, зависит шум усилительной схемы. В случае применения *p-i-n*-фотодиода порог чувствительности определяется шумами схемы, здесь роль транзистора входного каскада особенно велика. Если же в схеме ФПУ применяется ЛФД, шум схемы имеет меньшее значение, а при больших коэффициентах умножения совсем не влияет на порог чувствительности (см. гл. 4). Сравним возможности применения полевых и биполярных транзисторов, работающих в паре с *p-i-n*-фотодиодом.

Предположим, что нагрузкой фотодиода по переменному току является входное сопротивление транзистора первого каскада. Тогда на относительно низких частотах в случае применения полевого транзистора удастся получить больший коэффициент передачи входной цепи  $K_{вх}$  по сравнению с биполярным транзистором (см. рис. 4.3). На высоких частотах биполярный транзистор обеспечивает лучшую передачу энергии во входной цепи. Модуль выходного сопротивления фотодиода уменьшается с ростом частоты. В полевом транзисторе достигается меньший коэффициент шума при высокоомном источнике сигнала, в биполярном — при низкоомном источнике. Эквивалентный шумовой ток фотодиода, опреде-

ляемый шумами усилительной схемы с биполярным и полевым транзисторами, описывается выражениями (4.94) и (4.95) соответственно. В этих формулах  $I_2$  и  $I_3$  — интегралы Персонака, зависящие только от формы посылок цифрового сигнала на входе и выходе линейного тракта ФПУ;  $B$  — скорость передачи дискретной информации. Сопротивление шума  $R_{ш}$  от  $B$  не зависит. На рис. 5.4 показаны графики функции  $\overline{i_{сх}^2}(B)$ . Порог чувствительности при заданном коэффициенте ошибок оказывается пропорциональным  $\sqrt{\overline{i_{сх}^2}}$  (4.106). Следовательно, при меньших скоростях передачи должен использоваться полевой транзистор, при больших — биполярный. По мере уменьшения входной емкости  $C_{з.и}$  или увеличения крутизны  $y_{21}$  расширяется диапазон скоростей передачи  $B$ , где целесообразно применение полевого транзистора. Для кремниевых полевых транзисторов с  $p$ — $n$ -переходом эта граница составляет десятки мегабит в секунду (до 100 Мбит/с), для СВЧ транзисторов с коротким каналом из арсенида галлия предел превышает 1 Гбит/с [56].

Рассмотрим сначала способы уменьшения шума в схеме с полевым транзистором. Выражение (4.95) характеризует шум схемы. В этом выражении не учитывается ток утечки затвора  $I_{з.у}$ , который в большинстве случаев бывает мал. При необходимости его можно учесть добавлением к (4.95) слагаемого  $2qI_{з.у}BI_2$ . Минимально возможный уровень шума получается из (4.95) при  $R_n \rightarrow \infty$ . В этом случае или при работе на относительно больших  $B$  шум определяется только вторым слагаемым (4.95). Малым шумом будут обладать транзисторы с максимальным отношением  $y_{21}/C_{з.и}^2$ . Самым большим отношением  $y_{21}/C_{з.и}^2$  обладают транзисторы из арсенида галлия. Однако вследствие больших избыточного шума и тока утечки их следует применять на более высоких частотах. При использовании относительно низких  $B$  или малых  $R_n$  в общем шуме преобладает вклад первого слагаемого (4.95).

Поскольку шумовое сопротивление  $R_{ш}$  пропорционально  $1/y_{21}$ , то для снижения шума желательно увеличивать крутизну  $y_{21}$ . Возрастание крутизны можно получить при параллельном соединении

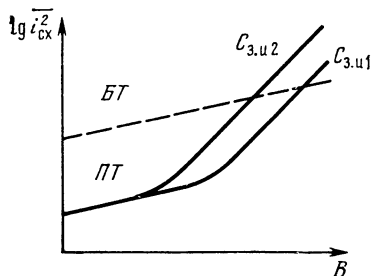


Рис. 5.4. Зависимость шумов схемы от скорости передачи для полевого и биполярного транзисторов ( $C_{з.и2} > C_{з.и1}$ )

транзисторов, однако при этом возрастает входная емкость. Существует оптимальное число транзисторов, включенных параллельно. Оно примерно соответствует равенству суммарной входной емкости и емкости фотодиода [54]. Напряжение смещения на затворе также выбирается, исходя из минимума шума. Если в общем уровне шума преобладает вклад первого слагаемого, то нужно уменьшить напряжение смещения. При этом возрастут крутизна и входная емкость, может несколько увеличиваться ток утечки затвора. Если же шум определяется вторым слагаемым, для увеличения отношения  $y_{21}/C_{3.н}^2$  надо увеличивать напряжение смещения. Оптимум напряжения смещения может соответствовать случаю, когда вклады первого и второго слагаемых (4.95) станут соизмеримыми.

Для получения маломушмящего усиления в схеме с биполярным транзистором требуются транзисторы с возможно большим коэффициентом усиления по току базы  $\beta$ , малой входной емкостью и сопротивлением базы  $r_6$ , имеющие запас по граничной частоте. Шумовые параметры биполярного транзистора на средних частотах, выраженные с помощью (3.31) и (3.33), имеют вид:  $P_{ш} = r_6 + r_3/2$ ;  $G_{ш} = qI_K / (2kT_0\beta)$ , где  $I_K$  — ток коллектора. Полагая  $r_3 = kT_0 / (qI_K)$ , подставим  $R_{ш}$  и  $G_{ш}$  в (4.94). Тогда

$$\overline{i_{сх.б.т}^2} = \frac{4kT_0B}{R_{н}} \left( 1 + \frac{qR_{н}I_K}{2kT_0\beta} + \frac{kT_0}{2qR_{н}I_K} + \frac{r_6}{R_{н}} \right) I_2. \quad (5.3)$$

Изменение тока коллектора сопровождается изменением вкладов шума, связанных с источником шумового напряжения ( $R_{ш}$ ) и шумового тока ( $G_{ш}$ ). При некотором токе коллектора, когда второе и третье слагаемые в скобках (5.3) становятся соизмеримыми, имеет место минимум шума. Исследование (5.3) на минимум дает следующее значение оптимального тока коллектора:

$$I_{к.опт} = \frac{kT_0}{qR_{н}} V\bar{\beta} = \frac{25}{R_{н}} V\bar{\beta}. \quad (5.4)$$

Если  $R_{н} = 1$  кОм,  $\beta = 100$ , то  $I_{к.опт} = 0,25$  мА. В [5] приводится более точная формула для оптимального коллекторного тока, учитывающая входную емкость транзистора:

$$I_{к.опт} = \frac{kT_0}{qR_{н}} V\bar{\beta} \sqrt{1 + \frac{I_3}{I_1} (2\pi B C_{вх} R_{н})^2}. \quad (5.5)$$

В большинстве случаев, когда сопротивление нагрузки выбрано так, что интегрирования сигнала во входной цепи не происходит, для расчета оптимального тока коллектора можно использовать приближенную формулу (5.4).



### 5.3. СХЕМЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

После выбора приемника излучения и типа транзистора входного каскада приступают к проектированию схемы предварительного усилителя. Полное сопротивление источника сигнала и диапазон рабочих частот оказываются уже заданными. Главной задачей проектирования становится обеспечение минимального порога чувствительности. Вместе с тем дополнительно приходится учитывать специфику сигнала (наличие или отсутствие спектральных составляющих в низкочастотной области), режим работы (непрерывный поток данных или стартопный режим), необходимый динамический диапазон. Часто требования обеспечения большого динамического диапазона и малошумящего усиления оказываются противоречащими друг другу. При проектировании приходится учитывать наличие той или иной элементной базы, доступность технологии. Конкретные технологические возможности могут определить выбор схемы. Часто возникает вопрос о возможности применения стандартных усилительных микросхем. При решении этого вопроса приходится исходить из того, что интегральные микросхемы уступают по уровню шума усилителям на дискретных элементах.

Для получения малого уровня шума в первую очередь надо обеспечить минимальную входную емкость усилителя (емкость монтажа и первого каскада). Снижение монтажной емкости достигается рациональной конструкцией входной цепи, размещением приемника излучения в непосредственной близости к транзистору входного каскада. Входная емкость первого каскада включает в себя обычную входную емкость транзистора и входную динамическую емкость, обусловленную эффектом Миллера. Последняя возникает вследствие обратной связи по напряжению через проходную емкость транзистора. Входная динамическая емкость приблизительно пропорциональна произведению коэффициента усиления первого каскада по напряжению на проходную емкость. При большом коэффициенте усиления по напряжению может произойти заметное увеличение входной емкости. В то же время для уменьшения вклада в общий уровень шума последующих каскадов первый каскад должен иметь максимальное усиление мощности.

На рис. 5.5 показаны некоторые варианты схем построения входных каскадов, обладающих малой динамической емкостью. В схемах по технологическим причинам используется гальваническая связь между элементами, нагрузкой фотодиода является входное сопротивление каскада. При необходимости можно использовать отдельные цепи для постоянной и переменной составляющих тока. Применение для развязки электролитических конденсаторов может увеличить емкость монтажа и уровень шума  $1/f$ . Кружочками показаны точки схемы, в которых поддерживается

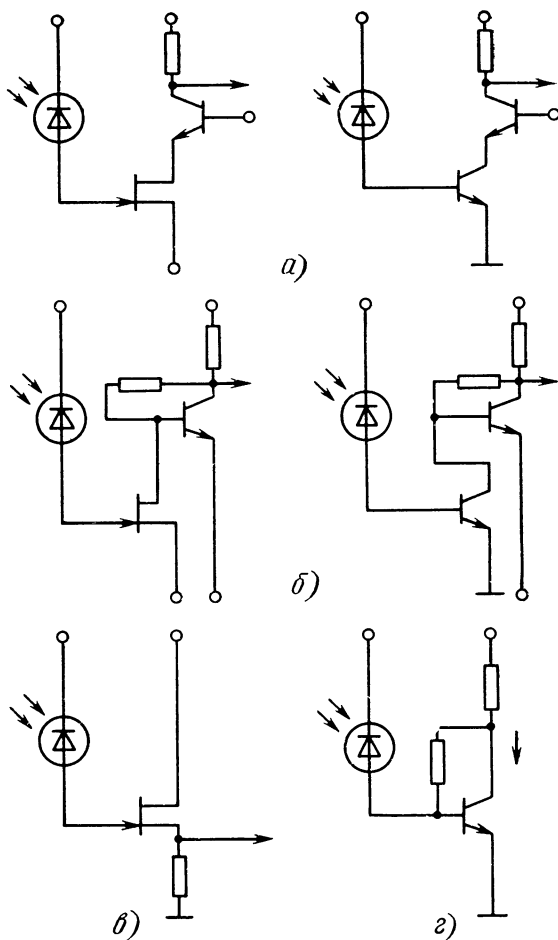


Рис. 5.5. Схемы входных каскадов предварительных усилителей:

*а* — каскодные схемы; *б* — с шунтирующей обратной связью; *в* — истоковый повторитель; *г* — усилитель тока

постоянный потенциал. Во входных каскадах могут применяться каскодные схемы, схемы с шунтирующей обратной связью, повторители (истоковый и эмиттерный), усилители тока. В каскодных схемах нагрузкой нижнего транзистора является малое входное сопротивление биполярного транзистора в схеме с общей базой. В схемах с шунтирующей обратной связью сопротивление верхнего биполярного транзистора уменьшается в результате обратной связи по напряжению. Схемы повторителей имеют коэффициент передачи по напряжению меньше единицы. В усилителях тока обе-

спечивается низкое входное сопротивление. Для них характерны высокое воздействие и увеличенный уровень шума.

Для получения малощумящего усиления применяются схемы самой различной структуры: усилители могут быть дифференциальными и недифференциальными, содержать или не содержать цепи обратной связи и согласующие цепи. Классификация схем осуществляется по нескольким направлениям. По способу преобразования сигнала во входной цепи различают усилители фотонапряжения, фототока, преобразователи ток — напряжение и др. По величине входного сопротивления усилители подразделяют на высокоимпедансные и низкоимпедансные. Усилители с глубокой обратной связью по напряжению называют трансимпедансными. Рассмотрим подробнее свойства каждой схемы.

Основные преимущества дифференциальных усилителей — это низкие требования к абсолютной величине номиналов элементов и высокая помехозащищенность. Вместе с тем дифференциальные усилители уступают обычным по шумовым характеристикам: уровень шума в них на 3... 5 дБ выше. Дифференциальные усилители применяются в монолитных интегральных схемах и в тех случаях, когда весьма важным требованием может оказаться помехозащищенность, например в вычислительных сетях.

Среди схем без обратной связи наибольшее распространение получили высокоимпедансные усилители на полевых транзисторах. Низкоимпедансные усилители применяются главным образом на СВЧ (см. гл. 7). Достоинством усилителя первого типа является возможность достижения минимального порога чувствительности, недостатки схем — сравнительно низкий динамический диапазон, высокая чувствительность к действию электромагнитных помех, необходимость индивидуальной настройки. Использование высокого входного сопротивления (единицы, десятки мегаом) приводит к интегрированию сигнала во входной цепи, вызывает частотные искажения. При этом возрастает отношение сигнала к шуму первого каскада усилителя. Уменьшение высокочастотных составляющих спектра сигнала на входе усилителя может привести к увеличению вклада шума второго каскада. Кроме того, увеличение удельного веса низкочастотных составляющих в спектре NRZ или RZ-сигналов может привести к перегрузке усилителя при повышенных уровнях оптической мощности, сокращению динамического диапазона. Допустимый завал частотной характеристики во входной цепи ограничивается ухудшением порога чувствительности либо необходимостью обеспечения заданного динамического диапазона. Частотные искажения входной цепи компенсируются с помощью высокочастотной коррекции в главном усилителе или фильтре. Вследствие разброса входных емкостей и сопротивлений транзисторов цепи коррекции для каждого экземпляра усилителя

настраиваются отдельно. Диапазон коррекции обычно не превышает 20 ... 25 дБ.

Для обеспечения минимального порога чувствительности во входной цепи осуществляют согласование по шумам. С этой целью подбирают режим транзистора, включают транзисторы параллельно и применяют согласующие четырехполюсники из реактивных элементов (схемы сложной противозумовой коррекции). Расчет шума при параллельном включении транзисторов можно вести с помощью (4.95), подставляя  $y'_{21} = y_{21}m_T$ ,  $C'_{3и} = C_{3и}m_T$ ,  $R_{ш} \approx 2/(3y'_{21})$ , где  $m_T$  — число транзисторов. При использовании этой схемы в широком диапазоне частот необходимо принимать меры против возникновения паразитных автоколебаний.

На рис. 5.6, а показана схема согласующего четырехполюсника, установленного между фотодиодом и транзистором, а на рис. 5.6, б — схема включения корректирующей индуктивности  $L_K$ . На рисунке  $C_1$  — емкость фотодиода,  $C_2$  — входная емкость транзистора,  $C_1 = (1-a)C$ ,  $C_2 = aC$ . Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы обеспечить максимум отношения сигнала к шуму. Коэффициент  $a$  имеет оптимум вблизи 0,84 [89]. Однако этот оптимум не очень сильно выражен, часто  $C_1 \approx C_2$ ,  $a = 0,5$ ,  $C = 2C_2$ .

Корректирующая индуктивность находится для аналоговой и цифровой систем по разным формулам. В первом случае, когда задана полоса рабочих частот  $\Delta f$  [89],  $L_K = 1,4/[(2\pi\Delta f)^2 a(1-a)C]$ . При  $\Delta f = 50$  МГц,  $C = 10$  пФ,  $a = 0,5$   $L_K = 5,67$  мкГн. Во втором случае, когда задана скорость передачи  $B$  [76],  $L_K = I_4/[(2\pi B)^2 a(1-a)CI_6]$ . Здесь  $I_4$  и  $I_6$  — интегралы, подобные интегралам Персона  $I_2$  и  $I_3$ :

$$I_4 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H_n(y)|^2 y^4 dy; \quad I_6 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H'_n(y)|^2 y^6 dy.$$

Как и ранее,  $H'_n$  — нормированная функция передачи, зависящая от формы входной и выходной посылок (см. гл. 4);  $y$  — нормированная частота;  $y = f/B$ .

Применение корректирующей индуктивности в сочетании с *pin*-фотодиодом позволило получить выигрыш 3,7 дБ, в отношении

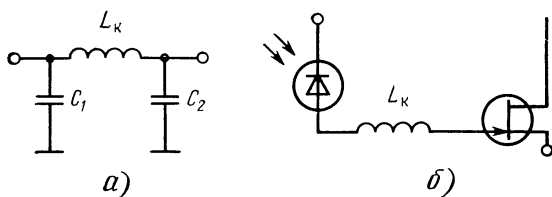


Рис. 5.6. Схемы согласующего четырехполюсника (а) и включения корректирующей индуктивности (б)

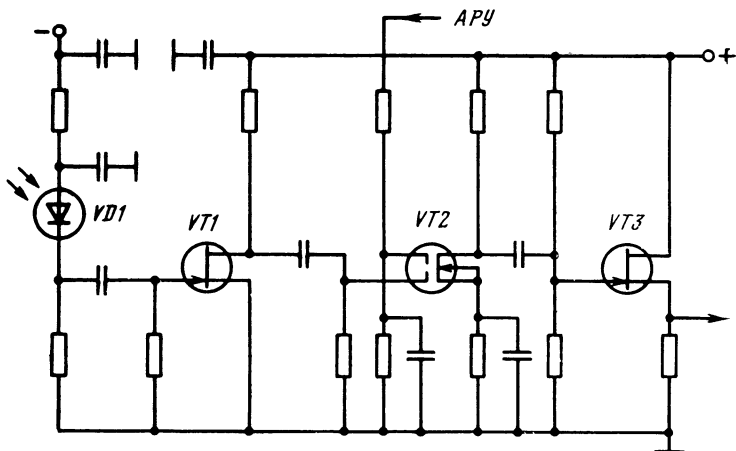
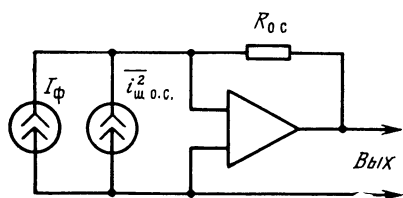


Рис. 5.7. Принципиальная схема усилителя с высоким входным сопротивлением

сигнал-шум ( $C=10$  пФ,  $a=0,5$ ) в полосе 5 МГц, в полосе 10 МГц 5,8 дБ, при 50 МГц 7,6 дБ [89]. Выигрыш в пороге чувствительности при приеме NRZ-сигнала ( $B=34$  Мбит/с) составил для тех же условий 3 дБ [76]. В схеме с ЛФД, когда каждый раз устанавливался оптимальный коэффициент умножения, выигрыш снизился до 1 дБ.

На рис. 5.7 в качестве примера приведена простая схема высокоимпедансного усилителя [90]. Входной каскад собран на малошумящем высокочастотном транзисторе VT1, обладающем малыми входной емкостью и избыточным шумом  $1/f$ . Благодаря низкой проходной емкости транзистора в первом каскаде не применялись меры для уменьшения влияния эффекта Миллера. Во втором каскаде применен двухзатворный МДП-транзистор VT2, обеспечивающий большой коэффициент усиления. Напряжение на втором затворе влияет на крутизну характеристики по первому затвору, что позволяет получать регулировку усиления. Выходной истоковый повторитель на VT3 осуществляет развязку между предварительным и главным усилителями.



Трансимпедансный усилитель содержит цепь параллельной обратной связи (рис. 5.8). Такой усилитель можно рассматривать как

Рис. 5.8. Структурная схема трансимпедансного усилителя

преобразователь фототок — напряжение. Его коэффициент преобразования, равный отношению  $u_{\text{вых}}/I_{\text{ф}}$ , имеет размерность сопротивления. С сопротивлением передачи, «трансимпедансом», и связано название схемы. При достаточно большом (бесконечном) усилении в отсутствие обратной связи сопротивление передачи равно  $R_{\text{о.с.}}$ . В отличие от схемы без обратной связи, где резистор нагрузки имеет то же сопротивление передачи ( $R_{\text{н}}=R_{\text{о.с.}}$ ), нагрузка в виде трансимпедансного усилителя усиливает мощность. Благодаря действию обратной связи происходит снижение входного сопротивления и может исчезнуть необходимость высокочастотной коррекции, увеличивается динамический диапазон. Выигрыш в динамическом диапазоне примерно равен соотношению коэффициентов усиления при разомкнутой и замкнутой цепи обратной связи [5]. Недостатком трансимпедансного усилителя является повышенный по сравнению с высокоимпедансным усилителем уровень шума, потеря устойчивости при работе в широкой полосе частот. Поскольку выходное сопротивление усилителя мало, можно считать, что  $R_{\text{о.с.}}$  параллельно подключено к фотодиоду. Тогда на эквивалентной схеме рис. 5.8 появится дополнительный источник шумового тока  $i_{\text{ш.о.с.}}^2$ , обусловленный  $R_{\text{о.с.}}$ .

Шумы сопротивления обратной связи можно рассматривать как шум сопротивления нагрузки. Расчет шумов схемы в этом случае производят с помощью (4.94) и (4.95), подставляя вместо  $R_{\text{н}}$  сопротивление  $R_{\text{о.с.}}$ . По мере увеличения последнего снижается шум и увеличивается интегрирование сигнала во входной цепи. В предельном случае, когда  $R_{\text{о.с.}} \rightarrow \infty$ , достигается уровень шума, характерный для усилителя с высоким входным сопротивлением. На практике, однако, не используют больших  $R_{\text{о.с.}}$ . По мере увеличения  $R_{\text{о.с.}}$  приходится все в большей степени учитывать существование емкости обратной связи, включенной параллельно  $R_{\text{о.с.}}$ , а также изменение входного сопротивления в диапазоне частот. В результате вновь возникает необходимость применения последующей частотной коррекции.

В качестве примера рассмотрим схему трансимпедансного усилителя с полосой пропускания 50 МГц, работающего в паре с ЛФД [91] (рис. 5.9). Транзистор  $VT1$  включен по схеме с общим эмиттером,  $VT2$  — с общим коллектором. Обратная связь осуществляется с помощью резистора  $R_{\text{о.с.}}=4$  кОм. Каскады на этих транзисторах образуют трансимпедансную часть схемы. В цепи базы  $VT2$  установлен резистор  $R_{\text{н}}$  для предотвращения паразитного самовозбуждения. Третий каскад на  $VT3$  производит дополнительное усиление и развязку. Остальные элементы схемы обеспечивают фильтрацию, режимы по постоянному току и необходимое усиление. Сопротивление передачи схемы (трансимпеданс) составило 13,7 кОм, а динамический диапазон 38 дБ.

Сравним возможные области применения рассмотренных схем.

Т а б л и ц а 5.1

| Передаваемый сигнал   |                                 |              | Порог чувстви-<br>тельности *, дБм<br>(фотон/бит) | Фотодиод   | Усилитель | Транзистор | Исполнение<br>ПРОМ | Литература |
|-----------------------|---------------------------------|--------------|---------------------------------------------------|------------|-----------|------------|--------------------|------------|
| Длина<br>волны,<br>нм | Скорость<br>передачи,<br>Мбит/с | Код. формат  |                                                   |            |           |            |                    |            |
| 1300                  | 140                             | NRZ          | —30,9<br>(37860)                                  | Ge-ФД      | ТИ        | БТ         | ГИС                | [93]       |
| 1528                  | 1200                            | NRZ          | —36,5 (1420)                                      | InGaAs-ФД  | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [35]       |
| 1300/1500             | 280                             | NRZ          | —38,9/—39,4<br>(3000/3070)                        | InGaAs-ФД  | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [94]       |
| 1300                  | 100                             | RZ           | —24,5 (230000)                                    | InGaAsP-ФД | ВИ        | ПТ         | МИС                | [95]       |
| 1478                  | 1800                            | NRZ          | —22,3<br>(24440)                                  | Ge-ЛФД     | НИ        | БТ         | ГИС                | [96]       |
| 1300                  | 150                             | RZ/NRZ       | —35/—33<br>(14000/23800)                          | Ge-ФД      | ТИ        | ПТ—БТ      | ГИС                | [97]       |
| 1300                  | 8000                            | NRZ          | —23,5 (3625)                                      | GaInAs-ЛФД | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [98]       |
| 1550                  | 2000                            | RZ           | —31,4 (2800)                                      | Ge-ЛФД     | НИ        | БТ         | ГИС                | [99]       |
| 1300                  | 100                             | 8B1C         | —42,8 (3400)                                      | Ge-ЛФД     | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [100]      |
| 1300                  | 400                             | RZ           | —39 (2000)                                        | Ge-ЛФД     | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [100]      |
| 1550                  | 565                             | NRZ          | —38 (2160)                                        | GaInAs-ЛФД | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [101]      |
| 1550                  | 280                             | NRZ          | —42, (1750)                                       | GaInAs-ЛФД | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [101]      |
| 1300                  | 1600                            | 10B1C,<br>RZ | —30<br>(4060)                                     | GaInAs-ЛФД | ВИ        | ПТ         | ГИС                | [102]      |

\* При коэффициенте ошибок  $10^{-9}$ .

ФД — pin-фотодиод; ЛФД — лавинный фотодиод; ТИ, ВИ, НИ — трансимпедансный, высокоимпедансный, низкоимпедансный усилитель соответственно; БТ — биполярный транзистор, ПТ — полевой транзистор, ГИС — гибридная ИС; МИС — монокристаллическая ИС.

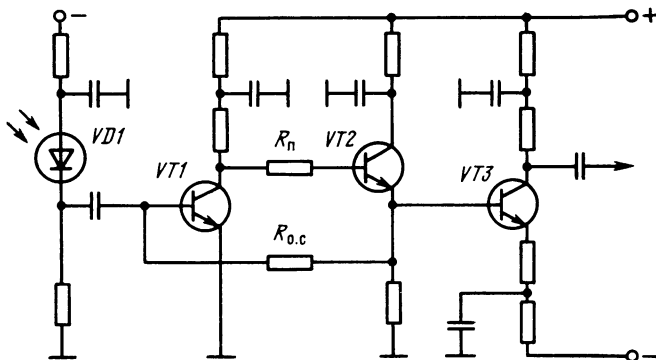


Рис. 5.9. Принципиальная схема трансимпедансного усилителя

Наименьшими шумами обладают высокоимпедансные усилители с интегрированием во входной цепи. По динамическому диапазону на первом месте оказывается трансимпедансный усилитель, за ним следуют низкоимпедансный и высокоимпедансный. По рабочему диапазону частот первенство принадлежит низкоимпедансному усилителю. В меньшем диапазоне частот возможно применение высокоимпедансного и особенно трансимпедансного усилителей. Целесообразным представляется их применение в сочетании с ЛФД, где шум схемы меньше влияет на порог чувствительности. В случае *pin*-фотодиода, когда это возможно, лучше использовать высокоимпедансный усилитель. По мере внедрения систем с повышенными скоростями передачи трансимпедансные усилители вытесняются усилителями, не имеющими глубокой обратной связи. В табл. 5.1 показаны достигнутые параметры фотоприемных модулей, использующих различные схемы предварительных усилителей.

## 5.4. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ПРИЕМНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ МОДУЛИ

Фотоприемное устройство или его входная часть, имеющие единое конструктивное оформление, называется приемным оптическим модулем (ПРОМ). Большинство модулей являются аналоговыми устройствами и не содержат схем обработки сигнала. При этом появляется возможность составления ФПУ из набора специализированных блоков, часть из которых или все являются универсальными. В настоящее время промышленность выпускает оптические модули различной степени интеграции как в гибридном, так и монокристалльном исполнении. Широкое распространение получили модули для систем с низкими (до 140 Мбит/с) скоростями передачи. В них обычно входят оптический соединитель, приемник излучения и предварительный усилитель. Модули, предназначенные для систем с высокими скоростями передачи, используют малую степень интеграции. Они включают в себя приемник излуче-



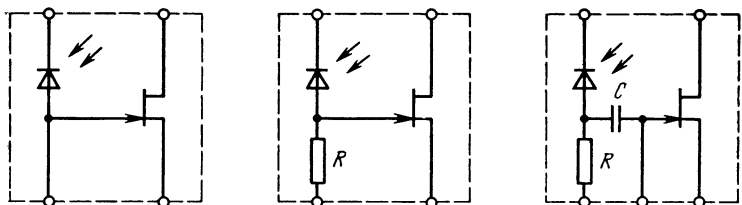


Рис. 5.10. Варианты *pin*—FET модулей ( $R$  — высокоомный резистор;  $C$  — раздельный конденсатор)

ния и транзистор первого каскада. Наиболее перспективными являются модули, содержащие интегральные *pin*—FET-структуры, комбинирующие *pin*-фотодиод с полевым транзистором FET (Field Effect Transistor). Интегральное исполнение позволяет получать существенный выигрыш в суммарной емкости входной цепи, а следовательно, и в уровне шума. Устройства с *pin*—FET-структурой лишь незначительно уступают в пороге чувствительности ФПУ с ЛФД. На рис. 5.10 показаны возможные варианты модулей с *pin*—FET-структурой.

Существуют модули, не требующие настройки, и модули, которые необходимо подстраивать. Первый тип модуля чаще всего выполнен по дифференциальной схеме и содержит трансимпедансный усилитель. Он имеет не слишком хорошие шумовые характеристики, но более удобен в эксплуатации. Второй тип использует высокоимпедансный усилитель. Он дает больше возможностей разработчику ФПУ, позволяет оптимизировать режим и получать максимум чувствительности.

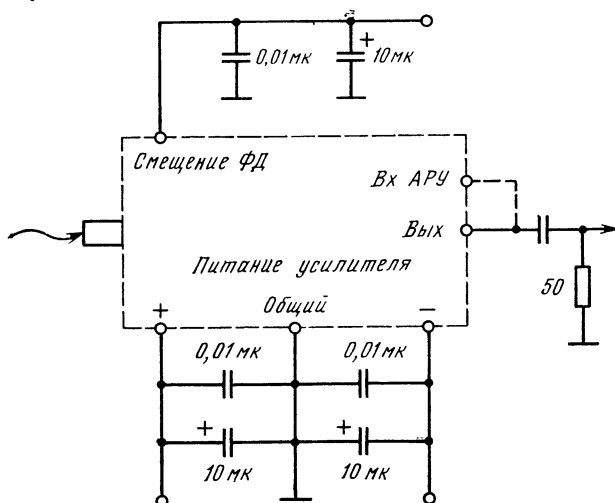


Рис. 5.11. Схема включения приемного оптического модуля первого типа

При использовании в аппаратуре модуля первого типа достаточно предусмотреть питание усилителя и фотодиода (часто фотодиод требует более высокого напряжения) и блокировку питающих цепей. На рис. 5.11 показан пример схемы включения такого модуля. В схеме используются блокировочные конденсаторы большой и малой емкости. Первые (электролитические конденсаторы) осуществляют блокировку на низкой частоте, вторые — на высокой. Выход модуля согласуется с последующими логическими схемами. В случае необходимости, соединяя вход АРУ с выходом усилителя, можно обеспечить автоматическую регулировку усиления.

В качестве примера конструкции второго типа рассмотрим модули серии HRR 7000 фирмы Plessey Company (Великобритания) [92]. Эти модули позволяют получать при  $\lambda = 1,3$  мкм порог чувствительности (NRZ-сигнал,  $p_{\text{ош}} = 10^{-9}$ ), равный —52 дБм при 8 Мбит/с, —47 дБм при 34 Мбит/с и —40 дБм при 140 Мбит/с. Схема модуля вместе с внешними цепями показана на рис. 5.12. В модуле применен *pin*-фотодиод *VD1* из GaInAs. Фотодиод смон-

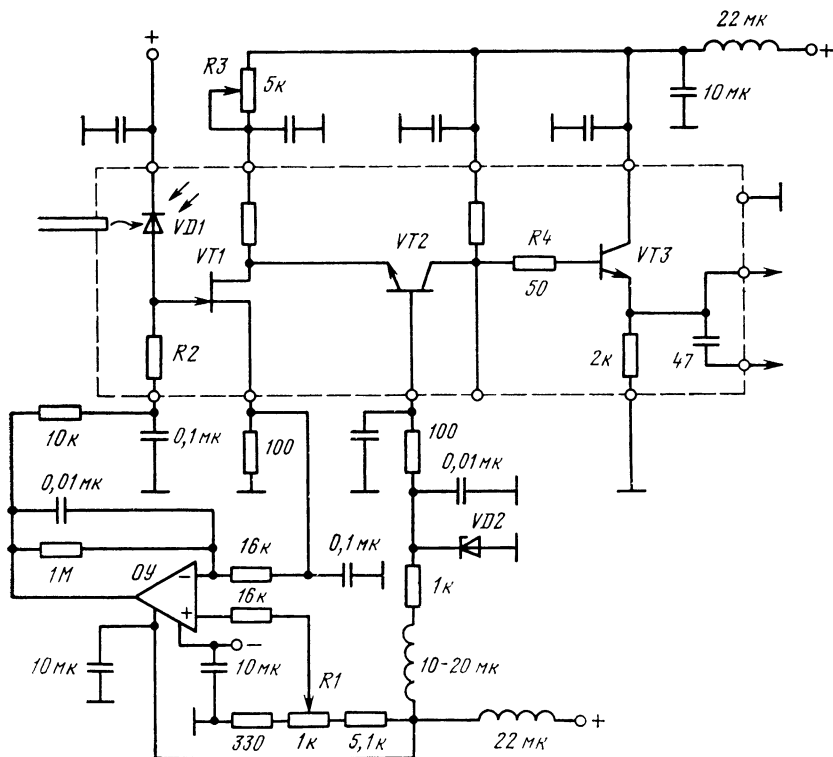


Рис. 5.12. Схема включения приемного оптического модуля второго типа

тирован на тонкопленочной гибридной схеме предварительного усилителя. Во входном каскаде используется малошумящий транзистор  $VT1$  из арсенида галлия. Транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  входят в состав каскодной схемы, обладающей малой входной емкостью. Общая емкость входной цепи не превышает 1 пФ. На выходе схемы включен эмиттерный повторитель. В цепи базы  $VT3$  установлен резистор  $R_4$  (50 Ом), предназначенный для подавления самовозбуждения. Усиление схемы составляет 16 дБ, выходное сопротивление 50 Ом, динамический диапазон — 23 дБ. Два выходных зажима позволяют выбирать способ коррекции амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот. При использовании разделительного конденсатора (47 пФ) и низкоомной нагрузки получается некоторое выравнивание общей частотной характеристики в полосе до 70 МГц. Смещение подается на *pin*-фотодиод через резистор  $R_2$  сопротивлением 1 МОм в модуле на 140 Мбит/с и 50 МОм в модуле на 34 Мбит/с.

Внешний операционный усилитель (ОУ) осуществляет регулировку смещения транзистора  $VT1$  таким образом, чтобы обеспечить постоянство напряжения затвор — исток независимо от среднего тока фотодиода. Схема стабилизации работает следующим образом. Напряжение снимается с резистора (100 Ом), установленного в цепи истока  $VT1$ , и поступает на инвертирующий вход ОУ. Если разность потенциалов между входами ОУ оказывается не равной нулю, на выходе создается управляющее напряжение. С выхода ОУ управляющее напряжение через  $R_2$  поступает на затвор  $VT1$ . Ток  $VT1$  изменяется таким образом, чтобы разность потенциалов между входами ОУ стремилась к нулю. При этом происходит компенсация изменения смещения на затворе, вызванного появлением оптического сигнала. Поскольку время срабатывания схемы регулировки гораздо больше длительности оптического импульса, устройство реагирует лишь на среднюю мощность сигнала, способствуя увеличению динамического диапазона. Напряжение смещения зависит от положения движка переменного резистора  $R_1$ , регулирующего потенциал неинвертирующего входа ОУ. С помощью резистора  $R_3$  можно влиять на потенциал эмиттера  $VT2$ . При этом потенциал

базы  $VT2$  поддерживается стабилитроном  $VD2$ . Таким образом, изменяя величину  $R_3$ , можно регулировать ток  $VT2$  и напряжение на выходе модуля.

С помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$  регулируются ток истока  $VT1$  и выходное постоянное напряжение. Так как в модуле применен усилитель с высоким входным сопротивлением, требуется еще осу-

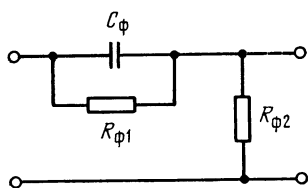


Рис. 5.13. Схема RC-корректирующего фильтра

шествить настройку внешнего фильтра (рис. 5.13), осуществляющего коррекцию амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот. С помощью фильтра частично компенсируются частотные искажения, вносимые входной цепью. Наименьшая полоса пропускания определяется пределом Найквиста. В этом случае элементы фильтра должны удовлетворять двум условиям:  $R_{\Phi 2} C_{\Phi} = 1/(\pi B)$  и  $R_{\Phi 1} C_{\Phi} = \tau_{вх}$ , где  $\tau_{вх}$  — постоянная времени входной цепи. Индивидуальная настройка фильтра производится подбором значения  $R_{\Phi 1}$ . Обычно  $R_{\Phi 2} = 50$  Ом.

## 5.5. РАСЧЕТ ПОРОГА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Порог чувствительности является важнейшим параметром ФПУ. Расчету этого параметра посвящена гл. 4. Здесь остановимся лишь на порядке расчета для ФПУ аналоговой и цифровой систем передачи. Исходными данными для расчета являются заданные системными требованиями виды сигналов, отношение сигнал-шум или коэффициент ошибок.

В случае аналоговой системы, когда преобладает вклад шумов схемы, порог чувствительности можно определить на основании (4.73) — (4.75):

$$P_0 = \frac{2}{\overline{MS}_{\lambda m_{\sigma}}} \sqrt{\left(\frac{C}{\Pi}\right) kT_0 \int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df}; \quad (5.6)$$

$$\int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df = \int_0^{\Delta f} \left(1 + \frac{G_{ш}}{G_{\lambda}} + \frac{4R_{ш}}{K'_{вх}} G_y\right) \times$$

$$\times \left[\frac{1}{R_{\lambda}} + \frac{1}{R_{н}} + \omega^2 C_{\lambda}^2 R_{п} \left(1 + \frac{R_{п}}{R_{н}}\right)\right] df.$$

Когда  $\omega \ll \omega_{R_{п}}$  и  $1/R_{н} \gg \omega^2 C_{\lambda}^2 R_{п} (1 + R_{п}/R_{н})$ ,

$$\int_0^{\Delta f} \frac{K_{ш}}{R_0} df \approx \int_0^{\Delta f} \left(\frac{1}{R_{н}} + G_{ш} + \frac{R_{ш}}{R_{н}^2}\right) df.$$

Шумовые параметры  $G_{ш}$  и  $R_{ш}$  транзисторов находятся из (4.55) и (4.56). Если на входе схемы используется *pin*-фотодиод ( $\overline{M}=1$ ), то предположение о преобладании шумов схемы практически всегда справедливо. Для ЛФД можно использовать (5.6), когда  $\overline{M} < \overline{M}_{опт}$ .

В случае цифровой системы по заданному коэффициенту ошибок находится параметр  $Q$  из (1.12):  $p_{ош} \approx [0,4 \exp(-0,5Q^2)]/Q$ . Порог чувствительности определяется из (4.100):

$$P_0 = \frac{0,5}{S_{\lambda} \overline{M}} \frac{1+r}{1-r} \left[ \sqrt{i_{ш}^2(0)} + \sqrt{i_{ш}^2(1)} \right] Q. \quad (5.7)$$

При ограничении шумами схемы

$$P_0 = \frac{0,5}{S_{\lambda} \bar{M}} \frac{1+r}{1-r} Q \sqrt{\bar{i}_{\text{сх}}^2}. \quad (5.8)$$

Значение  $\bar{i}_{\text{сх}}^2$  можно вычислить с помощью (4.94) и (4.95). Формула (5.8) справедлива, если  $\bar{M} < \bar{M}_{\text{опт}}$ . Коэффициент  $\bar{M}_{\text{опт}}$  при  $r=0$  определяется из (4.105):

$$\bar{M}_{\text{опт}}^{n-1} = \frac{\sqrt{\bar{i}_{\text{сх}}^2}}{(n-2) Q q B I_1}. \quad (5.9)$$

Интегралы Персона, входящие в (4.94), (4.95) и (5.9), можно получить из графиков (рис. 5.14 и 5.15) [5].

Перед расчетом порога чувствительности ФПУ с ЛФД по формулам (5.6) и (5.8) надо определить оптимальный коэффициент умножения. При  $\bar{M} \approx \bar{M}_{\text{опт}}$  выражения (5.6), (5.8) дают результаты на 1,5...3 дБ меньше, чем точные формулы (4.65) и (4.100), если только можно пренебречь шумовым вкладом темнового тока. Вклад темнового тока невелик, если в аналоговой системе (см. (4.71) и (4.90))

$$I_{\text{т.у}} \ll \frac{2kT_0}{q\bar{M}^n} \int_0^{\Delta f} \frac{K_{\text{ш}}}{R_0} df, \quad (5.10)$$

в цифровой системе

$$I_{\text{т.у}} \ll \frac{\bar{i}_{\text{сх}}^2}{2q\bar{M}^n I_2 B}. \quad (5.11)$$

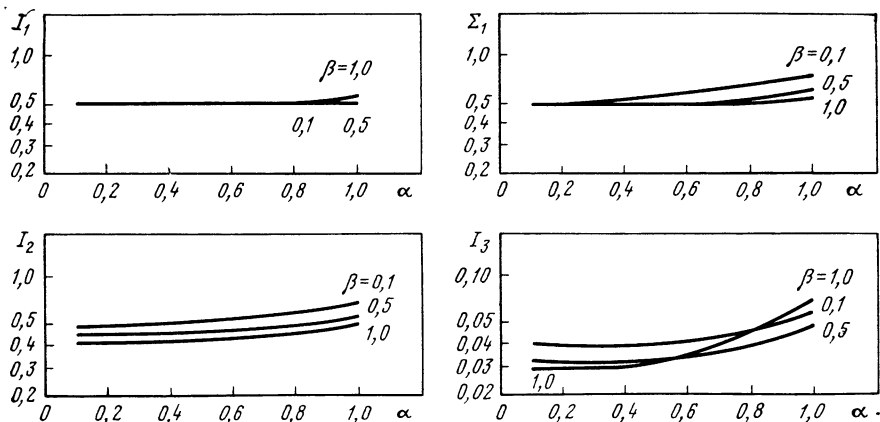


Рис. 5.14. Зависимость интегралов и сумм Персона от параметра  $\alpha$ , характеризующего форму прямоугольной посылки ( $\beta$  — коэффициент сглаживания)

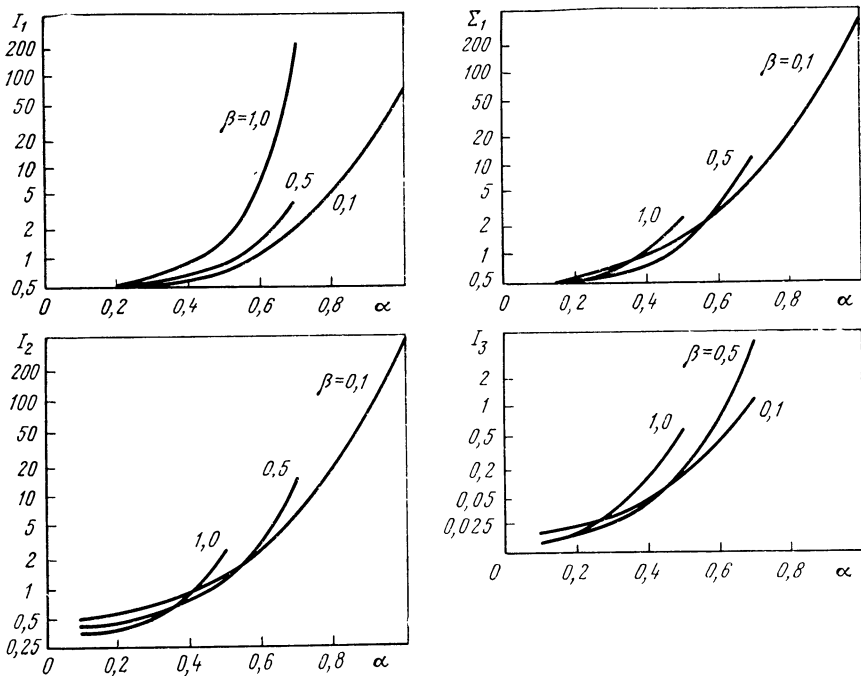


Рис. 5.15. Зависимость интегралов и суммы Персона от параметра  $\alpha$ , характеризующего форму гауссовской посылки

В том случае, когда неравенства (5.10) и (5.11) не выполняются, расчет надо вести с помощью (4.65) или (5.8), в последнем случае вместо  $\bar{i}_{сх}^2$  подставляя  $\bar{i}_{ш.т.}^2$ , рассчитанный с помощью (4.90).

## ГЛАВА 6.

### Фотоприемные устройства с когерентным детектированием

#### 6.1. ИСКАЖЕНИЯ В РЕАЛЬНЫХ ФПУ СКС

##### 6.1.1. Классификация искажений

Рассмотрим пути оптимального проектирования реальных ФПУ СКС с учетом дополнительных искажений. В оптических СКС, как и в любой другой системе передачи, отношение уровня случайного цифрового сигнала к шуму на входе порогового устройства ФПУ в момент принятия решения уменьшается из-за деформирующих сигнал аппаратурных искажений и различного рода помех (флуктуационных, межсимвольных, переходных), возникающих вследствие неидеальности элементов схемы, например собственных шумов полупроводниковых лазеров (ПЛ), нестабильности центральной частоты излучения ПЛ, темнового тока фотодиода (ФД), теплового шума транзисторов (Т), а также как последствия компромиссного выбора, всегда существующего при проектировании, например паразитные АМ и ЧМ, искажения из-за насыщения оптических усилителей, нелинейных эффектов в ОВС, несогласования поляризации принятого и опорного излучений. Еще одним источником уменьшения отношения сигнал-шум является недостаточный уровень современной технологии. При этом возникают, например, искажения вследствие ограничения частотной характе-

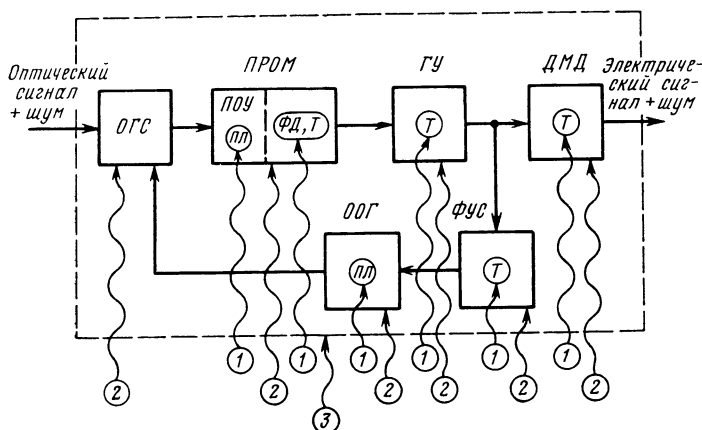


Рис. 6.1. Искажения, вносимые элементами схемы ФПУ СКС

ристики ФД, недостаточной мощности излучения ООГ. Задачей разработчика является спроектировать систему таким образом, чтобы устранить или скомпенсировать искажения, например, выбрать тип модуляции, приема и демодуляции, при котором они проявляются в наименьшей степени. В устройстве сравнительно простой структуры или в случае, когда не учитывается взаимное влияние элементов, искажения удобно классифицировать по месту их возникновения. Тогда в схеме, изображенной на рис. 1.2, можно отметить три уровня внесения искажений (рис. 6.1): 1) компонента, 2) узла и 3) устройства. Источники дополнительных искажений на разных уровнях, последовательно возникающих в тракте приема информационного сигнала, приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

| Уровень    | Источники дополнительных искажений                                                                                                                                                                                                                                         |
|------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Компонент  | Собственные шумы ПЛ ПОУ, шумы ПЛ ПОУ вследствие отражений от торца ОВС, темновой ток ФД, потери преобразования ФД, шумы транзистора предварительного усилителя ПРОМ, собственные шумы ПЛ ООГ, нестабильность частоты ПЛ ООГ, шумы ПЛ ООГ вследствие отражений от торца ОВС |
| Узел       | Неоптимальность коэффициента связи в ОГС, шумы ПРОМ, ограничение полосы пропускания ПРОМ, неидеальность схем демодуляции                                                                                                                                                   |
| Устройство | Несогласование состояний поляризации и волновых фронтов, уход разностной частоты, фазовая ошибка схемы ФАП, компромиссность выбора промежуточной частоты и полосы пропускания тракта последетекторной обработки, ограничение мощности ООГ                                  |

### 6.1.2. Уровень компонента

**Полупроводниковый лазер.** Амплитуда и фаза автоколебаний лазера являются случайными функциями времени. Если флуктуации амплитуды и фазы колебаний происходят медленно, говорят о долговременной нестабильности этих параметров. Быстрым флуктуациям соответствует кратковременная нестабильность (шумы). Флуктуации амплитуды вызывают появление амплитудного шума, флуктуации фазы — появление фазового или частотного шума. Случайная модуляция амплитуды и фазы, связанная с быстрыми флуктуациями, приводит к расширению спектральной линии излучения, генерируемого лазером. Минимальная ширина спектральной линии, называемая естественной, определяется спон-



танным излучением. Каждый фотон спонтанного излучения имеет случайную фазу, направление, поляризацию. Реальная, или техническая, ширина спектральной линии является следствием действия технических причин: флуктуаций тока накачки, температуры и т. д.

Быстрые флуктуации амплитуды и фазы колебаний генератора в ФПУ сопровождаются появлением на разностной частоте дополнительного дробового шума. Последний увеличивает вероятность ошибки. Амплитудные шумы в основном влияют на характеристики ФПУ систем с ИКМ АМ, а фазовые (или частотные) шумы — на характеристики ФПУ систем с угловой модуляцией. Вместе с тем фазовые шумы влияют и на характеристики систем с ИКМ АМ. В гомодинных ФПУ, где на выходе приемника излучения возникает сигнал фазовой ошибки, фазовые шумы преобразуются в амплитудные. В гетеродинных ФПУ фазовые шумы расширяют спектр колебаний ПЧ, что приводит к необходимости увеличения полосы пропускания главного усилителя (ГУ). Увеличение полосы пропускания усилительного тракта сопровождается ростом уровня шума. Рассмотренные шумы появляются в тех узлах структурной схемы ФПУ СКС (см. рис. 6.1), где основным компонентом является лазер, т. е. ПОУ и ООГ.

Амплитудные шумы, мешающее воздействие которых слабее и легче устраняется, проявляются в так называемом относительном шуме интенсивности ( $RIN$ )\* на выходе фотодиода [143], который в основном связан с излучением ООГ и резко уменьшается по мере превышения уровня рабочего тока накачки лазера над пороговым [103]. С учетом этого параметра спектральная плотность мощности шума ООГ в (4.132)

$$\overline{i_r^2} = \left( \frac{\eta q}{h\nu} P_r \right)^2 (RIN). \quad (6.1)$$

На рис. 6.2 приведены полученные на основе (4.132) и (6.1) результаты расчета ухудшения отношения сигнал-шум в ФПУ СКС с ИКМ АМ по сравнению с пределом по дробовому шуму при  $\sqrt{\overline{i_{ш}^2}} = 5$  (кривая 2) или 10 (кривая 1) пА·Гц<sup>-1/2</sup>;  $RIN = -155$  дБ/Гц;  $\lambda = 1,3$  мкм;  $\Delta f = 100$  МГц;  $M = 1$ ;  $\eta = 0,8$ . Как видно из рисунка и из (4.132), при низком уровне мощности ООГ основной вклад вносятся дробовыми шумами фотодиода и тепловыми шумами предварительного усилителя ПРОМ, влияние которых уменьшается по мере приближения к указанному пределу, а при высоком — шумами ООГ. В результате на характеристике появляется минимум, опре-

---

\* Характеризует отношение мощностей шума и сигнала в единичной полосе частот, дБ/Гц. По существу представляет собой относительную спектральную плотность мощности шума.

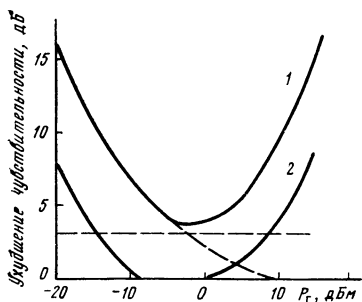


Рис. 6.2. Зависимость чувствительности приема от мощности гетеродина в ФПУ СКС с ИКМ АМ

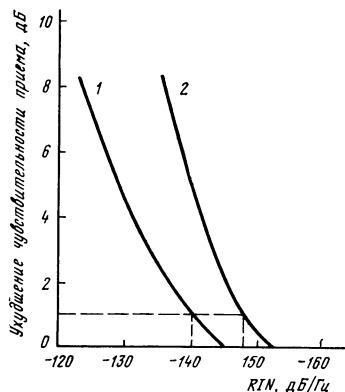


Рис. 6.3. Зависимость чувствительности приема от уровня амплитудного шума лазера ООГ в гомодинном ФПУ СКС с ИКМ АМ

деляющий область оптимальных значений мощности ООГ, которая будет расширяться по мере уменьшения уровней шумов.

Из приведенного расчета и результатов других оценок [104, 142] можно установить требования к компонентам ФПУ с различными способами обработки передаваемых сигналов по отношению к амплитудному шуму, что для гомодинных ФПУ СКС с ИКМ АМ показано на рис. 6.3. Как следует из рисунка, для того чтобы ухудшение чувствительности приема по сравнению с идеализированной моделью ФПУ не превышало 1 дБ, уровень  $R/N$  не должен превышать  $-140$  дБ/Гц при мощности ООГ  $P_r = -10$  дБм (кривая 1) и  $-147$  дБ/Гц при  $P_r = -5$  дБм (кривая 2). Кроме того, можно рекомендовать предельно стабилизировать температуру и ток накачки, а также применить балансную схему фотодетектора.

В то же время в спектре фазовых (частотных) шумов выделяются компоненты, определяемые фликкер-шумом на низких частотах (до 1 МГц) и белым гауссовским частотным шумом с постоянной спектральной плотностью мощности. Кроме того, на частоте электрон-фотонного резонанса лазера (1...10 ГГц) появляется шумовой пик (сателлит), который обычно не принимаюг во внимание, считая, что диапазон ПЧ выбран на достаточном от него расстоянии.

Для определения требований к допустимому уровню фазового шума лазера ООГ в ФПУ различных СКС используем в качестве критерия оценки относительную ширину линии излучения лазера по половинному уровню

$$\Delta\nu_0 = \Delta\nu_d/B, \quad (6.2)$$

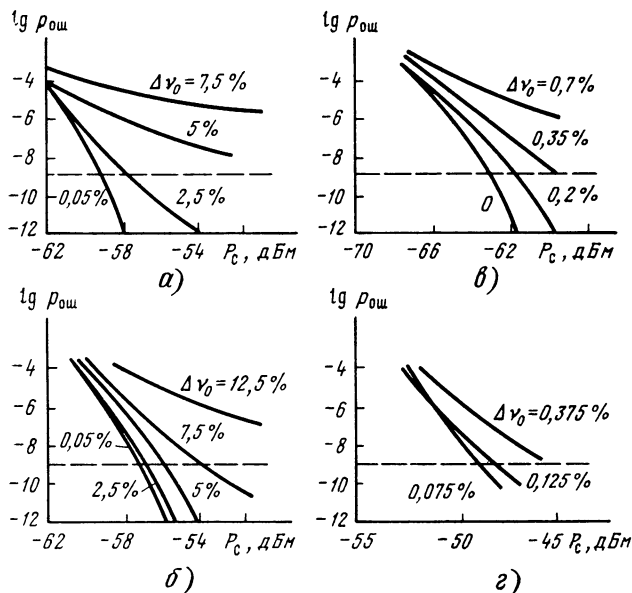


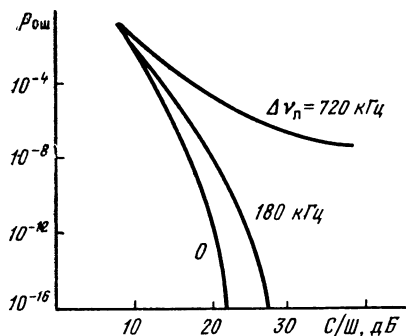
Рис. 6.4. Характеристики вероятности ошибки для гетеродинных ФПУ СКС с ИКМ АМ (а), ИКМ ЧМ при индексе модуляции, равном 3 (б), ИКМ ФРМ (в) и ИКМ МЧМ (г)

где  $\nu_d$  — абсолютная ширина линии излучения лазера по половинному уровню;  $B$  — скорость передачи.

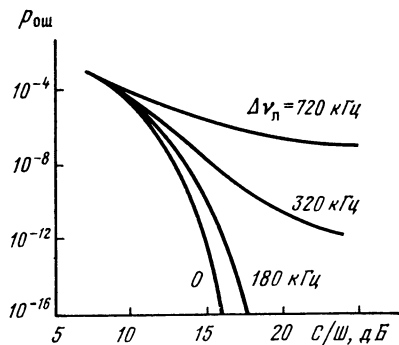
Результаты расчета характеристик вероятности ошибки для гетеродинных ФПУ, наиболее перспективных с точки зрения ближайшего практического применения СКС [143], показаны на рис. 6.4. Аналогичные данные расчетов для гомодинных устройств СКС при скорости 1,2 Гбит/с [143] приведены на рис. 6.5\*. Здесь время задержки схемы ФАП в ФПУ выбрано равным 10 нс. Сравнительный анализ приведенных данных дает возможность количественно определить требования к ширине линии излучения и скорости передачи при обычно задаваемой вероятности ошибки  $10^{-9}$ . В частности, зависимость ширины линии от скорости передачи для ФПУ среднего и низкого уровней когерентности [143] приведена на рис. 6.6.

Для ФПУ высокого уровня когерентности более наглядной является представленная на рис. 6.7 связь относительной чувствительности приема с минимально допустимой скоростью передачи  $B_{\min}$  при различных значениях ширины линии излучения. Что-

\* С целью экономии объема расчетные формулы опущены. Желающие могут найти их, например, в [142].



а)



б)

Рис. 6.5. Характеристики вероятности ошибки для гомодинных ФПУ СКС с ИКМ АМ (а) и ИКМ ФМ (б) при  $B = 1,2$  Гбит/с

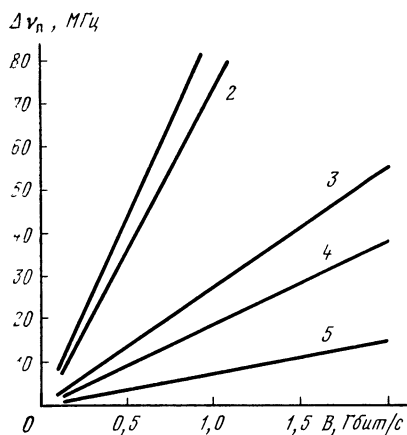


Рис. 6.6 Зависимость требуемой ширины линии излучения лазера гетеродина от скорости передачи для ФПУ среднего и низкого уровней когерентности:

1 — ФПУ СКС с ИКМ АМ, некогерентная демодуляция и СКС с ИКМ ЧМ, двухполосное детектирование, девиация частоты  $f_d \gg B$ ; 2 — ФПУ СКС с ИКМ ЧМ, частотный дискриминатор,  $f_d = B$ ; 3 — ФПУ СКС с ИКМ ЧМ, двухполосное детектирование,  $f_d = 0,5 B$ ; 4 — ФПУ СКС с ИКМ ЧМ, частотный дискриминатор,  $f_d = 0,5 B$ ; 5 — ФПУ СКС с ИКМ ФРМ

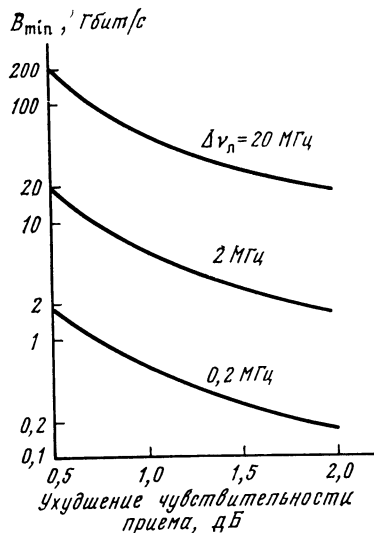


Рис. 6.7. Связь относительной чувствительности приема с минимально допустимой скоростью передачи в ФПУ высокого уровня когерентности ( $P_{ош} = 10^{-9}$ )

бы довести рассмотрение до чисел, в табл. 6.2 приведены данные для различных СКС по относительной ширине линии излучения лазера и значения абсолютной ширины линии при скоростях передачи 140 Мбит/с и 1,2 Гбит/с.

Т а б л и ц а 6.2

| Категория ФПУ | Способ модуляции | $\Delta\nu_0$               | $\Delta\nu_{\text{л. max}}, \text{ МГц}$ |            |
|---------------|------------------|-----------------------------|------------------------------------------|------------|
|               |                  |                             | 140 Мбит/с                               | 1,2 Гбит/с |
| ВКФПУ         | ИКМ ФМ           | $(1 \dots 3) \cdot 10^{-4}$ | 0,042                                    | 0,37       |
| СКФПУ         | ИКМ ФМ           | $(2 \dots 3) \cdot 10^{-3}$ | 0,42                                     | 3,6        |
|               | ИКМ ФРМ          | $(1 \dots 3) \cdot 10^{-3}$ |                                          | 2,0        |
| НКФПУ         | ИКМ АМ           | $(5 \dots 9) \cdot 10^{-2}$ | 12,6                                     | 108        |
|               | ИКМ ЧМ           | $(2 \dots 9) \cdot 10^{-2}$ |                                          |            |

Однако некоторые исследователи [105] считают приведенные данные также слишком жесткими, поскольку теоретически и экспериментально доказано, что при достаточно высоком уровне мощности ООГ спектр излучения полупроводникового лазера расширяется преимущественно за счет шума с характеристикой типа  $1/f$ , учет которого позволяет смягчить требования к относительной ширине линии примерно на порядок.

Основными источниками долговременной нестабильности частоты излучения являются перескоки продольных мод вследствие существенных температурных уходов и старения компонента, а также долговременная нестабильность частоты в пределах одной моды вследствие высокой чувствительности к малым сравнительно медленным колебаниям окружающей температуры и постоянного тока накачки. Этот вид искажений проявляется на уровне устройства в виде медленных уходов разностной частоты при взаимодействии излучения ООГ и принятого сигнала. Долговременная нестабильность так же, как и шумы, оказывает наибольшее влияние на гомодинные ФПУ на основе схемы ФАП, в которой из-за этого приходится увеличивать полосу удержания. В гетеродинных ФПУ тоже приходится вводить запас по полосе пропускания УПЧ, что вызывает ухудшение отношения сигнал-шум. В структурной схеме на рис. 6.1 нестабильность частоты излучения возникает в частотно-задающем узле (ООГ). Для ФПУ низкого уровня когерентности связь нормированных по скорости передачи уходов промежуточной частоты  $\Delta f_{\text{п.ч.}}/B$  и ухудшения чувствительности приема при двух значениях также нормированной по скорости передачи

полосы пропускания УПЧ  $B_{п.ч}/B$  показана на рис. 6.8. Как следует из рисунка, чтобы при  $B_{п.ч}/B=2$  ухудшение чувствительности находилось в пределах 1 дБ, нужно для скорости передачи 140 Мбит/с обеспечить нестабильность частоты излучения лазера не более 50 МГц, а для скорости 1,2 Гбит/с — не более 420 МГц. В случае гомодинного ФПУ уходы разностной частоты будут нормироваться по быстродействию схемы ФАП, которое, например, при скорости 400 Мбит/с составляет около 20 нс [106], что приводит к допустимому уходу не более 17 МГц.

Шумы вследствие отражения от торца ОВС проявляются в виде паразитной оптической обратной связи, вызывающей флуктуации интенсивности и частоты излучения, которые добавляются к собственным шумам лазера. Степень воздействия увеличивается по мере возрастания временной когерентности излучения, следовательно, наибольшие искажения эти шумы могут вызвать в гомодинных ФПУ. Для их устранения, как и ВОСПД, вводятся оптические вентили, которые в лазерных генераторах должны обеспечивать степень изолирования не хуже 60 дБ [80].

**Фотодиод и транзистор.** Источниками искажений являются темновой ток и потери преобразования ( $\eta < 1$ ) фотодиода, а также различные шумы полевых и биполярных транзисторов. Искажения проявляются на выходе ПРОМ в виде дополнительного аддитивного шума с постоянной спектральной плотностью мощности, который увеличивает вероятность ошибки. Наибольшее ухудшающее влияние эти шумы оказывают на ФПУ высокого уровня ко-

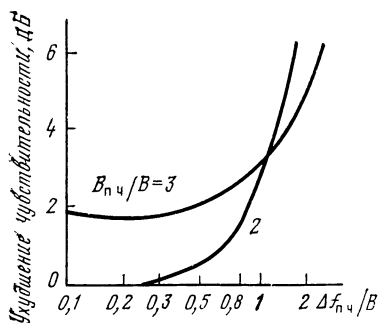


Рис. 6.8. Зависимость чувствительности приема от уходов промежуточной частоты и полосы пропускания УПЧ в ФПУ низкого уровня когерентности

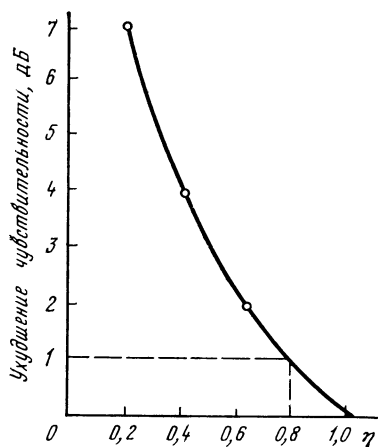


Рис. 6.9. Связь порога чувствительности с квантовой эффективностью фотодиода

герентности. В современных *pin*-фотодиодах, как показано в гл. 2, темновой ток настолько мал, что его влиянием можно пренебречь, а шумы транзисторов обычно учитываются интегрально при рассмотрении ПРОМ.

Требования к квантовой эффективности фотодиода  $\eta$  в СКС, которые в принципе ничем не отличаются от требований в ФПУ ВОСПД, можно определить из рис. 6.9. Чтобы ухудшение порога чувствительности не превышало 1 дБ,  $\eta$  должно быть примерно 0,8. Однако в гетеродинных ФПУ предъявляются гораздо более жесткие требования к частотным характеристикам компонентов [143], что еще будет обсуждаться на уровне узла.

### 6.1.3. Уровень узла

**Оптический генератор.** Искажения в ООГ, источниками которых являются отмеченные в табл. 6.1 разного рода шумы, уже рассматривались на уровне компонента, а требования по плавной перестройке частоты в системах АПЧ и ступенчатой перестройке в ФПУ с ЧРК еще не сформулированы, поэтому связанные с ними искажения здесь не рассматриваются.

Еще одним источником искажений является преобразование фазовых шумов лазера в шумы интенсивности в образующемся между двумя точками отражений волоконного тракта интерферометре Фабри—Перо [143]. Паразитный интерферометр выполняет функцию дискриминатора. Этот шум возникает в волоконном тракте ООГ со значительным числом неоднородностей, и его нельзя устранить с помощью оптического вентиля. Характеристика относительной спектральной плотности мощности ( $RIN$ ) зависит от ширины линии излучения лазера и расстояния между неоднородностями. Влияние этого дополнительного шума интенсивности на характеристику вероятности ошибки в чувствительной к отражениям СКС с фазоразнесенным приемом при скорости передачи 140 Мбит/с,  $P_r = -10$  дБм и  $RIN = -150$  дБ/Гц оценивается на рис. 6.10. Как следует из рисунка, даже слабые отражения могут на порядок ухудшить достоверность приема информации.

**Оптическое гибридное соединение.** Как уже отмечалось, на входе приемника устанавливается оптическое гибридное соединение (ОГС), с помощью которого происходит смешение передаваемого в линейном тракте и опорного сигналов и подведение их к фоточувствительной площадке фотодиода по одному световоду, что уменьшает пространственные искажения вследствие несогласования их волновых фронтов. Однако ОГС, которое обычно строится на основе направленного ответвителя Х-типа, является четырехплечным элементом, имеющим собственный коэффициент связи  $\alpha$ . Тогда формула (4.132), выражающая отношение сигнал-шум на

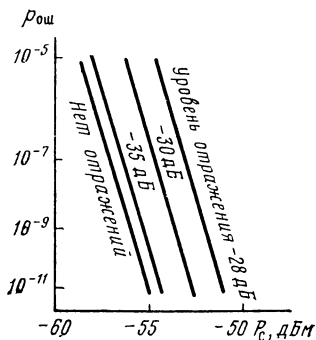


Рис. 6.10. Влияние дополнительного шума интенсивности лазера ООГ на характеристику вероятности ошибки в ФПУ СКС с фазоразнесенным приемом

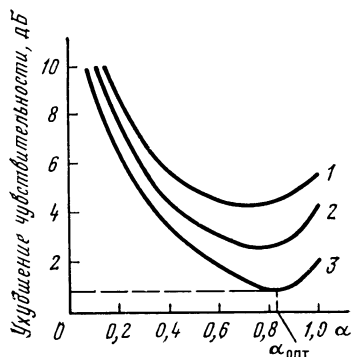


Рис. 6.11. Зависимость порога чувствительности ФПУ от коэффициента связи оптического гибридного соединения при  $z_{вх}=50$  Ом (кривая 1),  $V_{i_r^2}=10$  пА/ГГц (2) и  $V_{i_r^2}=5$  пА/ГГц (3)

выходе УПЧ, для случая использования *pin*-фотодиода ( $M=1$ ) перепишется следующим образом:

$$(C-III)_{гг} = \frac{S_{\lambda}^2 P_c P_r (1 - \alpha) \alpha}{(2q S_{\lambda} P_r (1 - \alpha) + \bar{i}_{ш}^2 + \bar{i}_r^2) B}, \quad (6.3)$$

где  $S_{\lambda}$  — чувствительность фотодиода, А/Вт. Анализ этого выражения показывает, что существует оптимальный коэффициент связи ОГС  $\alpha_{опт}$ , при котором ухудшение чувствительности приема оказывается минимальным. Результаты расчета зависимости ухудшения порога чувствительности приема от коэффициента связи ОГС для СКС в спектральном диапазоне 1,5 мкм при мощности гетеродина 10 мВт в предположении монохроматичности источников излучения приведены на рис. 6.11. Как видно из рисунка,  $\alpha_{опт}$  увеличивается по мере улучшения шумовых характеристик предварительного усилителя фотоприемного модуля и достигает 0,83 при спектральной плотности эквивалентного шумового тока 5 пА·Гц<sup>-1/2</sup>. При этом ухудшение чувствительности приема не будет превышать 1 дБ.

Проведенное рассмотрение справедливо только для повсеместно используемых в настоящее время небалансных фотодетекторов с одним фотодиодом. В балансных же фотодетекторах  $\alpha_{опт}=0,5$ .

**Приемный оптический модуль.** В соответствии с рис. 1.2 рассмотрим приемный оптический модуль, в котором помимо основных элементов: фотоприемника (ФЭПП) или фотодетектора (ФД), предварительного электрического усилителя (ПЭУ) на входе включен предварительный оптический усилитель (ПОУ). При этом воз-



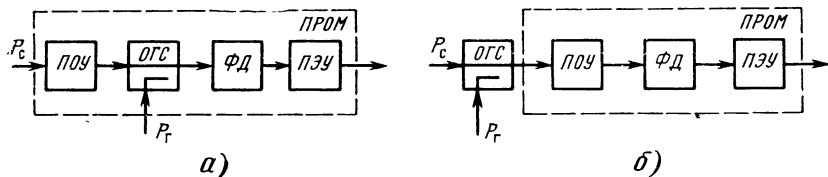


Рис. 6.12. Варианты построения ПРОМ с предварительным оптическим усилителем

можны две схемы построения (рис. 6.12). Схема рис. 6.12, а отличается тем, что в состав ПРОМ входит описанное выше ОГС, которое вводится после ПОУ, вследствие чего к нему предъявляются вполне умеренные требования по полосе пропускания и линейности. Кроме того, неизбежные потери в ОГС, например, из-за вытекающих мод будут в меньшей степени влиять на шумовые характеристики ПРОМ. Дополнительным структурным преимуществом первой схемы является простота построения балансного фотодетектора, поскольку для подведения излучения ко второму фотодиоду может быть использовано свободное выходное плечо ОГС. Во второй схеме (рис. 6.12, б) предъявляются более жесткие требования к потерям в ОГС, полосе и динамическому диапазону ПОУ вследствие необходимости одновременного усиления в ПОУ двух сигналов существенно различного уровня, однако требуемая для достижения предела по дробовому шуму мощность ООГ уменьшается примерно в  $G$  раз ( $G$  — коэффициент усиления ПОУ).

Основные источники искажений в предварительном оптическом усилителе и требования к их величине в ФПУ различных СКС уже описаны на уровне компонента при рассмотрении полупроводникового лазера. Типы ПОУ рассмотрены в § 4.6. Поэтому остановимся на их сравнительных характеристиках.

Результаты расчета зависимости чувствительности ФПУ при вероятности ошибки  $10^{-9}$  от коэффициента усиления ПОУ резонансного (на основе лазерного усилителя с резонатором Фабри — Перо, кривая 1) и нерезонансного (на основе лазерного усилителя бегущей волны, кривая 2) типов при скорости передачи 140 Мбит/с показаны на рис. 6.13. Штриховая линия на уровне  $-45$  дБм указывает чувствительность идеального приема на длине волны 1,5 мкм для обычного ПРОМ на основе сочетания *pin*-фотодиода и полевых транзисторов. Как видно из рисунка, для получения выигрыша в чувствительности за счет применения в ПРОМ резонансного ПОУ его коэффициент усиления должен превышать 20 дБ, тогда как для идеального нерезонансного ПОУ с согласованным оптическим фильтром на выходе он составляет примерно 3 ... 5 дБ, что говорит о преимуществе последнего.

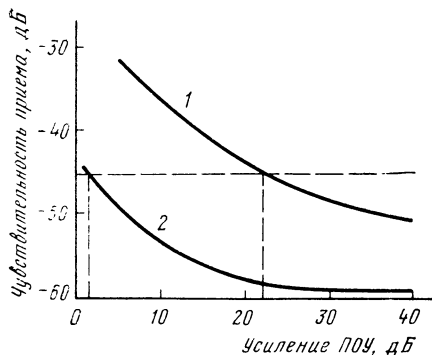


Рис. 6.13. Зависимость порога чувствительности от коэффициента усиления предварительного оптического усилителя

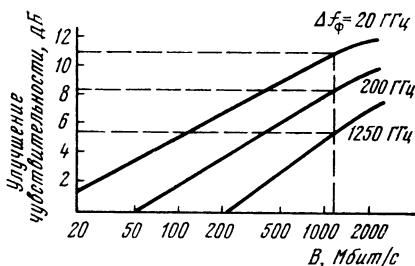


Рис. 6.14. Связь скорости передачи и степени улучшения чувствительности при применении на входе ПРОМ предварительного оптического усилителя нерезонансного типа

На рис. 6.14 показана связь между скоростью передачи и степенью улучшения чувствительности по сравнению с традиционным ФПУ при вероятности ошибки  $10^{-9}$  для случая применения на входе ПРОМ нерезонансного ПОУ со следующими параметрами: длина волны 1,5 мкм, коэффициент усиления 30 дБ, потери на вводе-вывод 5 дБ, полоса прозрачности выходного оптического фильтра  $\Delta f_\phi = 20 \dots 1250$  ГГц. Как ясно из рисунка, при скорости передачи, например, 1,2 Гбит/с и использовании оптического фильтра с полосой 20 ГГц можно получить улучшение чувствительности приема примерно на 11 дБ.

Основными источниками искажений фотодетектора и предварительного электрического усилителя (ПЭУ) являются темновой ток фотодетектора, тепловые и фликкер-шумы усилителя, а также неидеальность АЧХ фотодетектора и усилителя. Шумы увеличивают уровень учитываемого при рассмотрении полупроводникового лазера аддитивного белого гауссовского шума, неидеальность частотной характеристики служит причиной появления паразитной модуляции и межсимвольной интерференции. Влиянием темнового тока, как уже отмечалось, в современных гетероструктурных *pin*-фотодиодах можно пренебречь. Фликкер-шум в связи с применением в широкополосных ПРОМ арсенид-галлиевых полевых транзисторов с затворами Шоттки, имеющих высокую граничную частоту по фликкер-шуму [107], оказывает влияние вплоть до частот порядка 1 ГГц. Это иллюстрирует рис. 6.15 на примере высокоимпедансного (ВИ) и трансимпедансного (ТИ) усилителей при спектральной плотности мощности шума  $5 \cdot 10^{-11}$  В<sup>2</sup>/Гц и емкостях входной цепи 0,3 и 1,5 пФ. Из рисунка можно сделать вывод о

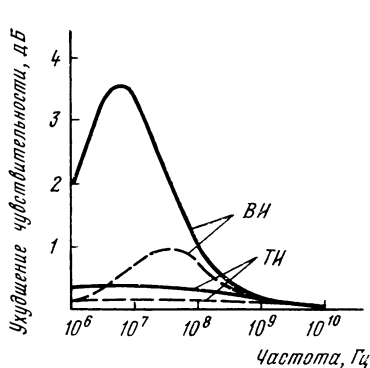


Рис. 6.15 Влияние  $1/f$ -шума полевых транзисторов с затвором Шоттки при различных схемах построения ПРОМ:

— 1,5 пФ; — — 0,3 пФ

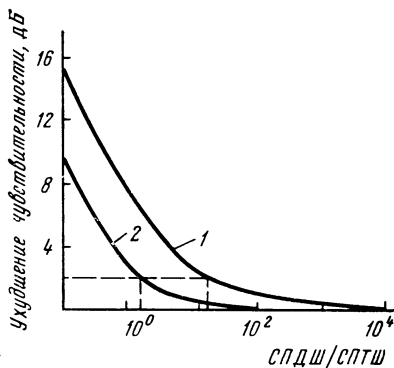


Рис. 6.16. Зависимость порога чувствительности от уровня теплового шума в гомодинных ФПУ

необходимости тщательного проектирования ПРОМ в гомодинной СКС и выбора промежуточной частоты выше 1 ГГц в гетеродинной СКС.

На рис. 6.16 показаны результаты расчета ухудшения порога чувствительности вследствие влияния теплового шума в гомодинных СКС для случая использования небалансного (1) и балансного (2) фотодетекторов [108]. Как видно из рисунка, чтобы ухудшение не превышало 2 дБ, требуется отношение спектральных плотностей мощности дробового и теплового шумов СПДШ/СПТШ более 10 для небалансного фотодетектора и более 2 для балансного фотодетектора, что позволяет снизить требуемый уровень мощности ООГ. В гетеродинных ФПУ с высокой ПЧ и широкой требуемой полосой УПЧ с целью предотвращения ухудшения шумовых характеристик ПРОМ на верхних частотах на входе ПЭУ мо-

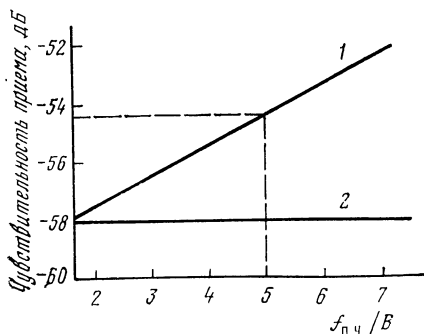


Рис. 6.17. Эффект от воздействия корректирующей цепочки в ПРОМ гетеродинного ФПУ СКС с ИКМ АМ

жет быть введена соответствующая корректирующая цепочка [143], эффект от воздействия которой в гетеродинной СКС с ИКМ АМ при мощности ООГ 0,1 мВт и скорости передачи 140 Мбит/с отражен на рис. 6.17 (1 — чувствительность приемника при вероятности ошибки  $10^{-9}$  без корректирующей цепи в ПРОМ; 2 — то же с корректирующей цепью). Как следует из рисунка, при  $f_{п.ч}=5$  В улучшение чувствительности за счет применения коррекции в ПРОМ составляет примерно 4 дБ.

#### 6.1.4. Уровень устройства

**Приемник.** Основными источниками искажений в приемнике являются: несогласование волновых фронтов и состояний поляризации, ограничение мощности ООГ, уходы разностной частоты сигналов приема и ООГ, компромисс при выборе ПЧ, фазовая ошибка в оптической схеме ФАП и компромисс при выборе полосы пропускания тракта последетекторной обработки.

Рассмотрим несогласование фронтов и состояний поляризации падающих на фоточувствительную площадку фотодетектора полей передаваемой волны и волны ООГ<sup>1</sup>. Оба источника искажений непосредственно влияют на чувствительность приема, поэтому в ФПУ должны быть приняты меры для их предельного уменьшения [78, 109]. Тем не менее в волоконно-оптических СКС, в ФПУ которых для смещения излучений используется ОГС на основе одномодовых световодов и фотодиод с малой фоточувствительной площадкой, согласование фронтов не вызывает таких трудностей, как в пространственных СКС, где его точность должна быть лучше 1 мин [109]. Исследуем влияние несогласования излучений по поляризации в СКС различного уровня когерентности на примере наиболее чувствительных к нему гомодинных ФПУ. Флуктуации поляризации полей передаваемого сигнала и ООГ подобны замираниям в радиосвязи и вызывают в приемнике паразитные амплитудную и фазовую модуляции, уровень которых сложным образом зависит от динамики изменения интенсивностей и фаз обоих полей. Однако в гомодинных ФПУ паразитная ФМ поддерживается на минимальном уровне за счет действия схемы ФАП. На рис. 6.18 [143] для простого случая линейной поляризации поля излучения ООГ (паразитная ФМ отсутствует) показана характеристика ухудшения чувствительности приема вследствие несогласования поляризаций ( $k_x=1$  при отсутствии паразитной АМ<sup>2</sup>). Как следует из рисунка, чтобы проигрыш не превышал 1 дБ, глубина паразитной АМ должна быть меньше 0,2.

<sup>1</sup> В основном определяется линейным трактом ВОСП.

<sup>2</sup> Коэффициент  $k_x=1-m_A$ , где  $m_A$  — глубина паразитной АМ.

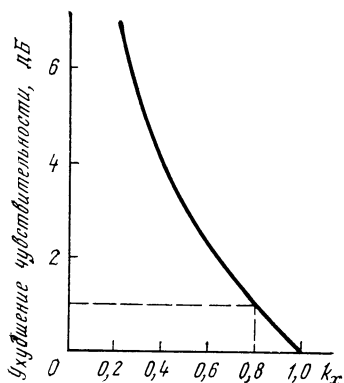


Рис. 6.18. Зависимость чувствительности приема от несогласования поляризации принимаемого и опорного сигналов

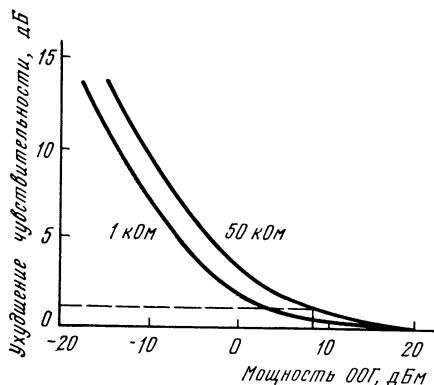


Рис. 6.19. Зависимость чувствительности от мощности ООГ в гомодинных ФПУ СКС с ИКМ ФМ

Ограничение мощности ООГ ухудшает чувствительность приема вследствие невозможности достижения предела по дробовому шуму. Требуемый уровень мощности ООГ зависит от уровня теплового шума, приведенного к входу предварительного усилителя ПРОМ. Искажения, возникающие в гетеродинных ФПУ СКС с ИКМ АМ при скорости передачи 140 Мбит/с, можно оценить с помощью рис. 6.2 и 6.17, а в гомодинном ФПУ СКС с ИКМ ФМ при скорости 1 Гбит/с — рис. 6.19, где они определены для двух значений входного импеданса ПЭУ: 50 Ом и 1 кОм. Как видно из рис. 6.19, чтобы при входном импедансе 50 Ом ухудшение чувствительности не превышало 1 дБ, мощность ООГ должна быть не менее 8 дБм.

Перейдем к искажениям, связанным с уходами разностной (промежуточной) частоты принятого сигнала и сигнала ООГ. Источниками их являются рассмотренные на уровне компонента фазовые шумы и долговременная нестабильность (медленные уходы) частоты лазеров передатчика и ООГ приемника. Они проявляются в приемнике, в расширении спектра разностной частоты. Проведя расчет для наихудшего случая, когда шумы и частотные уходы лазеров передатчика и ООГ не коррелированы, можно определить на основе рис. 6.4—6.8 требования для удвоенных значений ширины линии излучения лазера.

Источниками искажений вследствие компромиссности выбора ПЧ являются гармоники тактовой частоты и боковые лепестки спектра полосы модулирующих частот при чрезмерно низкой ПЧ

и избыточный тепловой шум ПРОМ и ГУ при слишком высокой ПЧ. Оптимальное значение изменяется в зависимости от выбранного способа модуляции и девиации частоты в гетеродинных ФПУ. На основе расчетов можно сделать вывод, что для предотвращения существенных искажений вследствие влияния высших гармоник частота  $f_{п.ч}$  должна, по крайней мере, в 3—5 раз превышать скорость передачи  $B$  в ФПУ СКС с ИКМ АМ и в 2—3 раза — девиацию частоты в ФПУ СКС с ИКМ ЧМ. Оценку ограничения сверху можно провести с помощью рис. 6.17, из которого видно, что при скорости передачи 140 Мбит/с для ФПУ СКС с ИКМ АМ без корректирующей цепи увеличение  $f_{п.ч}$  в 1,5 раза (с 4 до 6 В) ухудшает чувствительность приема более чем на 2 дБ.

Источниками искажений вследствие фазовой ошибки в оптической схеме ФАП являются рассмотренные на уровнях компонента и узла собственные шумы лазеров и тепловые шумы ПРОМ. Фазовая ошибка представляет собой специфичный вид искажений в ФПУ высокого уровня когерентности. Степень влияния на характеристику ошибки ФПУ можно оценить из рис. 6.20 [143], где показана чувствительность приема для гомодинного ФПУ СКС с двухпозиционной ИКМ ФМ при вероятности ошибки  $10^{-9}$ . Как следует из рисунка, чтобы ухудшение чувствительности не превышало 1 дБ, стандартное отклонение фазовой ошибки схемы ФАП должно быть меньше  $11^\circ$ .

Рассмотрим компромиссность выбора полосы пропускания тракта последетекторной обработки. Принятый сигнал после преобразования и предварительного усиления в ПРОМ должен пройти оптимальную обработку, которая осуществляется с помощью полосового пропускающего фильтра в гетеродинном ФПУ или фильтра нижних частот в гомодинном ФПУ. При этом, как следует из § 4.4, полоса фильтра должна выбираться достаточно широко, чтобы исключить искажение информационного сигнала, и достаточ-

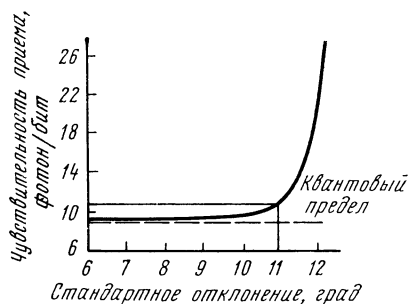


Рис. 6.20. Влияние фазовой ошибки в гомодинном ФПУ СКС с двухпозиционной ИКМ ФМ

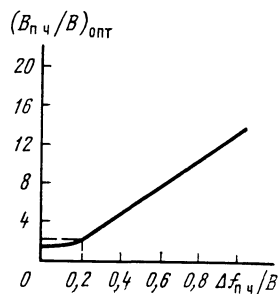


Рис. 6.21. Связь полосы пропускания и ширины спектра сигнала ПЧ для гетеродинного ФПУ СКС с ИКМ АМ

но узкой, чтобы уменьшить уровень шума. Источниками искажений являются собственные шумы и нестабильность частоты лазеров, которые, как уже отмечалось, проявляются в расширении спектра разностной частоты. Результаты расчета [143] нормированной по скорости передачи оптимальной полосы пропускания  $B_{п.ч}$  фильтра ПЧ (при максимальном отношении сигнал-шум на выходе) в зависимости от относительной ширины спектра ПЧ  $\Delta f_{п.ч}$  для гетеродинного ФПУ СКС с ИКМ АМ при скорости передачи 140 Мбит/с и мощности ООГ —10 дБ приведены на рис. 6.21. Как видно из рисунка, если относительная ширина спектра не превышает 0,2, полоса ПЧ должна быть примерно в 2 раза больше скорости передачи.

### 6.15. Обобщение результатов

Проведенное рассмотрение позволяет сопоставить ФПУ СКС с различными схемами модуляции, приема и демодуляции между собой, а также с существующими ВОСПД не только на основе идеализированных моделей, но и с учетом искажений, возникающих в канале передачи реальной цифровой системы связи. При этом для удобства анализа в ходе изучения материала введения классификация ФПУ СКС по уровню когерентности и искажений по месту их зарождения, на основе которой описаны источники основных искажений и их влияние на качество приема цифровых сигналов с различными видами модуляции.

Выше показано, что ФПУ СКС потенциально имеют выигрыш по чувствительности приема по сравнению с существующими ВОСПД, который возрастает по мере повышения уровня когерентности. Но одновременно растет и степень влияния искажений, основное место среди которых занимают фазовые шумы полупроводниковых лазеров, воздействующие на качество передачи в СКС всех типов. Вследствие этого прежде всего были количественно определены требования к максимальной ширине линии излучения полупроводниковых лазеров, при которой возможен прием сигналов с заданным коэффициентом ошибок в СКС данного типа (см. табл. 6.2). Среди других источников искажений, несомненно, важным является тепловой шум предварительного электрического усилителя ПРОМ, уровень которого определяет требования к минимально допустимой мощности ООГ, а также к выбору несущей частоты и полосы пропускания тракта последетекторной обработки. Остальные искажения в ФПУ не так заметны на современном начальном этапе развития СКС. Тем не менее выявление, объяснение и учет их влияния помогут при проектировании систем.

В заключение еще раз (см. гл. 4), но уже с учетом действия конкретных искажений сравним гетеродинные и гомодинные ФПУ, поскольку различие их по чувствительности является отличитель-

ной чертой оптической когерентной связи. Из предыдущего рассмотрения можно сделать вывод, что в случае гомодинного ФПУ должны предъявляться наиболее жесткие требования к взаимным частотным уходом принятого сигнала и сигнала ООГ. В частности, небольшой уход частоты излучения задающего генератора передатчика и опорного генератора приемника в первом приближении не влияет на качество приема в гетеродинном ФПУ СКС, но может вызвать существенное изменение спектра передаваемого сигнала в гомодинном ФПУ. Более подробно различия в требованиях к гомодинным и гетеродинным ФПУ можно представить с помощью табл. 6.3.

Т а б л и ц а 6.3

| Параметр                                                                                     | Гомодинное ФПУ              | Гетеродинное ФПУ                                                     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------|----------------------------------------------------------------------|
| Чувствительность идеального приемника                                                        | Лучше на 3 дБ               | Хуже на 3 дБ                                                         |
| Стабильность фазы оптических сигналов                                                        | Должна обеспечиваться       | Обеспечивается только в случае когерентной демодуляции               |
| Стабильность частоты оптических сигналов                                                     | Должна обеспечиваться       | Должна обеспечиваться, но требования менее жесткие                   |
| Стабильность состояний поляризации полей оптических сигналов                                 | Должна обеспечиваться       | Должна обеспечиваться                                                |
| Предельная скорость передачи вследствие сателлита в спектре фазового шума                    | В 3 ... 5 раз выше          | В 3 ... 5 раз ниже (или требуется принимать меры для его подавления) |
| Требуемая полоса тракта последетекторной обработки по отношению к полосе модулирующих частот | Примерно соответствует      | В 2 ... 5 раз шире в зависимости от типа модуляции                   |
| Вид частотной характеристики усилителя ПРОМ                                                  | Как у фильтра нижних частот | Допускается как у полосового фильтра                                 |

## 6.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ФПУ СКС С РАЗЛИЧНЫМИ СПОСОБАМИ МОДУЛЯЦИИ

В соответствии с базовой структурной схемой рис. 1.2, данными рис. 1.9 и классификацией, приведенной в гл. 4, рассмотрим конкретные структурные схемы гетеродинного ФПУ СКС с ИКМ АМ, ЧМ и ФМ и гомодинного ФПУ.

Структурные схемы гетеродинного ФПУ приведены на рис. 6.22. Общим для всех схем является наличие оптического гибридного соединения (ОГС) для линейного смешения передаваемого и гете-



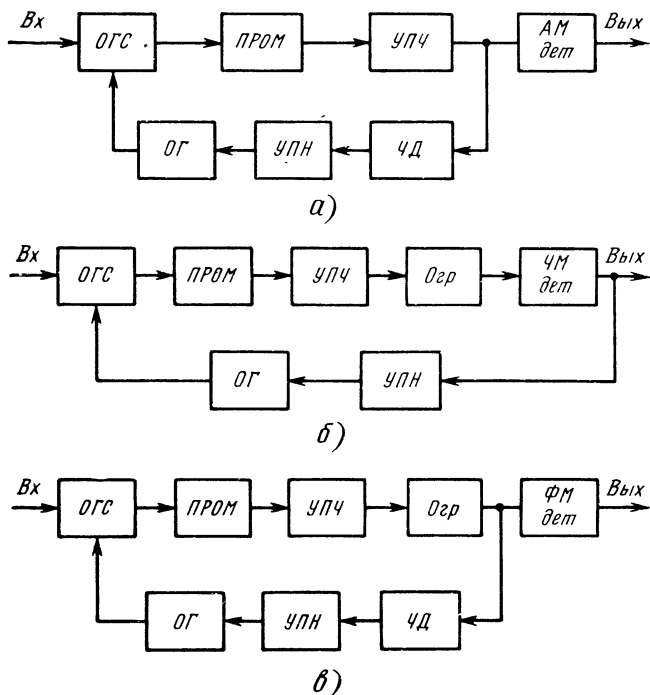


Рис. 6.22. Структурные схемы гетеродинных ФПУ СКС с ИКМ АМ (а), ЧМ (б) и ФМ (в)

родинного сигналов, ПРОМ и УПЧ, характеристики которых зависят от скорости передачи, вида модуляции и выбранной промежуточной частоты, а также оптического гетеродина (ОГ), с помощью которого осуществляется преобразование частоты оптического сигнала в ПЧ СВЧ диапазона. Требования к этим элементам для различных схем модуляции/демодуляции изложены в предыдущем параграфе. Структурные особенности, как и в приемниках радиотехнического диапазона, заключаются в способах и средствах демодуляции сигналов. Так, в схеме на рис. 6.22, а она может быть осуществлена с помощью детектора огибающей или когерентного детектора, в схеме рис. 6.22, б — с помощью частотного дискриминатора, синхронного детектора, а в схеме рис. 6.22, в — с помощью корреляционного или автокорреляционного детектора. Типы и характеристики этих демодуляторов, кратко описанные в гл 1, такие же, как и в системах радиотехнического диапазона (например, [110]), поэтому их подробное рассмотрение не является задачей данной книги.

Еще одним элементом, схема построения и характеристики которого зависят от способа модуляции передаваемого сигнала, является схема АПЧ, в которой этим определяется необходимость использования на входе частотного дискриминатора (ЧД). Реализация оконечного каскада схемы АПЧ зависит от способа подстройки частоты лазера ОГ. В частности, это может быть усилитель постоянного напряжения (УПН), как на рис. 6.22, или усилитель постоянного тока — в случае подстройки частоты путем изменения уровня постоянного тока накачки ОГ. Тем не менее в связи с отсутствием принципиальных отличий от аналогичных элементов радиотехнических приемников схемы АПЧ также нет нужды рассматривать особо.

Варианты построения гомодинного ФПУ показаны на рис. 6.23. Схема рис. 6.23, а, выполненная на основе оптической схемы ФАП, помимо уже известных элементов содержит усилитель сигнала ошибки (УСО), который в связи с худшей частотной стабильностью генераторов оптического диапазона должен иметь гораздо более широкую полосу по сравнению с аналогичным элементом схемы ФАП радиотехнического диапазона [111], формирователь информационного сигнала (ФИС), задачей которого является получение оптимального отношения сигнал-шум на входе видеорегенератора, и оптический генератор, управляемый током (ГУТ), в качестве которого используется одночастотный полупроводниковый лазер. Частота излучения лазера перестраивается, например, путем соответствующего изменения тока накачки за время, существенно меньшее тактового периода, так, чтобы близко следовать за изменением фазы (амплитуды) входного сигнала.

Другой принципиально возможный путь построения гомодинного ФПУ [112] показан на рис. 6.23, б. В данном случае применяется инжекционная синхронизация ООГ с помощью усиленного в оптическом усилителе (ОУ) входного сигнала. Для этого часть его предварительно ответвляется с помощью оптического делителя мощности (ОДМ), в качестве которого может быть использовано инверсно включенное ОГС. Для коррекции постоянной задержки в опорном тракте на выходе ООГ введен оптический фазовращатель.

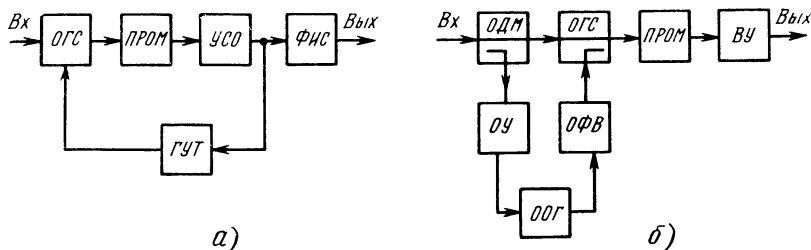


Рис. 6. 23. Структурные схемы гомодинного ФПУ

(ОФВ). Входной и опорный сигналы одинаковой частоты смешиваются в ОГС такой же конструкции и преобразуются в ПРОМ. На выходе ПРОМ сигнал диапазона модулирующих частот усиливается и формируется с помощью видеоусилителя (ВУ). В настоящее время все внимание исследователей уделяется схеме с ФАП, что, несомненно, связано с ее более простой реализацией, поскольку создать широкополосный усилитель с большим коэффициентом усиления в радиодиапазоне (УСО) гораздо проще, чем в оптическом (ОУ).

В качестве конкретного примера определим значения основных параметров элементов показанной на рис. 6.22, а структурной схемы ФПУ, считающейся перспективной для ближайшего практического применения СКС с ИКМ АМ и некогерентной демодуляцией при следующих исходных данных: скорость передачи 140 Мбит/с, спектральный диапазон 1,5 мкм, коэффициент ошибок не хуже  $10^{-9}$ . Считаем, что лазер блока передачи идентичен лазеру ОГ ФПУ. Такой оценочный расчет можно выполнить с помощью графиков рис. 6.2, 6.4, 6.8, 6.9, 6.17, 6.21, и полученные результаты приведены на рис. 6.24. Отметим, что порог чувствительности, равный  $-51$  дБм, на 10,7 дБ хуже величины, полученной для СКС данного типа с идеальным приемником. В то же время он на 6,9 дБ ниже по сравнению с идеальной ВОСПД на основе *pin*-фотодиода и на 13...15 дБ — по сравнению с ФПУ реальной ВОСПД при идентичной скорости передачи.

В приведенных структурных схемах для упрощения опущены такие важные элементы, как оптические вентили, предназначенные, как уже отмечалось, для устранения влияния на режим работы лазеров ООГ и ПОУ отражений от близко расположенных поверхностей, и схемы контроля состояния поляризации, позволя-

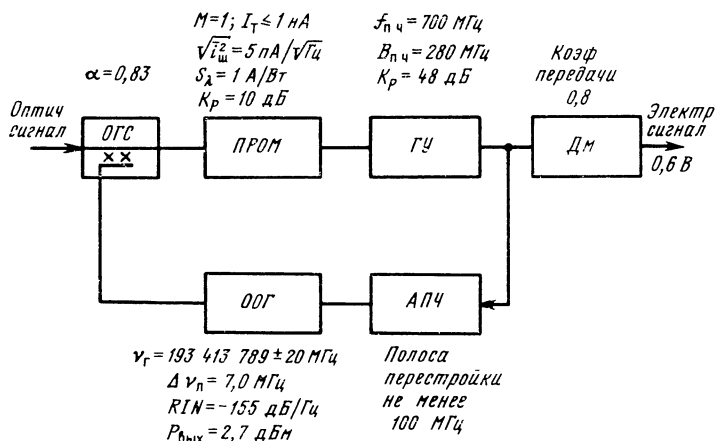


Рис. 6.24. Пример расчета параметров гетеродинного ФПУ СКС с ИКМ АМ

ющие использовать в линейном тракте СКС обычный одномодовый волоконный световод. Тем не менее их характеристики и пример реализации будут приведены в § 6.4.

### **6.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ФПУ СКС**

Как следует из предыдущего рассмотрения, в структурной схеме ФПУ СКС имеется два новых основных элемента, не встречающихся ни в ФПУ современных ВОСПД, ни в приемниках систем радиодиапазона, а именно: оптический генератор на основе полупроводникового лазера и приемный оптический модуль, в состав которого могут входить лазерный усилитель и балансный фотодетектор. Эти элементы, особенно генератор, в последние годы тщательно исследуются в различных лабораториях, и ниже будут кратко описаны результаты этих исследований.

**Оптический генератор.** Генератор может быть использован в качестве гетеродина либо в качестве ГУТ схемы ФАП. Требования к шумовым характеристикам и нестабильности частоты излучения изложены в § 6.1. Дополнительными условиями являются возможность медленной перестройки частоты в широких пределах, что требуется для схем АПЧ и многоканальных ФПУ СКС (см. гл. 1) и быстрой перестройки в меньших пределах, например в ГУТ гомодинного ФПУ.

Не подлежит сомнению, что в ФПУ будущих СКС со скоростями передачи выше 1 Гбит/с будут широко использоваться лазеры с интегральными периодическими структурами — так называемые лазеры с распределенной обратной связью (РОС) и лазеры с распределенными брэгговскими отражателями (РБО). Конструкции, технологические аспекты и достигнутые характеристики опытных образцов приборов подробно описаны в [113, 114]. Ширина линии излучения таких лазеров в спектральном диапазоне 1,5 мкм обычно составляет несколько десятков мегагерц при мощности излучения 1 ... 10 мВт [114], что, как видно из табл. 6.2, в освоенном диапазоне скоростей (до 2,4 Гбит/с) подходит только для ФПУ СКС низкого уровня когерентности. Для дальнейшего сужения линии излучения до единиц килогерц применяются внешние резонаторы как неселективного (например, на основе отрезка волоконного световода длиной 0,1 ... 1 м с глухим зеркалом на противоположном конце), так и селективного (например, на основе отражательной дифракционной решетки) типов [113]. Такая возможность в сочетании с простотой плавной перестройки частоты в широких пределах (порядка сотен гигагерц), что осуществляется изменением длины внешнего резонатора путем установки решетки на пьезокеرامике, предопределила преимущественное использование лазер-

ных генераторов с дифракционной решеткой в экспериментальных ФПУ СКС.

Типичная конструкция оптического генератора с внешним резонатором на основе дифракционной решетки [78] схематично показана на рис. 6.25. Излучение установленного на микроохладителе 1 полупроводникового лазера 2 с антиотражающим покрытием на одном торце со стороны непросветленного торца вводится в одномодовый световод 3, на конце которого для повышения эффективности ввода сформирован фокон 4. С другого торца излучение собирается с помощью установленного на юстируемом держателе коллимирующего объектива 5. Параллельный пучок с выхода объектива отражается от дифракционной решетки 6, которая установлена под углом блеска на держателе 7 с электрической юстировкой в одной плоскости при помощи пьезокерамического элемента 8, и через объектив 5 возвращается в лазер. Внешний резонатор длиной порядка 20 см образован непросветленным торцом полупроводникового лазера и дифракционной решеткой, которая помимо этого играет роль высокодобротного оптического фильтра. Грубая настройка оптического генератора и медленная перестройка частоты излучения (например, для схемы АПЧ) осуществляются путем изменения длины резонатора с помощью пьезокерамического элемента 8, на котором крепится решетка. Перестройка в небольших пределах осуществляется с помощью изменения температуры и тока накачки лазера. Все перечисленные элементы конструктивно расположены внутри алюминиевого корпуса 9 с прослойкой 10 для температурной и механической изоляции. В оптическом генераторе такой конструкции длительно обеспечивался одночастотный режим с шириной линии излучения около 20 кГц при относительном уровне подавления побочных мод более 20 дБ, что в соответствии с табл. 6.2 позволяет использовать его даже в ФПУ высококогерентных СКС при скорости передачи выше 100 Мбит/с. Плавная перестройка наблюдалась в полосе 60 Å при не более чем пятикратном расширении линии генерации.

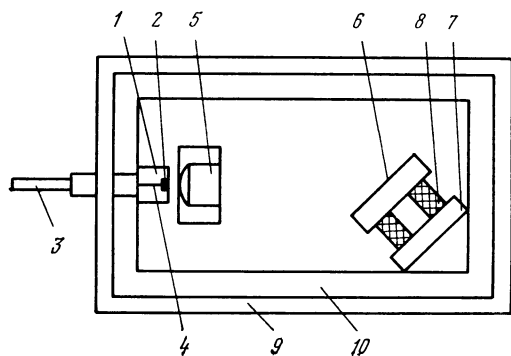


Рис. 6.25. Конструкция оптического генератора с внешним резонатором на основе дифракционной решетки

Для повышения долговременной стабильности одночастотного режима в описанной выше конструкции иногда применяют твердотельный эталон Фабри—Перо на основе кварцевой плоскопараллельной пластины, который устанавливают между объективом и решеткой. Кроме того, данный эталон может сам по себе служить источником опорных колебаний, по которым производится привязка частоты полупроводникового лазера, что осуществляется посредством электрической обратной связи с помощью отдельного фотодиода [115]. В таком оптическом генераторе при жесткой температурной стабилизации можно получить ширину линии от сотен килогерц до единиц мегагерц, однако проблема плавной перестройки в широких пределах не решается с помощью столь же простых средств, как в случае применения дифракционной решетки.

**Приемный оптический модуль.** Для улучшения чувствительности ФПУ СКС в составе его приемного модуля по аналогии с приемными устройствами радиотехнического диапазона можно использовать предварительный оптический усилитель<sup>1</sup>, а также балансный фотодетектор.

Сформулируем основные требования к ПОУ:

большая величина  $\sqrt{G} \cdot \Delta\nu$ ;

стабильность коэффициента усиления к изменению температуры и тока накачки;

слабая чувствительность к поляризации входного сигнала;

малые вносимые шумы;

высокая эффективность ввода и вывода в одномодовый световод;

слабая чувствительность к отражениям.

Перечисленным требованиям среди наиболее изученных оптических усилителей (см. § 4.6) в большей степени удовлетворяет лазерный усилитель бегущей волны с остаточным отражением торцов, который иногда называют также усилителем квазибегущей волны [86]. Получение в лазерном усилителе режима чисто бегущей волны на практике представляет значительные сложности, поскольку, как следует, например, из рис. 4.26, даже при коэффициенте отражения 0,001 уровень периодических пульсаций коэффициента усиления в полосе пропускания достигает 3...4 дБ. Однако неполное просветление выходного торца снижает чувствительность характеристик усиления к внешним отражениям, что облегчает реализацию УБВ в составе ПРОМ. Кроме того, с помощью нерезонансного усилителя гораздо лучше удовлетворяются требования по температурной и токовой стабильности и усилению ортогонально поляризованных сигналов [87], в связи с чем при исследованиях

<sup>1</sup> Разумеется, предварительный оптический усилитель может быть с тем же успехом применен на входе ФПУ ВОСПД, поэтому данное рассмотрение справедливо для приемников обоих типов. Однако, по нашему мнению, его широкому использованию в ВОСПД помешают экономические соображения.

ПОУ в основном применяется именно этот тип усилителя с установкой на выходе соответствующего фильтра, повышающего отношение сигнал-шум в рабочей полосе [86, 87]. Однако существует режим работы ПРОМ, когда введение фильтра на выходе ПОУ не оказывает существенного улучшающего влияния. Такая ситуация возникает в цифровых системах при скорости передачи более 2 Гбит/с и в многоканальных системах связи с СВЧ поднесущей, когда вследствие чрезвычайно широкой требуемой полосы пропускания в ФПУ в качестве ПЭУ используется низкоимпедансный усилитель с входным сопротивлением 50 Ом, имеющий наиболее плохие шумовые характеристики (см. гл. 4). В данном случае введение оптического фильтра не дает никакого выигрыша, однако для увеличения чувствительности ФПУ на его входе, по аналогии с радиотехническими устройствами, желательно использовать ма- лошумящий ПОУ.

Конструкция ПРОМ с применением нерезонансного ПОУ и низкоимпедансного ПЭУ схематично показана на рис. 6.26 [116]. Входной оптический сигнал через оптический разъем 1 по отрезку ОВС 2 с фоконном на конце подводится к входному торцу лазерного усилителя 3. Излучение выходного торца усилителя 3 через систему из коллимирующей 4 и собирающей 5 сферических микролинз фокусируется на фоточувствительную площадку *pin*-фото- диода 6. После оптико-электрического преобразования в фотодио- де сигнал усиливается с помощью установленного на микрополо- сковой плате 7 монолитного усилителя 8 на биполярных транзисто- рах и выводится через коаксиально-полосковый переход 9 с вол- новым сопротивлением 50 Ом. Для контроля температуры лазер- ного усилителя 3 применена система термостатирования, содержа- щая терморезистор 10, термоэлектронный микроохладитель 11 и блок управления (на рисунке не показан). Весь приемный оптиче- ский модуль выполнен в виде единой конструкции на основании 12.

Лазерный усилитель 3 имеет следующие характеристики: дли- на активной области 500 мкм, остаточный коэффициент отражения торцов 0,002, максимальный коэффициент усиления для *TE*-волны 23 дБ, для *TM*-волны 18 дБ при токе накачки 40 мА, неравномер- ность усиления в рабочей полосе не более 3 дБ, длина волны мак- симального усиления 1,51 мкм. Потери на ввод излучения в лазер-

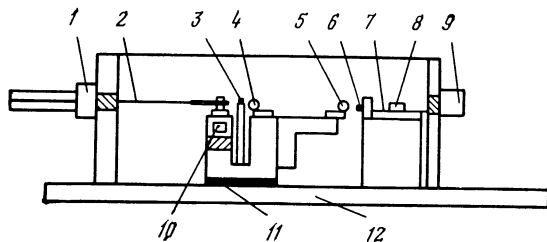


Рис. 6.26. Конструкция ПРОМ с предварительным оптическим усилителем

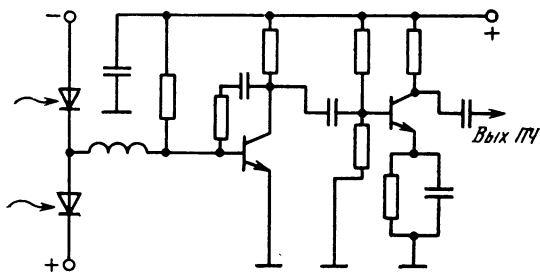
ный усилитель с помощью фокона составляют 3,5 дБ, потери между лазерным усилителем и фотодиодом за счет использования системы из двух микролинз диаметром 2 мм с антиотражающим покрытием уменьшены до 0,5 дБ. Предварительный электрический усилитель имеет коэффициент усиления 6 дБ в полосе 3 ГГц.

Для исследования характеристик разработанного ПРОМ были осуществлены измерения коэффициента ошибок при передаче псевдослучайного сигнала со скоростью 565 Мбит/с, в ходе которых порог чувствительности при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  получился на уровне —38,5 дБ. Эта величина на 17 дБ меньше по сравнению со случаем применения данного ПРОМ без ПОУ на входе и на 1,5 дБ меньше по сравнению с лучшими серийными образцами. Дополнительное преимущество состоит в увеличении динамического диапазона, который превышает 25 дБ, тогда как у серийных ПРОМ на основе *pin*-фотодиодов он обычно не превышает 14 дБ. Кроме того, на основе измерения отношения сигнал-шум была произведена оценка порога чувствительности при скорости передачи 4,8 Гбит/с, который получился на уровне —34 дБм. Для сравнения отметим, что у лучших образцов опытных ПРОМ без применения ПОУ, имеющих аналогичную полосу пропускания, он составляет —32,4 дБм, т. е. почти в 1,5 раза выше.

Как уже отмечалось, основными преимуществами балансного фотодетектора являются уменьшение (в идеале — полное устранение) избыточных амплитудных шумов оптического гетеродина, а также значительно более эффективное использование его мощности. Оба преимущества хорошо известны в радиотехнике и подробно описаны (например, [117]). Причиной первого является балансная структура, при которой АМ-шумы гетеродина оказываются в фазе, а полезные сигналы ПЧ — в противофазе. При вычитании выходных токов обоих плеч в нагрузке шумы компенсируются, а сигналы складываются. Второе можно объяснить с помощью рис. 6.11, где показано, что оптимальный коэффициент связи по входному сигналу оптического гибридного соединения небалансного фотодетектора близок к единице, т. е. большая часть мощности гетеродина расходуется в балластной нагрузке. В балансных фотодетекторах из соображений симметрии плеч мощности сигнала и гетеродина поровну распределяются между фотодиодами и не расходуются бесполезно. Это приводит к уменьшению минимальной мощности гетеродина, требуемой для превышения уровня дробовых шумов над тепловыми и достижения близкого к квантовому пределу порога чувствительности, что особенно важно для сравнительно маломощных генераторов оптического диапазона на основе полупроводниковых лазеров. Еще одним преимуществом, непосредственно вытекающим из первых двух, является принципиальное увеличение срока службы когерентного ФПУ с балансным фотодетектором, поскольку порог чувствительности становится менее



Рис. 6.27. Принципиальная схема ПРОМ с балансным фотодетектором



зависимым от постепенного увеличения шумов и уменьшения выходной мощности, наблюдаемых со временем в этом самом ненадежном элементе схемы.

В настоящее время проведен ряд экспериментов по измерению коэффициента ошибок в СКС, ФПУ которых содержит балансный фотодетектор. Во всех схемах таких ФПУ фотодиоды включались последовательно по постоянному току и параллельно по переменному, что упрощало согласование с электрическим услителем при условии предварительного отбора фотодиодов с близкими параметрами. Схема приемного модуля с балансным фотодетектором и широко используемым трансимпедансным услителем (см. гл. 5) [118] приведена на рис. 6.27. На рисунке разностный сигнал ПЧ попадает на вход первого каскада через корректирующую индуктивность, осуществляющую подъем передаточной характеристики фотодиодов в области верхних частот (см. гл. 4, 5), в первом усилительном каскаде применена параллельная обратная связь с помощью последовательной  $RC$ -цепи, а во втором — обратная связь по току, действующая на нижних и средних частотах. Помимо этого известны примеры использования балансного фотодетектора с высокоимпедансным услителем на полевых транзисторах с затвором Шоттки [119].

В ходе экспериментов были подтверждены ожидаемые преимущества балансных фотодетекторов [118, 119]. На рис. 6.28 показаны

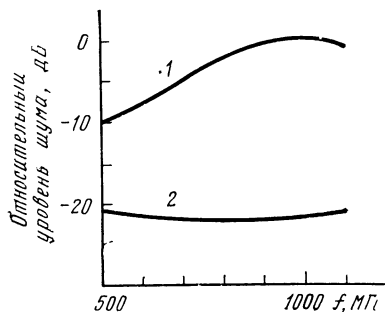


Рис. 6.28. Частотные характеристики мощности на выходе ПРОМ

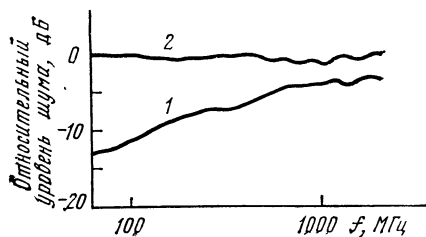


Рис. 6.29. Шумовые характеристики балансного ПРОМ

частотные характеристики мощности на выходе ПРОМ при отсутствии модуляции в случае облучения фотодиода одного плеча (кривая 1) и фотодиодов обоих плеч (кривая 2) балансного фотодетектора. Как следует из рисунка, степень подавления шума гетеродина составляет более 20 дБ на частоте 1 ГГц, что в немалой степени определяется специальным подбором пар фотодиодов. На рис. 6.29 приведены шумовые характеристики балансного ПРОМ при отсутствии (1) и прикладывании (2) гетеродинного сигнала мощностью всего лишь 0,25 мВт. Увеличение уровня шума во втором случае показывает, что даже при такой небольшой мощности гетеродина уровень дробовых шумов вследствие его воздействия превышает или, по крайней мере, сравним с уровнем тепловым шумов, которые являются доминирующими в первом случае.

#### 6.4. ПРИМЕРЫ РЕАЛИЗАЦИИ ФПУ СКС

В настоящее время проведено большое число экспериментов по передаче сигналов с помощью СКС с различными схемами модуляции-демодуляции, в ходе которых было подтверждено предсказанное теоретически (см. гл. 4) уменьшение порога чувствительности ФПУ по сравнению с прямым некогерентным детектированием, а также исследовались элементная база и влияние искажений. Результаты наиболее типичных лабораторных экспериментов приведены в табл. 6.4, которая, несмотря на свою неполноту, все-таки отражает наметившиеся тенденции.

В подавляющем большинстве случаев эксперимент проводился в спектральном диапазоне 1,5 мкм с наименьшим затуханием в ОВС. При передаче используются все три вида модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, однако в последние годы больше внимания уделяется фазоразностной модуляции (ФРМ) вследствие упрощения схемы модуляции-демодуляции при незначительном увеличении порога чувствительности (см. п. 11—16 таблицы) и частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ) вследствие компактности спектра сигнала полосы модулирующих частот и простоты модуляции (см. пп. 7—10). Скорость передачи соответствует скоростям, освоенным в ВОСПД, и изменяется от 34 Мбит/с до 2 Гбит/с. Вследствие менее жестких требований к ширине спектра сигнала разностной частоты, как правило, применяется гетеродинный тип ФПУ. При этом значение промежуточной частоты в зависимости от типа модуляции выбирается в 1,5... 10 раз выше скорости передачи и при скорости 2 Гбит/с составляет 3... 3,5 ГГц (см. п. 10, 12). Для демодуляции используются наиболее простые средства: когерентная демодуляция не применяется, видимо вследствие незначительного выигрыша (см. гл. 4).

Заметна тенденция применения в качестве оптического гетеродина лазеров со встроенным селективным элементом, например

Таблица 6.4

| Но-<br>мер<br>п/п | Передаваемый сигнал  |                    |                                |                                             | Тип ЦУ                | Схема де-<br>модуляции     | Порог чув-<br>ствитель-<br>ности *,<br>дБм (фо-<br>тон/бит) | Ухудшение<br>по сравне-<br>нию с пре-<br>делом, дБ | Лазер ОГ             | Фотодиод<br>и предохра-<br>нительный<br>усилитель<br>ПРОМ | Средняя<br>частота<br>ПЧ, ГГц                                                                      | Примечание    | Лите-<br>ратура |
|-------------------|----------------------|--------------------|--------------------------------|---------------------------------------------|-----------------------|----------------------------|-------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|----------------------|-----------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|-----------------|
|                   | Длина вол-<br>ны, нм | Вид моду-<br>ляции | Скорость<br>передач.<br>Лбит/с |                                             |                       |                            |                                                             |                                                    |                      |                                                           |                                                                                                    |               |                 |
| 1                 | 2                    | 3                  | 4                              | 5                                           | 6                     | 7                          | 8                                                           | 9                                                  | 10                   | 11                                                        | 12                                                                                                 | 13            |                 |
| 1                 | 1280                 | ИКМ АМ             | 0,1                            | ГТ                                          | Детектор<br>огнблужий | -51,0 (510)                | 7,5                                                         | ЛРОС                                               | Ge ЛФД, ВИ           | 0,45                                                      | —                                                                                                  | [120,<br>121] |                 |
| 2                 | 1550                 | ИКМ АМ             | 0,15                           | ГТ                                          | То же                 | -51,5 (367)                | 6,1                                                         | ЛРОС                                               | InGaAs ФД, ВИ        | 0,8                                                       | Балансный<br>фотодетектор                                                                          | [122]         |                 |
| 3                 | 1280/1570            | ИКМ ЧМ             | 0,1                            | ГТ                                          | Однополос-<br>ная     | -46,3/-48,2<br>(1500/1200) | 12,2/11,2                                                   | ЛРОС                                               | Ge/InGaAs<br>ЛФД, ВИ | 0,6                                                       | Девияция<br>частоты<br>1,4 ГГц                                                                     | [120]         |                 |
| 4                 | 1540                 | ИКМ ЧМ             | 0,14/0,28                      | ГТ                                          | Однополос-<br>ная     | -51,9/-47,0<br>(286/554)   | 5,0/7,9                                                     | ЛРОС                                               | InGaAs ФД, ВИ        | 0,6/0,9                                                   | Девияция<br>частоты<br>2 ГГц                                                                       | [121,<br>123] |                 |
| 5                 | 1300                 | ИКМ ЧМ             | 0,14                           | С фазо-<br>разне-<br>сенным<br>прис-<br>мом | То же                 | -51,8 (307)                | 5,3                                                         | ЛРОС                                               | —                    | —                                                         | —                                                                                                  | [124]         |                 |
| 6                 | 1540                 | ИКМ ЧМ             | 0,034                          | ГТ                                          | Двухпо-<br>лосная     | -61,4 (165)                | 5,6                                                         | ЛРОС                                               | InGaAs ФД, ВИ        | 0,5<br>(посылка)                                          | Девияция<br>частоты<br>0,5 ГГц,<br>балансный<br>фотодетектор,<br>мощность<br>гетеродина<br>2,3 дБм | [121]         |                 |
| 7                 | 1540                 | ИКМ ЧМНФ           | 0,14                           | ГТ                                          | Дискрим-<br>натор     | -55,3 (157)                | 6,9                                                         | ЛДР                                                | InGaAs ФД, ВИ        | 0,21                                                      | —                                                                                                  | [125]         |                 |
| 8                 | 1520                 | ИКМ ЧМНФ           | 1,2                            | ГТ                                          | То же                 | -42,8 (333)                | 10,2                                                        | ЛИР                                                | —                    | 1,2                                                       | —                                                                                                  | [126]         |                 |

| 1  | 2    | 3        | 4       | 5  | 6                           | 7                     | 8        | 9                     | 10            | 11       | 12                                               | 13         |
|----|------|----------|---------|----|-----------------------------|-----------------------|----------|-----------------------|---------------|----------|--------------------------------------------------|------------|
| 9  | 1497 | ИКМ ЧМНФ | 1,0     | ГТ | «                           | -37 (1500)            | 16,7     | ЛДР                   | Ge ЛФД, ВИ    | 2,1      | Девияция частоты 650 МГц                         | [127]      |
| 10 | 1550 | ИКМ ЧМНФ | 2       | ГТ | «                           | -38,6 (550)           | 12,3     | Многоэлементный ЛПРОС | InGaAs ФД     | 3,5      | Балансный фотодетектор, девиация частоты 1,4 ГГц | [128]      |
| 11 | 1280 | ИКМ ФРМ  | 0,2/0,4 | ГТ | Автокорреляционный детектор | -51,0/-47,0 (255/325) | 11/12,1  | ЛРБО и внешний ВР     | InGaAs ФД, ВИ | 0,4/0,6  | Ширина линии генерации ОГ 700 кГц                | [120, 121] |
| 12 | 1530 | ИКМ ФРМ  | 2       | ГТ | Автокорреляционный детектор | -39,0 (480)           | 13,8     | ЛДР                   | InGaAs ФД, ВИ | 3,0      | Балансный фотодетектор                           | [129]      |
| 13 | 1520 | ИКМ ФРМ  | 1,2     | ГТ | То же                       | -43,0 (317)           | 12       | ЛПРОС и внешний ИР    | InGaAs ФД, ВИ | 2,1      | То же                                            | [126]      |
| 14 | 1520 | ИКМ ФРМ  | 1,2     | ГТ | «                           | -45,0 (200)           | 10,0     | ЛПРОС и ДР            | InGaAs ФД, ВИ | 2,1      | «                                                | [126]      |
| 15 | 1530 | ИКМ ФГМ  | 0,4/1   | ГТ | «                           | -53,3/-44,5 (90/270)  | 6,5/11,3 | ЛДР                   | InGaAs ФД, ВИ | 0,95/1,7 | «                                                | [130]      |
| 16 | 1520 | ИКМ ФМ   | 0,14    | ГМ | —                           | -57,0 (107)           | 10,7     | He-Ne лазер           | InGaAs ФД, ВИ | —        | —                                                | [131]      |

\* При коэффициенте ошибок  $10^{-9}$ .

ГТ — гетеродинный; ГМ — гомодинный; ЛПРОС — лазер с распределенной обратной связью; ЛРБО — лазер с распределенными брэгговскими отражателями; ВР — волоконный резонатор; ЛДР — лазер с внешним резонатором на основе дифракционной решетки; ЛИР — лазер с интегральным резонатором; ФД — *pin*-фотодиод; ЛФД — лавинный фотодиод; ВИ — высокоимпедансный; ТИ — трансимпедансный.

лазеров с РОС и РБО, лазеров с интегральным внешним резонатором, однако наилучшие результаты все-таки получены при использовании лазеров с внешним резонатором на основе дифракционной решетки, позволяющим сочетать узкую линию излучения и широкую полосу перестройки. С целью уменьшения требуемой мощности и влияния шумов интенсивности гетеродина ПРОМ в последних экспериментах выполнен исключительно по балансной схеме с применением рп-фотодиодов тройной структуры, поскольку при достаточной мощности гетеродина ЛФД не дают никаких преимуществ по чувствительности, имея, однако, худшие эксплуатационные характеристики. Для предварительного электрического усилителя с целью улучшения чувствительности приема во всех случаях выбрана высокоимпедансная схема на полевых транзисторах.

Для более наглядной оценки выигрыша по чувствительности приема на рис. 6.30 квадратики с цифрами, соответствующими нумерации примеров табл. 6.4, отмечены значения порога чувстви-

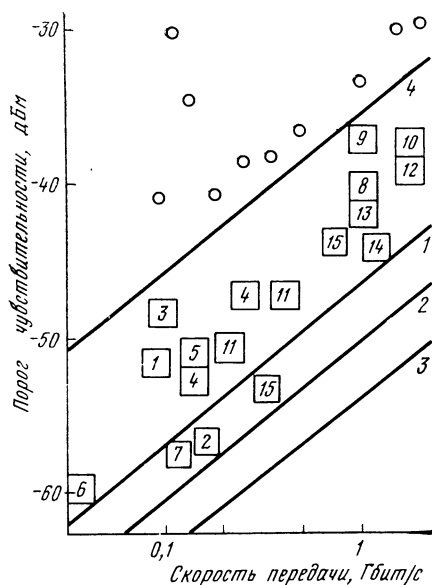


Рис. 6.30. Порог чувствительности ФПУ СКС и ВОСПД (пиковое значение, коэффициент ошибок  $10^{-9}$ )

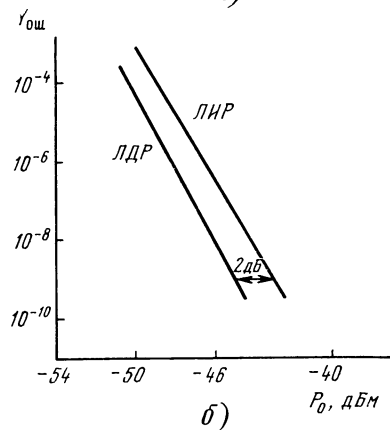
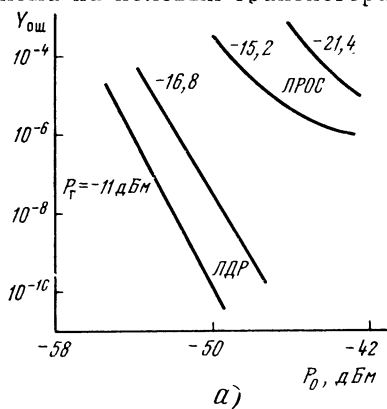


Рис. 6.31. Сравнение ФПУ СКС с различными типами оптических гетеродинов:  
а — СКС с ИКМ АМ,  $B=140$  Мбит/с;  
б — СКС с ИКМ ФРМ,  $B=1,2$  Гбит/с

тельности при различных скоростях передачи. Для сравнения прямыми линиями показаны взятые из гл. 4 значения для идеальных ФПУ СКС с ИКМ АМ (1), ИКМ ЧМ (2) и ИКМ ФМ (3), а также теоретические значения для ФПУ ВОСПД (4) с фотодетектором на основе InGaAs ЛФД. Кроме того, кружочками показаны взятые из табл. 5.1 данные для реальных ФПУ ВОСПД. Как следует из рисунка, улучшение порога чувствительности по сравнению с ФПУ ВОСПД в среднем достигает 6...12 дБ.

После первых экспериментов, цель которых состояла в подтверждении предсказанного выигрыша по чувствительности, главным направлением исследований стала оценка влияния различных искажений, вносимых элементами ФПУ, и разработка на базе этой оценки оптимальной схемы приема сигналов. При этом основное внимание, разумеется, уделялось выбору типа лазера гетеродина. Например, проводилась сравнительная оценка [121, 122] по порогу чувствительности при использовании в качестве гетеродина ФПУ СКС с ИКМ АМ на скорость 140 Мбит/с лазера с распределенной обратной связью и лазера с внешним резонатором на основе дифракционной решетки (см. § 6.3). Структурная схема и параметры приемного устройства близки к примеру в п. 2 табл. 6.4.

Результаты сравнения при различных уровнях мощности гетеродина приведены на рис. 6.31, а. Как следует из рисунка, в СКС с ИКМ АМ при  $B=140$  Мбит/с использование в качестве гетеродина ЛРОС с указанными уровнями мощности излучения (в ОВС) вообще не позволяет достичь коэффициента ошибок  $10^{-9}$ , что происходит из-за чрезмерной ширины линии генерации лазера данного типа. Кроме того, на рис. 6.31, б показаны характеристики коэффициента ошибок ( $Y_{\text{ош}}$ ), измеренные на выходе идентичных ФПУ СКС с ИКМ ФРМ при применении в качестве гетеродина ЛДР и ЛИР (см. п. 13 и 14 табл. 6.4). Как следует из рисунка, при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  разница не превышает 2 дБ, что говорит о перспективности применения в СКС лазеров с интегральным резонатором.

Улучшения чувствительности приема в системе с ИКМ ЧМ можно также достичь путем применения двухполосной демодуляции. Структурная схема опытного ФПУ на скорость 34 Мбит/с (см. п. 6 табл. 6.4) с таким вариантом демодуляции [121] приведена на рис. 6.32. На рисунке сигналы посылки и паузы, имеющие разные частоты, демодулируются по отдельным каналам, каждый из которых содержит полосовой фильтр, детектор огибающей и фильтр нижних частот. Полоса пропускания канала посылки 300...700 МГц, а канала паузы 0.85...1,3 ГГц. Результаты измерения характеристики ошибок в описанном ФПУ при использовании двухполосной демодуляции приведены на рис. 6.33, где 1 — характеристика ошибок при передаче посылки и 2 — при переда-

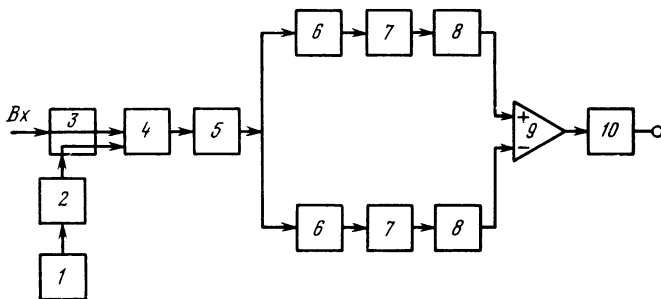


Рис. 6.32. Структурная схема гетеродинного ФПУ с двухполосной демодуляцией:

1 — лазерный генератор; 2 — оптический вентиль; 3 — оптическое гибридное соединение; 4 — балансный фотодетектор; 5 — усилитель; 6 — полосно-пропускающий фильтр; 7 — детектор огибающей; 8 — фильтр нижних частот; 9 — дифференциальная схема; 10 — пороговое устройство.

че паузы. Здесь же для сравнения показаны характеристики ошибок при однополосной демодуляции с помощью канала посылки (3) и канала паузы (4). Степень уменьшения порога чувствительности при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  близка к теоретическому значению, составляющему 3 дБ.

Требуемый уровень долговременной стабильности промежуточной частоты в экспериментах достигался за счет не только повышения собственной долговременной стабильности оптических генераторов, но и обязательного применения в ФПУ схемы АПЧ гетеродина.

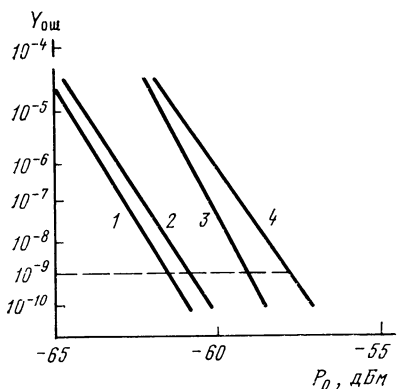


Рис. 6.33. Сравнение ФПУ СКС с ИКМ ЧМ при различных схемах демодуляции

Пример реализации такой схемы в ФПУ СКС с ИКМ ФРМ на скорости 200 и 400 Мбит/с, в котором в качестве гетеродина используется лазер с РБО и дополнительным внешним резонатором (см. п. 11 табл. 6.4), представлен на рис. 6.34. На рисунке с помощью удвоителя частоты 6 устраняется быстрая модуляция цифровым сигналом, а медленные уходы ПЧ обнаруживаются дискриминатором 7. Сигнал ошибки с выхода последнего усиливается и одновременно управляет током питания лазера 9 и положением концевого от-

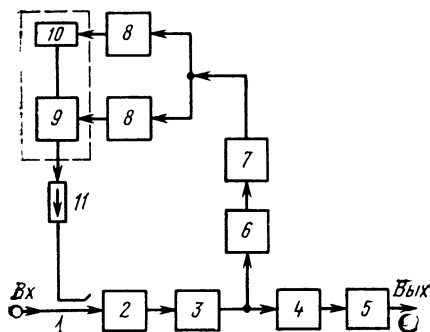


Рис. 6.34. Структурная схема ФПУ СКС с ИКМ ФРМ:

1 — ОГС; 2 — фотодетектор; 3 — усилитель ПЧ; 4 — автокорреляционный детектор; 5 — решающее устройство; 6 — удвоитель частоты; 7 — дискриминатор ПЧ; 8 — усилитель; 9 — лазер; 10 — концевой отражатель; 11 — оптический вентиль

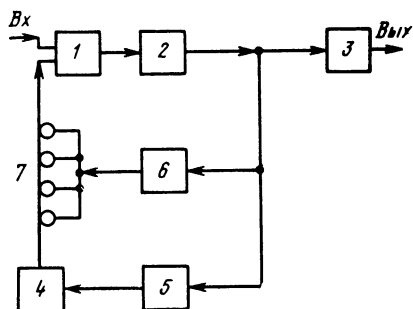


Рис. 6.35. Структурная схема ФПУ СКС с ИКМ ФРМ для первого натурального эксперимента по когерентной связи

ражателя 10 его внешнего резонатора, что сделано с целью увеличения полосы удержания схемы АПЧ. Для уменьшения влияния отражений на выходе гетеродина применен оптический вентиль.

Все опытные ФПУ табл. 6.4 испытывались в лабораторных условиях при передаче сигнала по намотанному на катушки ОВС. Тем не менее в Великобритании проведен первый натурный эксперимент по передаче сигнала со скоростью 565 Мбит/с на расстояние 108 км с помощью СКС с ИКМ ФРМ [132]. В качестве среды передачи использовался стандартный, подвешенный на опорах волоконно-оптический кабель. Принимаемый оптический сигнал диапазона 1,55 мкм (рис. 6.35) смещивается с сигналом гетеродина 4 в балансном фотодетекторе 1. Выделенный разностный сигнал с центральной частотой 847 МГц усиливается посредством предварительного электрического усилителя 2 и соответствующим образом обрабатывается с помощью демодулятора 3 на основе автокорреляционного детектора и видеорегенератора (на рисунке не показан). Часть усиленного сигнала ПЧ ответвляется в схему АПЧ 5 гетеродина 4, в качестве которого используется лазер с внешним резонатором на основе дифракционной решетки с шириной линии излучения менее 100 кГц и полосой перестройки около 500 ГГц. Благодаря введению схемы АПЧ уходы промежуточной частоты уменьшены до 20 МГц. Еще часть сигнала ПЧ ответвляется в схему автоматического контроля поляризации, позволяющую использовать в линейном тракте обычный ОВС. Действие схемы контроля основано на обнаружении с помощью детектора 6 уровня сигнала ПЧ на входе демодулятора и, в случае уменьшения его по



сравнению с опорным, соответствующей подстройке плоскости поляризации излучения гетеродина 4 с помощью механической деформации намотанного на четыре пьезокерамических цилиндра 7 волоконного световода с устойчивой поляризацией, формирующего гетеродинный тракт.

В результате измерения качества передачи сигналов в описанной СКС порог чувствительности ФПУ при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  получился на уровне  $-46,8$  дБм (276 фотон/бит), что на 11,2 дБ хуже квантового предела для приемника данного типа. Это значение вполне соответствует приведенным на рис. 6.30 значениям порога чувствительности лабораторных макетов ФПУ СКС.

## ГЛАВА 7.

### Расчет и экспериментальное исследование высокочастотных приемных оптических модулей

#### 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основными элементами приемного оптического модуля в современных ВОСП являются фотоэлектрический полупроводниковый приемник излучения (фотодиод) и предварительный электрический усилитель. Для уменьшения порога чувствительности требуется обеспечить минимальные потери при оптико-электрическом преобразовании, достаточный с точки зрения влияния шумов последующих усилительных каскадов коэффициент усиления электрического сигнала (обычно 15...20 дБ), достаточную с точки зрения искажений передаваемого сигнала полосу пропускания в диапазоне модулирующих частот или в диапазоне частот поднесущей (для ЦСП в зависимости от вида линейного сигнала она обычно близка к 0,7...1,6 тактовой частоты) при минимально возможной неравномерности коэффициента передачи (обычно в пределах 3 дБ) и оптимальные шумовые характеристики. В ПРОМ современных ВОСП в связи с малым уровнем собственного шума фотодиода (см. гл. 3) основной вклад вносится шумами усилителя, поэтому шумовые характеристики можно стандартно определять его коэффициентом шума. При этом очень важное значение с точки зрения увеличения отношения сигнал-шум приобретает рассмотренное в гл. 4 согласование иммитансных характеристик<sup>1</sup> выхода фотодиода и входа усилителя.

---

<sup>1</sup> Характеристика полной проводимости или полного сопротивления.

Стремление к снижению стоимости канала передачи влечет за собой постоянное повышение скорости передачи информации по линии связи, что в свою очередь, приводит к необходимости расширения полосы пропускания ПРОМ. В настоящее время в ВОСП считается освоенной пятая ступень цифровой иерархии (скорость 400 или 565 Мбит/с) и идет разработка шестой ступени (1,6 или 2,4 Гбит/с), в которой тактовая частота в зависимости от типа кода в линии может составлять несколько гигагерц. Кроме того, для ПРОМ бурно развивающихся ВОСП с гетеродинным приемом (см. гл. 6) требуется полосовой усилитель СВЧ диапазона с центральной частотой, соответствующей промежуточной частоте приемника, и полосой не менее удвоенной скорости передачи. Еще одной перспективной областью применения ВОСП, где также требуются ПРОМ с полосовым усилителем СВЧ диапазона, являются системы связи с СВЧ поднесущей [133], в которых может быть применен как непосредственный, так и гетеродинный прием.

Тем не менее в целом принципы построения высокочастотных ПРОМ остаются неизменными: используются *pin*-фотодиоды или ЛФД (см. гл. 2) и высокоимпедансная с последующей коррекцией по верхним частотам либо трансимпедансная схемы усилителей (см. гл. 5). Однако имеются некоторые важные особенности. Например, в трансимпедансном усилителе влияние схемных паразитных элементов заставляет переходить от общей отрицательной обратной связи к местной с меньшим коэффициентом усиления по разомкнутой петле, что приводит к уменьшению сопротивления в цепи обратной связи, т. е. к еще большему снижению входного сопротивления усилителя, приближая его к низкоимпедансному варианту<sup>1</sup>. Кроме того, на частотах выше 200...300 МГц эквивалентную схему корпусного фотодиода уже некорректно рассматривать в виде параллельно включенных емкости и активного сопротивления обратно смещенного *pn*-перехода, как это сделано при анализе характеристик ПРОМ в [5, 32]. А именно, начинают влиять такие паразитные элементы, как последовательное сопротивление потерь, емкость корпуса, индуктивность выводов, т. е. выходное сопротивление фотодиода становится сугубо комплексным и широкополосное согласование его с также комплексным входным сопротивлением транзисторного усилителя представляет нетривиальную задачу.

Таким образом, схему и характеристики ПРОМ приходится рассчитывать с помощью более сложных методов анализа пассивных четырехполюсников [134] и транзисторных усилителей [59] в СВЧ диапазоне. Данный подход принят в гл. 4 при рассмотрении

---

<sup>1</sup> Низкоимпедансным усилителем ПРОМ принято называть усилитель с входным сопротивлением 50 Ом.

теоретических ограничений характеристик ФПУ, и здесь он будет развит применительно к расчету ПРОМ конкретных типов.

Для получения расчетных соотношений в соответствии с [59, 135] рассмотрим структурную схему ПРОМ с одним каскадом усиления (рис. 7.1). На схеме фотодиод представлен в виде источника тока  $I_{\Phi} = P_0 S_{\lambda} M$  ( $P_0$  — средняя мощность оптического сигнала;  $S_{\lambda}$  — чувствительность фотодиода, А/Вт;  $M$  — коэффициент лавинного умножения (для *pin*-фотодиода  $M=1$ )) с входной цепью (ВЦ), а усилитель — активным элементом (АЭ) с реактивными согласующими цепями СЦ1, СЦ2. С помощью СЦ1 осуществляется согласование по максимуму передаваемой мощности выходного иммитанса фотодиода и входного иммитанса активного элемента, в качестве которого используется биполярный или полевой СВЧ транзистор, а с помощью СЦ2 — согласование выходного иммитанса транзистора и иммитанса нагрузки. Для удобства анализа на схеме рис. 7.1 введены условные плоскости  $A-E$ , представляющие собой плоскости подключения соответственно входной цепи (выходной цепи фотодиода), входной согласующей цепи усилителя, активного элемента, выходной согласующей цепи усилителя и нагрузки. Рассогласование между элементами схемы ПРОМ учитывается с помощью соответствующих коэффициентов отражения  $\Gamma$ . При этом условием согласования, т. е. передачи максимальной мощности, например, между ВЦ и СЦ1, является  $\Gamma_r = \Gamma_1^*$ , где звездочка означает комплексно-сопряженную величину.

Согласно [59, 135] реализуемый коэффициент передачи мощности ПРОМ, соответствующий коэффициенту передачи между плоскостями  $A-E$  (см. рис. 7.1):

$$K_{\text{ПРОМ}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{ном}}, \quad (7.1)$$

где  $P_{\text{вых}}$  — мощность в нагрузке;  $P_{\text{ном}}$  — номинальная выходная мощность, отдаваемая источником фототока в согласованную нагрузку ( $|\Gamma_{\text{вх}}| = 0$ ). Мысленно разобьем схему ПРОМ в плоскости  $B$

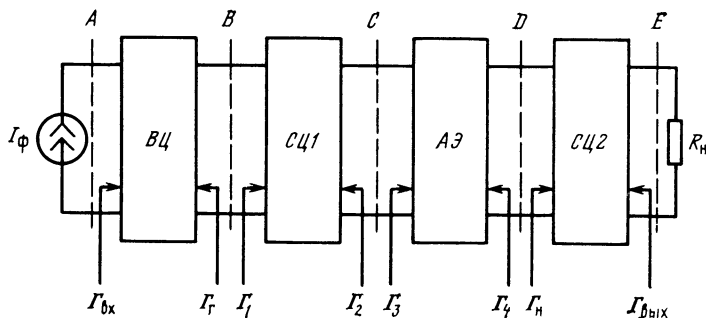


Рис. 7.1. Структурная схема ПРОМ с одним каскадом усиления

на фотодиод (слева) и усилитель (справа). Тогда выражение (7.1) можно представить

$$K_{\text{ПРОМ}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ-НОМ}}} \cdot \frac{P_{\text{ВХ-НОМ}}}{P_{\text{НОМ}}} = K_{P_{\text{УС}}} K_{\text{ВХ}}, \quad (7.2)$$

где  $K_{P_{\text{УС}}}$  — реализуемый коэффициент передачи мощности усилителя;  $K_{\text{ВХ}}$  — номинальный коэффициент передачи мощности входной цепи, соответствующий режиму согласования четырехполюсника ВЦ.

Реализуемый коэффициент передачи мощности усилителя стандартно выражается с помощью  $S$ -параметров [59]:

$$K_{P_{\text{УС}}} = |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_2|^2)(1 - |\Gamma_n|^2)}{|1 - \Gamma_2 S_{11} - \Gamma_n S_{22} + \Delta S \Gamma_2 \Gamma_n|^2}, \quad (7.3)$$

где  $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ;  $S_{11}$  и  $S_{22}$  — соответственно входной и выходной коэффициенты отражения активного элемента в тракте с волновым сопротивлением  $Z_0$ ;  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  — коэффициенты передачи активного элемента в прямом и обратном направлениях. Значения  $K_{\text{ВХ}}$  можно определить из (4.18) для конкретных фотодиода и транзистора. Удобство представления характеристики передачи ПРОМ посредством  $S$ -параметров и коэффициентов отражения основано на возможности сравнительно точного расчета и измерения их в СВЧ диапазоне, когда необходимые для определения параметров классических матриц ( $y$ -параметров,  $z$ -параметров и т. д.) режимы холостого хода и короткого замыкания далеко не всегда осуществимы.

Для оценки отношения сигнал-шум помимо коэффициента передачи ПРОМ необходимо знать уровень основных источников шума, приведенных в плоскость  $A$ , и коэффициент шума ПРОМ<sup>1</sup>. Как следует из гл. 4, среди всех источников шума ФПУ с прямым детектированием преимущественный вклад вносят шумы усилителя и тепловой шум последовательного сопротивления фотодиода. Шумы усилителя СВЧ диапазона удобно рассматривать с помощью введения на входе (в плоскости  $B$ ) эквивалентных генераторов падающей и отраженной шумовых волн. При этом его коэффициент шума [135]

$$K_{\text{ш}} = 1 + (t_{11} + t_{22} |\Gamma_2|^2 - 2\text{Re}(t_{21}\Gamma_2))/(1 - |\Gamma_2|^2), \quad (7.4)$$

где  $t_{11}$ ,  $t_{22}$ ,  $t_{21}$  — первичные шумовые параметры, которые можно рассчитать через  $S$ -параметры или достаточно точно определить экспериментально измерением минимального коэффициента шума, соответствующего ему значения коэффициента отражения источ-

<sup>1</sup> Этим термином обозначен коэффициент шума ВЦ и усилителя, т. е. последовательной цепочки четырехполюсников между плоскостями  $A$ — $E$  на рис. 7.1.

ника и коэффициента шума в стандартном тракте с волновым сопротивлением  $Z_B$ .

Чтобы определить коэффициент шума ПРОМ  $K_{AE}$ , необходимо учесть шумы сопротивления потерь фотодиода, входящего в ВЦ. Коэффициент шума диссипативного четырехполюсника [49]

$$K_{B.ц} = 1 + G_A/G_B, \quad (7.5)$$

где  $G_A$  и  $G_B$  — соответственно действительные части полной проводимости на входе и выходе ВЦ ( $G_B = G_d$  в (4.18)). Тогда по формуле для коэффициента шума многокаскадного устройства [49]

$$K_{AE} = K_{B.ц} + (K_{ш} - 1)/K_{вх}. \quad (7.6)$$

Зная коэффициент передачи мощности и коэффициент шума, с помощью соответствующих выражений, полученных в гл. 4, можно определить отношение сигнал-шум и порог чувствительности ПРОМ.

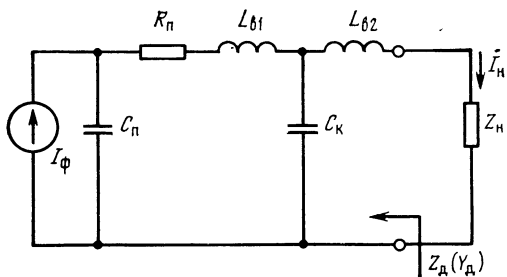
Базируясь на приведенной методике, рассчитаем схемы и характеристики для двух вариантов: широкополосного ПРОМ на основе ЛФД и видеосушителя и ПРОМ СВЧ диапазона на основе *pin*-фотодиода и полосового усилителя. Однако для проведения такого расчета необходимо определить параметры схемы фотодиода  $G_A$ ,  $G_B$  и  $K_{вх}$ .

## 7.2. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ФОТОДИОДА

Параметры фотодиода определим с помощью метода физической эквивалентной схемы (ФЭС) [141], суть которого заключается в следующем. По результатам измерения иммитансных характеристик на клеммах фотодиода при заданном обратном смещении в полосе частот определяются значения элементов предварительно выбранной ФЭС фотодиода, а затем осуществляется расчет с учетом времени пролета фотоносителей в *p-n*-переходе. Иммитансную характеристику фотодиода измеряют при установке образца в СВЧ измерительной камере (параметры которой либо находятся заранее, либо не учитываются), определяя с помощью круговой диаграммы коэффициента отражения действительную и мнимую составляющие иммитанса на клеммах фотодиода в заданной полосе частот. Такие измерения в зависимости от частотного диапазона ПРОМ можно проводить с помощью серийных измерительных приборов Р4—11, Р4—23, Р4—36 и т. д. Разумеется, в данном случае также применимы стандартные методы измерения предельной частоты СВЧ диодов [144].

Методика и примеры составления ФЭС для работающих в режиме обратного смещения *p-n*-перехода СВЧ диодов вообще [145] и малоинерционных фотодиодов в частности [30] уже подробно описаны, поэтому нет смысла останавливаться на этом. Отметим

Рис. 7.2. Эквивалентная схема корпусного германиевого ЛФД



только что электрическую эквивалентную схему составляют для каждого конкретного типа фотодиода, руководствуясь соображениями, изложенными в [30, 145] и опытом разработчика.

С помощью данного метода были определены параметры корпусного германиевого ЛФД и бескорпусного *pin*-фотодиода с обратной засветкой на основе четверного соединения, предназначенных для спектрального диапазона 1,3 мкм.

Выбранная ФЭС германиевого фотодиода приведена на рис. 7.2, где  $C_\pi$  — емкость перехода;  $R_\pi$  — последовательное сопротивление потерь фотодиода;  $L_{\delta 1}$  — индуктивность вывода от кристалла фотодиода;  $C_K$  — емкость корпуса;  $L_{\delta 2}$  — индуктивность внешних выводов;  $Z_d$ ,  $Y_d$  — соответственно полное сопротивление и проводимость на клеммах диода<sup>1</sup>;  $Z_H$  — сопротивление нагрузки;  $I_\phi$  — фототок;  $I_H$  — ток в нагрузке. Для данного типа фотодиода среди различных постоянных времени, вносящих вклад в его инерционность (см. гл. 2), преобладает постоянная  $RC$ -цепи, поэтому  $I_\phi$  можно считать действительной величиной.

Измеренные значения полного сопротивления на клеммах фотодиода в полосе 200...1000 МГц, полученные с помощью Р4—11, показаны на круговой диаграмме (кружочки на рис. 7.3). Значения элементов ФЭС рассчитывались по экспериментальным данным (см. рис. 7.3) с помощью программы моделирования СВЧ цепей [138]. В основу программы положен метод параметрического синтеза, который заключается в минимизации с помощью целенаправленного изменения параметров целевой функции, определяющейся на каждом шаге рабочего диапазона частот как отклонение расчетной иммитансной характеристики от измеренной.

Для упрощения расчетов при сохранении приемлемой точности результатов емкости ФЭС можно предварительно измерить на низких частотах, например, прибором Е7—12, а индуктивности — на частотах рабочего диапазона с помощью того же измерителя коэффициента отражения при использовании эквивалента короткого замыкания. Тогда задача сводится к расчету по результатам из-

<sup>1</sup> Отметим, что  $G_d = \text{Re}(Y_d)$ .

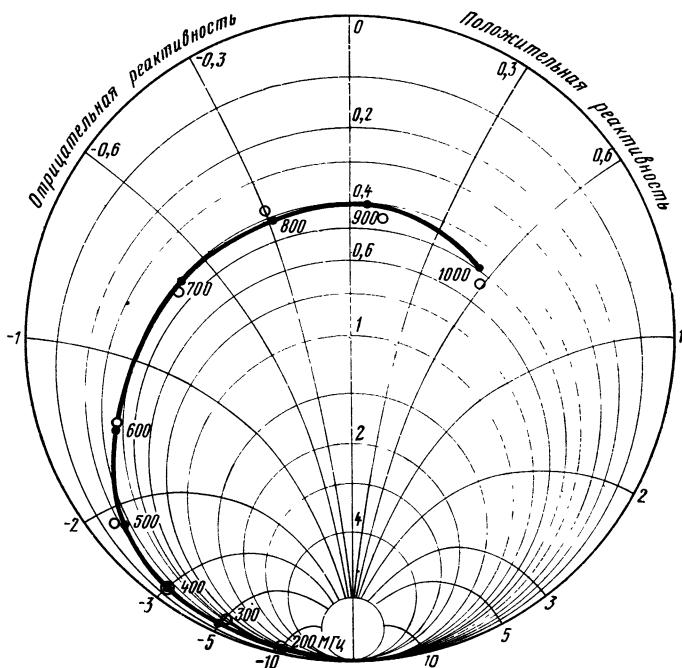


Рис. 7.3. Характеристика полного сопротивления на клеммах фотодиода в полосе 200... 1000 МГц (сплошной линией показаны результаты расчета по ФЭС на рис. 7.2)

мерения только  $R_n$ , что можно осуществить с помощью программируемого микрокалькулятора.

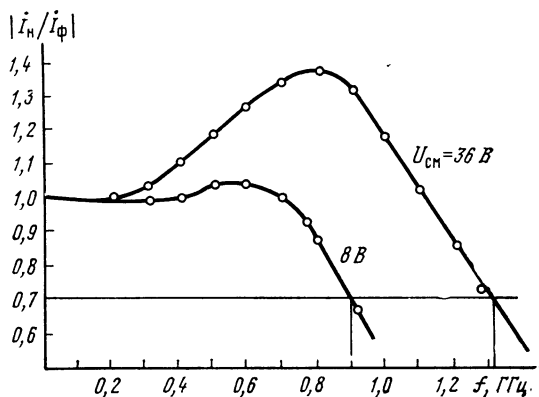
Для испытуемых образцов получены следующие значения параметров ФЭС;  $C_n = 1,7$  пФ (при обратном смещении 36 В);  $C_k = 0,5$  пФ;  $L_{B1} = 15$  нГн;  $L_{B2} = 4$  нГн;  $R_n = 25$  Ом. Характеристика выходного импеданса фотодиода, полученная на основе расчета по ФЭС с данными параметрами, также приведена на рис. 7.3. Как следует из рисунка, наблюдается достаточно хорошее совпадение с экспериментом.

По эквивалентной схеме рис. 7.2 рассчитывались  $G_A$ ,  $G_B$  и  $K_{вх}$ , а также представляющая отдельный интерес частотная характеристика передачи фотодиода при сопротивлении нагрузки 50 Ом, которая определялась следующим выражением:

$$K_I(\omega) = |\dot{I}_n / \dot{I}_\Phi|. \quad (7.7)$$

Вид частотной характеристики передачи корпусного германиевого фотодиода при различных напряжениях обратного смещения  $U_{см}$  показан на рис. 7.4.

Рис. 7.4. Частотная характеристика передачи корпусного германиевого фотодиода



Аналогичным образом определялись параметры и частотная характеристика передачи бескорпусного фотодиода на основе четверного соединения, эквивалентная схема которого приведена на рис. 7.5, где  $L_b$  — индуктивность соединительной проволоки между кристаллом фотодиода и держателем,  $C_{дж}$  — емкость керамического кристаллодержателя, а остальные обозначения соответствуют ФЭС (см. рис. 7.2). В данном случае время пролета фотоносителей в  $pn$ -переходе, оказавшееся одного порядка с характерной постоянной  $RC$ -цепи, можно учесть, делая  $I_\phi$  комплексной величиной.

Эффект конечного пролетного времени в фотодиодах с тонкой базой может быть представлен эквивалентной схемой в виде инерционного звена первого порядка [30]

$$\dot{I}_n = I_{\phi 0} (1 + j\omega\tau_n)^{-1}, \quad (7.8)$$

где  $I_{\phi 0}$  — значение фототока безынерционного фотодиода;  $\tau_n$  — время пролета носителей в ОПЗ, для определения которого необходимо знать геометрию фотодиода и скорость насыщения носителей (см. гл. 2). Для испытуемых образцов получены следующие значения параметров эквивалентной схемы:  $C_n = 70$  фФ при смещении  $-3$  В и  $53$  фФ при смещении  $-5$  В;  $L_b = 0,6$  нГн;  $C_{дж} = 0,15$  пФ;  $R_n = 30,7$  Ом.

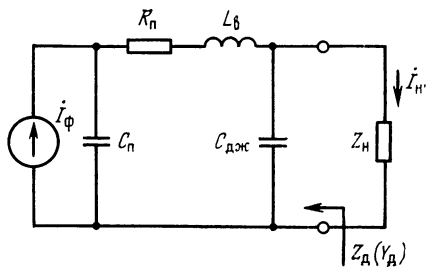


Рис. 7.5 Эквивалентная схема бескорпусного  $pin$ -фотодиода на основе четверного соединения



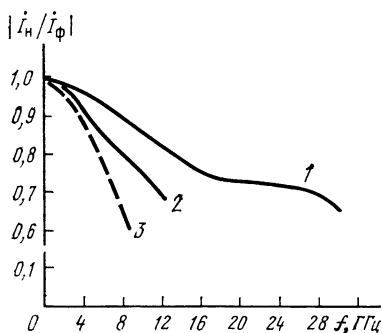


Рис. 7.6. Частотные характеристики бескорпусного *pin*-фотодиода с учетом пролетного времени  $\tau_n$

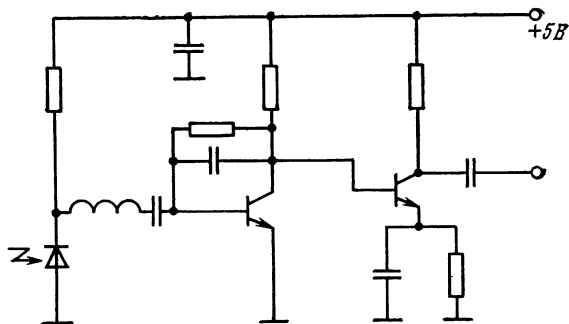
По ФЭС рис. 7.5 рассчитывались  $G_A$ ,  $G_B$  и  $K_{вх}$  для данного фотодиода, а также частотные характеристики при сопротивлении нагрузки 50 Ом, вид которых при напряжении обратного смещения 5 В и различных  $\tau_n$  показан на рис. 7.6, где кривая 1 соответствует  $\tau_n = 5$  пс, кривая 2 —  $\tau_n = 10$  пс. Отметим, что наличие индуктивности во многих случаях приводит к расширению частотной характеристики в области верхних частот, где она выполняет роль корректирующего звена. На том же рисунке для сравнения показана частотная характеристика кривая 3, полученная на основе измерения с помощью стробоскопического осциллоскопа С1-91/4 формы импульсного отклика при облучении фотодиода короткими оптическими импульсами и последующего фурье-анализа. Как видно из рисунка, до частоты 4 ГГц наблюдается достаточно близкое соответствие кривой при  $\tau_n = 10$  пс, а выше 4 ГГц начинает сказываться влияние измерительной камеры.

### 7.3. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРИЕМНЫЙ МОДУЛЬ

Для того чтобы проиллюстрировать возможность создания широкополосного приемного модуля на базе относительно недорогих серийных компонентов, были рассчитаны схема и характеристики ПРОМ для ФПУ цифровой ВОСП на скорость передачи 1,2 Гбит/с, работающей на длине волны 1,3 мкм. Основные элементы исследуемого ПРОМ — корпусной германиевый ЛФД и усилитель на кремниевых биполярных СВЧ транзисторах типа КТ3132 [137, 138].

Прежде всего, с учетом рекомендаций по проектированию трансимпедансных ПРОМ (см. гл. 5), описанных выше особенностей построения широкополосных приемных модулей, а также данных ТУ и рассчитанных по ФЭС  $S$ -параметров транзистора КТ3132, был проведен эскизный расчет ПРОМ и выбрана схема прототипа (рис. 7.7). В двухкаскадном усилителе оба транзистора с целью

Рис. 7.7. Принципиальная схема широкополосного приемного модуля



обеспечения устойчивости и оптимальных шумовых и усилительных характеристик включены по схеме с общим эмиттером. Для реализации заданных полосовых характеристик и улучшения согласования с фотодиодом и между каскадами применены местные обратные связи по напряжению (в первом каскаде) и току (во втором каскаде). Кроме того, чтобы получить приемлемое значение КСВН при работе ПРОМ на нагрузку 50 Ом, сопротивление резистора в цепи коллектора второго каскада выбрано около 100 Ом, а для коррекции характеристик в области верхних частот на входе усилителя введен индуктивный элемент.

После выбора схемы прототипа методами машинного проектирования<sup>1</sup> производился расчет реализуемого коэффициента передачи мощности, коэффициента шума (между плоскостями *A—E*, см. рис. 7.1), выходного КСВН, отношения сигнал-шум на выходе и порога чувствительности ПРОМ в полосе частот 10 МГц...1 ГГц. По данным расчета осуществлялась параметрическая оптимизация элементов схемы усилителя для обеспечения минимального порога чувствительности.

Нормированная по значению на частоте 100 МГц расчетная частотная характеристика реализуемого коэффициента передачи оптимизированного ПРОМ представлена на рис. 7.8. Наблюдаемый максимум в районе 800 МГц объясняется улучшением согласования во входной цепи на верхних частотах за счет корректирующей индуктивности. Порог чувствительности ПРОМ при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  получился на уровне  $-28$  дБм, что соответствует данным для аналогичных по структуре и назначению ПРОМ (см. табл. 5.1), а КСВН по выходу не превышает 1,5.

Для подтверждения результатов расчета была разработана ГИС усилителя в корпусе с двухрядным расположением выводов [139], измеренная частотная характеристика которой при напряже-

<sup>1</sup> Программа расчета ПРОМ составлена на базе программы расчета транзисторных усилителей СВЧ диапазона, разработанной В. Б. Текшевым.

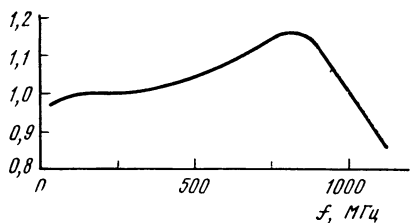


Рис. 7.8. Характеристика реализуемого коэффициента передачи оптимизированного ПРОМ

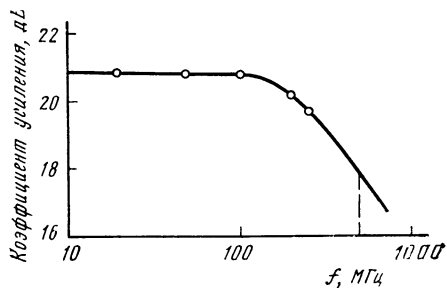


Рис. 7.9. Измеренная частотная характеристика ГИС усилителя широкополосного ПРОМ

нии питания 5В приведена на рис. 7.9. При увеличении напряжения питания до 8 В полоса пропускания по уровню  $-3$  дБ расширяется до 900 МГц при небольшом возрастании коэффициента шума.

Частотная характеристика чувствительности ПРОМ наиболее просто измеряется с помощью измерителя коэффициента отражения, сигнал генератора качающейся частоты которого, непосредственно воздействуя на ток питания, модулирует по интенсивности выходное излучение полупроводникового лазера, а индикатор подключен к выходу исследуемого ПРОМ, принимающего лазерное излучение. Однако этот метод имеет существенный недостаток: результаты измерения зависят от флуктуации мощности излучения и собственной частотной характеристики лазерного диода. Данный недостаток можно устранить, используя для измерений распространенный метод замещения, когда излучение лазера делится на два канала: опорный и измерительный. В первом излучение принимается с помощью быстродействующего *pin*-фотодиода (см. § 7.2), а во втором включен исследуемый ПРОМ. Электрические сигналы с выхода *pin*-фотодиода и ПРОМ подаются соответственно на входы опорного и измерительного каналов индикатора измерителя коэффициента отражения, который воспроизводит на экране дифференциальную частотную характеристику обоих каналов.

Полученные с помощью описанного метода результаты измерения частотной характеристики макета ПРОМ показаны точками на рис. 7.8, из которого следует достаточно хорошее совпадение расчета и эксперимента.

Шумовые характеристики макета ПРОМ исследовались измерением с помощью анализатора спектра удельной обнаружительной способности ПРОМ в отсутствие оптического сигнала, которая составила порядка  $0,4 \cdot 10^{12}$  Гц<sup>1/2</sup>/Вт. При этом расчет пороговой

чувствительности при коэффициенте ошибок  $10^{-9}$  дает значение —27,2 дБм, которое близко к расчетному.

Рассчитанный ПРОМ был реализован с описанными выше корпусным фотодиодом и ГИС усилителя, а также в виде интегральной конструкции на основе бескорпусного фотодиода и волоконного ввода [140]. Во втором случае фотодиод на керамической подложке приклеивался к основанию ГИС и соединялся посредством сварки с платой усилителя. Волоконный стыковочный узел выполнен на основе отрезка кварцевого градиентного световода с диаметром сердцевины 50 мкм. Измерения интегрального макета ПРОМ показали расширение полосы пропускания до 1,5 ГГц при практически неизменных шумовых характеристиках.

#### 7.4. ПРИЕМНЫЙ ОПТИЧЕСКИЙ МОДУЛЬ СВЧ ДИАПАЗОНА

Особенность построения приемного оптического модуля СВЧ диапазона на основе бескорпусного *pin*-фотодиода и полосового усилителя заключается в применении резонансного согласования во входной цепи усилителя, что существенно улучшает отношение сигнал-шум [136]. Это согласование осуществляется включением на входе усилителя последовательного или параллельного элемента индуктивности, с помощью которого на центральной частоте рабочего диапазона образуется резонансный контур с емкостной реактивностью выходного импеданса схемы фотодиода.

Чтобы оценить этот эффект, рассчитаем параметры схемы и характеристики ПРОМ системы передачи с СВЧ поднесущей, работающей в спектральном диапазоне 1,3 мкм. Частота поднесущей составляет 2,2 ГГц, а полоса пропускания ПРОМ 400 МГц ( $\pm 200$  МГц от центральной частоты, равной частоте поднесущей). Расчет производился для бескорпусного *pin*-фотодиода, параметры которого описаны в § 7.2, и микрополоскового СВЧ усилителя на транзисторах КТ3132. Расчет эквивалентной схемы (см. рис. 7.5) показал, что в выбранном диапазоне частот поднесущей выходной импеданс фотодиода допустимо представить в виде последовательной цепи на основе активного сопротивления 20 Ом и емкости 0,8 пФ. Таким образом, для создания резонанса на центральной частоте полосы пропускания требуется индуктивность около 6,5 нГн.

Расчет и оптимизация схемы ПРОМ проводились в порядке, описанном в § 7.3. В качестве прототипа сначала была выбрана схема однокаскадного усилителя [135]. Однако эскизный расчет показал, что для обеспечения требуемого для ПРОМ коэффициента передачи (см. § 7.1) необходимо не менее двух каскадов усиления. Принципиальная схема микрополоскового ПРОМ приведена на рис. 7.10. На рисунке микрополосковые шлейфы  $W_1$ — $W_3$  и конден-

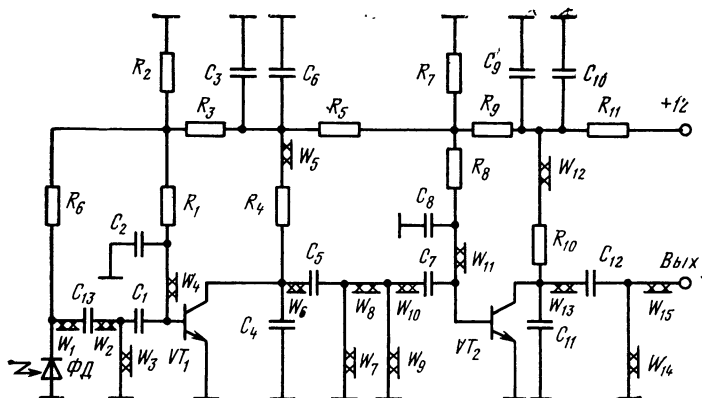


Рис. 7.10. Принципиальная схема приемного оптического модуля СВЧ диапазона

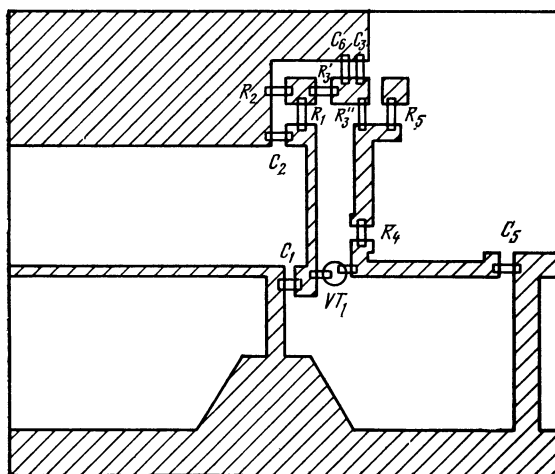
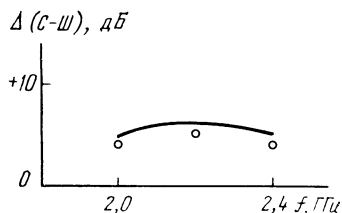


Рис. 7.11. Микрополосковая плата одного каскада усилителя ПРОМ (обозначения элементов соответствуют рис. 7.10)

Рис. 7.12. Улучшение отношения сигнал-шум за счет резонансного согласования



сатор  $C_1$  осуществляют резонансное согласование со схемой фотодиода и настройку на минимум коэффициента шума, конденсаторы  $C_4$ ,  $C_7$  и шлейфы  $W_6$ — $W_{10}$  — настройку на максимум коэффициента передачи и межкаскадное согласование, конденсатор  $C_{11}$  и шлейфы  $W_{13}$ ...  $W_{15}$  — согласование с нагрузкой. Резисторы  $R_4$ ,  $R_{10}$  и шлейфы  $W_5$ ,  $W_{12}$  выполняют роль стабилизирующих цепочек, расширяющих полосу пропускания, кроме того, резисторы  $R_4$ ,  $R_{10}$  служат для подачи постоянного смещения на коллекторы транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Короткозамкнутые по высокой частоте с помощью конденсаторов  $C_2$ ,  $C_8$  четвертьволновые шлейфы  $W_4$ ,  $W_{11}$  осуществляют фильтрацию по сигналу, назначением остальных элементов является подача постоянного смещения, блокировка и разделение переменной и постоянной составляющих. Плата одного каскада усилителя, реализованного в виде микрополосковой ГИС на подложке из материала ФЛАН-10 с использованием навесных безвыводных резисторов С6-4, конденсаторов К10-17 и К10-42 и микрополосковых шлейфов, показана на рис. 7.11.

Разработанный модуль имеет следующие параметры: реализуемый коэффициент передачи мощности 17 дБ с неравномерностью в полосе пропускания в пределах 1 дБ, коэффициент шума не хуже 2,5 дБ, КСВН по выходу не более 1,5. Чтобы оценить улучшение характеристик при резонансном согласовании, был проведен расчет отношения сигнал-шум для случаев наличия и отсутствия последовательной индуктивности (рис. 7.12). Как следует из рисунка, улучшение отношения сигнал-шум за счет резонансного согласования на частоте 2,2 ГГц составило около 6 дБ, и это значение практически не изменяется в пределах всей полосы пропускания ПРОМ. Кружочки на рисунке соответствуют экспериментальным значениям отношения сигнал-шум на выходе ПРОМ, полученным с помощью описанного в § 7.3 метода измерения. Удовлетворительное совпадение теоретических и экспериментальных данных подтверждает корректность выбранных моделей и метода расчета.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. — М.: Связь, 1971. — 264 с
2. Мурадян А. Г., Гинзбург С. А. Системы передачи информации по оптическому кабелю — М.: Связь, 1980 — 160 с
3. Унгер Г. Г. Оптическая связь: Пер. с нем./ Под. ред. Н. А. Семенова. — М.: Связь, 1979. — 264 с
4. Ботез Д., Херсковиц Д. Компоненты оптических систем связи// ТИИЭР. — Т. 68, № 6. — С. 57—107.
5. Smith R. G., Personick S. D. Receiver design for optical fiber communication systems. В кн.: Semiconductor devices for optical communication — Berlin Heidelberg New-York: Springer-Verlag, 1980. — 289 p.
6. Прайт В. К. Лазерные системы связи: Пер. с англ./ Под ред. А. Г. Шереметьева — М.: Связь, 1972 — 232 с
7. Основы волоконно-оптической связи: Пер. с англ./ Под ред. Е. М. Дианова. — М.: Сов. радио, 1980. — 230 с
8. Элион Г., Элион Х. Волоконная оптика в системах связи: Пер. с англ./ Под ред. Е. М. Дианова — М.: Мир, 1981. — 198 с.
9. Оптическая связь: Пер. с япон./ Под ред. И. И. Теумина — М.: Радио и связь. — 1983. — 384 с.
10. Андрушко Л. М., Гроднев И. И., Панфилов И. П. Волоконно-оптические линии связи. — М.: Радио и связь, 1984. — 136 с.
11. Оптика и связь/ А. Козане, Ж. Флере, Г. Мэтр, М. Руссо Пер. с англ./ Под ред. В. К. Соколова. — М.: Мир, 1984 — 468 с
12. Красюк Б. А., Корнеев Г. И. Оптические системы связи и световодные датчики. Вопросы технологии. — М. Радио и связь, 1985 — 192 с
13. Lutzke D. Lichtwellenleiter—Technik. — München: Pflaum Verlag, 1986. — 398 S
14. Акаев А. А., Майоров С. А. Оптические методы обработки информации — М. Высшая школа, 1988 — 237 с
15. ГОСТ 21934—83. Приемники излучения полупроводниковые фотоэлектрические. Фотоприемные устройства. Термины и определения.
16. ГОСТ 26599—85. Компоненты волоконно-оптических систем передачи. Термины и определения.
17. Новоселов А. М., Улитин Э. А., Шавель Н. Н. О предельном быстродействии инжекционных гетеролазеров в оптических линиях передачи информации. Тезисы докладов III Всесоюзной конференции «Применение лазеров в технологии и системах передачи и обработки информации» — Таллинн: ТПИ, 1987. — Т. 3. — С. 70—71.
18. Линейные сигналы в цифровых волоконно-оптических системах передачи/ К. Н. Щелкунов, Г. А. Широков, В. Ф. Кушнир и др. — Л.: ЛЭИС. 1987 — 42 с
19. Бухинник А. Ю., Кушнир В. Ф. К выбору линейных кодов для цифровых волоконно-оптических линий связи// Электросвязь — 1984 — № 4 — С. 22—25
20. Блушке А., Емин В. И. Учет внутренних ограничений со стороны оптического приемника на чувствительность ВОЛС// Радиотехника — 1986 — Т. 39, № 4. — С. 88—89
21. Bluschke A. 1B2B—Leitungssignale für Lichtwellenleiter—Übertragungssysteme// Nachrichtentechnik Elektronik — 1987. — Bd. 87, № 12. — S. 458—460.
22. Bluschke A. Leitungssignale für LWL—Übertragungssysteme mit hoher Bitrate// Nachrichtentechnik Elektronik. — 1987. — Bd. 87, № 11. — S. 415—417.

23. Yoshikai N., Katagiri K. I., Ito T. mBIC code and its performance in optical communication system// IEEE Trans. on Com. — 1984. — COM-32. — P. 163—168.
24. Poo G. S. Computer aids for code spectra calculations// IEE Proc — 1981. — V. 128, Part F, № 5. — P. 323—330
25. Poo G. S. Power spectra of mBIC codes for optical communication// Electronics Letters. — 1985. — V. 21, № 18 — P. 788—789
26. Кнолл А. Спектральный анализ сигналов, применяемых в цифровой магнитной записи. В кн.: Проблемы магнитной записи/ Пер. с англ/ Под ред. В. Г. Королькова. — М.: Энергия, 1975. — С. 79—91
27. Geckeler H. G. Modelling of fiber-optic transmission system on a desktop computer// Siemens Forschungs und Entwicklungsberichte.—1983 —Bd. 12. — S 127—134.
28. Шинкаренко В. Г. Прием оптического излучения. — М.: МФТИ, 1981. — 92 с.
29. Schinke D. P., Smith R. G., Hartman A. R. Photodetectors. В кн.: Semiconductor devices for optical communication — Berlin Heidelberg New-York: Springer-Verlag, 1980. — 289 p.
30. Трищенко М. А., Фример А. И. Фотозлектрические полупроводниковые приборы с  $p-n$ -переходами В сб.: Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. Я. А. Федотова. — М.: Сов. радио — 1971 — Вып. 25 — С. 159—203.
31. Bowers J. E., Burras C. A., McCoy R. J. InGaAs PIN photodetectors with modulation response to millimetre wavelengths// Electronics Letters — 1985. — V. 21, № 18 — P. 812—814.
32. Техника оптической связи. Фотоприемники: Пер. с англ./ Под ред. М. А. Трищенко — М.: Мир, 1988. — 526 с.
33. Emmons R. B. — Journal of Applied Physics. — 1967 — V. 38, — P. 1705.
34. PIN-FET hybrid optical receivers for longer wavelength optical communications systems/ R. C. Hooper, M. A. Rejman, S. T. D. Ritchie e. a// ECOC'80. — 1980 — P. 222—225.
35. PIN-FET hybrid optical receivers for 1.2 Gbit/s transmission systems operating at 1.3 and 1.55  $\mu$ m wavelength/ M. Brain, P. P. Smyth, D. R. Smith e. a// Electronics Letters. — 1984 — V. 20, N 21. — P. 894—896.
36. Long-Wavelength (1.3 to 1.6  $\mu$ m) detectors for fiber-optical communications/ G. E. Stillman, L. W. Cook, G. E. Bulman e. a// IEEE Trans — 1982. — ED-29. — P. 1355—1371.
37. 20 GHz bandwidth InGaAs photodetector for long-wavelength microwave optical links/ J. Schlafer, C. B. Su, W. Powazinik e. a// Electronics Letters. — 1985. — V. 21, N 11 — P. 469—470.
38. InGaAs photodiodes prepared by low-pressure MOCVD/ P. Poulain, M. Razeghi, K. Kazmierski// Electronics Letters. — 1985. — V. 21, N 10. — P. 441 — 442.
39. Alping A., Eng S. T. Detection of Gbit/s rates with a TJS GaAlAs laser// Optical Communications — 1983 — V. 44. — P. 381—383
40. Van der Ziel J. R., Mikuljak R. M., Logan R. A. 75-km bidirectional single-mode optical-fibre link using dual-mode InGaAsP/ InP 1.3  $\mu$ m laser detectors// Electronics Letters. — 1985. — V. 21, N 11 — P. 511—512.
41. Becla P., Placzek-Porko E. Electrical properties of infrared photovoltaic  $Cd_xHg_{1-x}Te$  detectors// Infrared Physics. — 1981 — V. 21 — P. 323—332.
42. Воронков В. П., Вяткин А. П., Балуба В. И. Фотодиоды для спектрально-го уплотнения каналов в ВОЛС Тезисы докладов всесоюзной НТК «Проблемы развития цифровых систем передачи городских и сельских сетей связи на основе электрических и волоконно-оптических кабелей (24 июня 1987 г. Новосибирск). — М.: Радио и связь, 1987 — С. 64—65.



43. Wang H., Ankri D. Monolithic integrated photoreceiver implemented with GaAs/GaAlAs heterojunction bipolar photo-transistors and transistors// Electronics Letters. — 1986. — V. 22, № 7. — P. 391—393.
44. Eaglesfield C. C. Noise factor of optical frequencies// Proc. IEE. — 1964. — V. 111, № 7. — P. 1241—1244.
45. Хинрикус Х. В. Шумы в лазерных информационных системах. — М.: Радио и связь, 1987. — 108 с.
46. Shimoda K., Takahashi H., Townes C. H. Fluctuations in amplification of quanta with application to maser amplifiers// Journal of Physical Society of Japan. — 1957. — V. 12. — P. 686.
47. Белоусов А. П., Каменецкий Ю. А. Коэффициент шума. — М.: Радио и связь, 1981 — 112 с.
48. Робинсон Ф. Н. Х. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях: Пер. с англ./ Под ред. Ю. А. Карцева. — М.: Атомиздат, 1980. — 255 с.
49. Ван дер Зил А. Шумы при измерениях: Пер. с англ./ Под ред. А. К. Нарышкина. — М.: Сов. радио, 1977. — 416 с.
50. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ./ Под ред. В. Н. Губанкова. — М.: Мир, 1986. — 366 с.
51. Schewzow E. A., Fjodorow N. D. Ein allgemeines Modell der Fluktuationerscheinungen in Halbleiter-baelementen// Nachrichtentechnik Elektronik. — 1977. — № 11. — S. 470—472.
52. Шевцов Э. А. Шумы в электронных приборах — М.: МИС, 1988. — 35 с.
53. McIntyre B. The distribution of gains in uniformly multiplying avalanche photodiodes// IEEE Trans. — 1972. — ED-19. — P. 703—713.
54. Нетцер И. Проектирование малощумящих усилителей// ТИИЭР. — 1981. — Т. 69, № 3. — С. 58—74.
55. Witkiewicz T. Transistor noise model for photodetector amplifiers/ IEEE J. — 1978. — V. SC-13, № 5. — P. 722—724.
56. Jindal R. P. General noise considerations for gigabit-rate NMOSFET front-end design for optical fiber-communication systems// IEEE Trans. — 1987. — V. ED-34, № 2 — P. 305—309.
57. Нарышкин А. К. Противошумовая коррекция в транзисторных усилителях. — М.: Связь, 1974. — 144 с.
58. Жалуд В., Кулешов В. А. Шумы в полупроводниковых устройствах; Под ред. А. К. Нарышкина. — М.: Сов. радио, 1977. — 416 с.
59. Шварц Н. З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. — М.: Сов. радио, 1980. — 368 с.
60. Шварц Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. — М.: Радио и связь, 1987. — 200 с.
61. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио, 1966. — 678 с.
62. Сигмен А. Мазеры: Пер. с англ. — М.: Мир, 1966. — 520 с.
63. Шевцов Э. А. Расчет фотоприемных устройств для волоконно-оптических систем передачи. — М.: МЭИС, 1986. — 38 с.
64. А. с. 35908 (СССР). Способ устранения шума в усилителе/ Г. В. Брауде.
65. Брауде Г. В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. — М.: Связь, 1967. — 248 с.
66. Персонию С. Д. Проектирование приемников для систем с волоконными световодами// ТИИЭР. — 1977. — Т. 65, № 12. — С. 47—58.
67. Макеев О. Н., Заркевич Е. А., Шевцов Э. А. Фотодетекторы для оптических линий связи. — Сб. науч. тр. ЦНИИС, 1971, № 1. — С. 97—103.
68. Шевцов Э. А. Оценка чувствительности фотодетекторов, предназначенных для оптических линий связи// Электросвязь, 1971, № 8. — С. 62—67.
69. Miao T. V. Receiver design for digital fiber optic transmission systems using Manchester (Biphase) coding// IEEE Trans. — 1983. — COM-31, № 5. — P. 608—619.

70. Personick S. D. Receiver design for digital fiber optic communication systems// Bell Syst. Tech. J. — 1973. — V. 52, № 6. — P. 843—886.
71. Харкевич А. А. Борьба с помехами. — М.: ГИФМЛ, 1963. — 275 с.
72. Ситняковский И. В., Порохов О. Н., Нехаев А. Л. Цифровые системы передачи абонентских линий. — М.: Радио и связь, 1987. — 216 с.
73. Прэбху В. К. Характеристики оптических приемников прямого усиления// Зарубежная радиоэлектроника. — 1969, № 7. — С. 59—72.
74. Шарц Н. З., Бровко Г. М. К оптимизации оптического приемника прямого детектирования аналоговых ВЧ и СВЧ сигналов// Радиотехника и электроника. — 1983, № 1. — С. 168—172.
75. Шевцов Э. А. Влияние согласования между фотодиодом и транзистором на пороговую чувствительность фотоприемного устройства ВОСП III Всесоюз. конференция «Применение лазеров в технологии и системах передачи и обработки информации» (11—13 ноября 1987 г.): Тезисы докладов — Таллинн, 1987. — С. 27—28.
76. Hullett J. L., Muoi T. V. A modified receiver for digital optical fiber transmission systems// IEEE Trans. — 1975. — COM-23, № 12. — P. 1518—1521.
77. Гальярди Р. М., Карп Ш. Оптическая связь: Пер. с англ./ Под ред. А. Г. Шереметьева. — М.: Связь, 1978. — 423 с.
78. Bodtker E., Jacobsen G. Coherent optical communication systems// Teleteknik, 1986, v. 30, № 2. — P. 68—78.
79. Phase diversity techniques for coherent optical receivers/ A. W. Davis, M. J. Pettitt, J. P. King et al.// J. of Lightwave Technology. — 1987. — LT-5, № 4. — P. 561—572.
80. Кувахара Х. Современное состояние и перспективы развития оптической когерентной связи. — Опутороникусу. — 1987, № 7. — С. 72—78.
81. Okoshi T. Recent advances in coherent optical fiber communication systems// J. of Lightwave Techn. — 1987. — LT-5, № 1. — P. 44—51.
82. Smith D. W. Coherent fiber optic communications// Laser Focus/ Electro-Optics. — 1985. — № 11. — P. 92—106.
83. Smith D. W., Stanley I. W. The worldwide status of coherent optical fibre transmission systems// ECOC'83. — 1983. — P. 263—266.
84. Елисеев П. Г., Свердлов Б. Н. Экспериментальные волоконно-оптические линии связи с инжекционными источниками излучения на основе гетероструктур InGaAs/InP// Итоги науки и техники. Сер. Электроника. — 1988. т. 21. — С. 123—153.
85. Ривлин Л. А., Семенов А. Т., Якубович С. Д. Динамика и спектры излучения полупроводниковых лазеров. — М.: Радио и связь, 1983. — 208 с.
86. O'Mahoni M. J. Semiconductor laser optical amplifiers for use in future fiber systems// J. of Lightwave Technology. — 1988. — LT-6, № 4. — P. 531—544.
87. Мукаи Т., Ямамото Е., Кимура Т. Передача сигналов с использованием прямого оптического усиления// Кэнкю дзицүёка хококу. — 1982. — Т. 31, № 12. — С. 2185—2197.
88. Hullett J. L., Muoi T. A. A feedback receive amplifier for optical transmission systems// IEEE Trans. — 1976. — COM-24, № 10. — P. 1180—1185.
89. Hullett J. L., Doan H. B., Rosman G. A. A modified receiver for optical transmission systems// IEEE Trans. — 1975. — COM-23, № 12. — P. 1514—1518.
90. Goell J. E. An optical repeater with high-impedance input amplifier// Bell System Techn. J. — 1974. — V. 25, № 4. — P. 629—643.
91. Smith R. G., Brackett C. A., Reinbold H. W. Optical detector package// Bell System Techn. J. — 1978. — V. 57, № 6. — P. 1809—1822.
92. Fibre Optic Product. Plessey Company. — 1983 (проспект фирмы).
93. Umvin R. J. A high-speed optical receiver// Optical and Quantum Electronics. — 1982. — V. 14, № 1.

94. **PIN-FET** hybrid optical receiver for 1.1—1.6  $\mu\text{m}$  optical communication systems/ D. R. Smith, A. K. Chatterjee, A. Z. Rejman e. a.// Electronics Letters — 1980. — V. 15, N 19. — P. 750—751.
95. **Integrated** PINFET optical receiver with high-frequency InP—MISFET/ K. Kasahara, M. Sugimoto, H. Nomura e. a.// Electronics Letters — 1983. — V. 19, № 22. — P. 905—906.
96. **Walker S. D., Blank L. C., Bickers L.** 1.8 Gbit/s 65 km optical transmission experiment using a 1.478  $\mu\text{m}$  DFB laser and Ge APD receiver// Electronics Letters. — 1984. — V. 20, № 18. — P. 717—719.
97. **Siegel S. A., Channin D. J.** PIN-FET receiver for fiber optics// RCA Review. — 1984. — V. 45, № 3. — P. 3—22
98. **8 Gbit/s** transmission over 76 km of optical fibre using a directly modulated 1.3  $\mu\text{m}$  DFB laser/ A. H. Gnauck, B. L. Kasper, N. K. Dutta e. a.// Electronics Letters. — 1988. — V. 24, № 9 — P. 510—512.
99. **1.55  $\mu\text{m}$**  optical transmission experiments at 2 Gbit/s using 51.5 km dispersion-free fibre/ J. Yamada, A. Kawana, H. Nagai// Electronics Letters. — 1982. — V. 18, № 2. — P. 98—100
100. **Томимори К., Танака К., Тагэ Т.** Волоконно-оптические системы для сетей общественной связи// Фудзицу. — 1982. — Т. 33, № 3. — С. 407—419.
101. **Ивамото Ё.** Новые разработки подводных систем связи на основе волоконно-оптических кабелей в диапазоне 1,55 мкм// Кокусай цусин-но кэнкю. — 1986, № 130. — С. 138—144.
102. **Ямада Д., Хагimoto К., Окава Н.** Регенерационный усилитель для системы F—1.6 Г// Кэнкю дзицуёка хококу. — 1987. — Т. 36, № 2. — С. 161—166.
103. **Утида Т.** Оптические приборы и системы оптической связи// Дэнси дзайрё. — 1983, № 11. — С. 32—37.
104. **Моршнев С. К., Францесон А. В.** Когерентная волоконно-оптическая связь// Квантовая электроника. — 1985. — Т. 12, № 9. — С. 1786—1806.
105. **Okoshi T.** Ultimate performance of heterodyne/ coherent optical fiber communications// J. of Lightwave Technology — 1986. — V. LT-4, № 10. — P. 1556—1562.
106. **Glance B.** Performance of homodyne detection of binary PSK optical signals// J. of Lightwave Technology. — 1986. — V. LT-4, № 2 — P. 228—235
107. **Moon-soo Park, Chang-sup Shim, Min-ho Kang.** Analysis of sensitivity degradation caused by the flicker noise of GaAs—MESFET's in fiber-optic receivers// J. of Lightwave Technology — 1988. — V. 6, № 5. — P. 660—667.
108. **Biancomano V.** Fiber-optic parts burn a wider, brighter path// Electronic Design. — 1984. — № 3. — P. 97—110.
109. **Казарян Р. А.** Гетеродинный прием оптического сигнала и его применение// Итоги науки и техники. Сер. Радиотехника — 1984 — Т. 33. — С. 176—292.
110. **Беллами Дж.** Цифровая телефония: Пер. с англ. — М: Радио и связь, 1986. — 544 с
111. **Витерби Э. Д.** Принципы когерентной связи: Пер с англ / Под ред. Б. Р. Левина. — М: Сов. радио, 1970. — 391 с
112. **Yamamoto Y., Kimura T.** Coherent optical fiber transmission systems// IEEE J. — 1981. — V. QE-17, № 6 — P. 919—934
113. **Физика** полупроводниковых лазеров: Пер. с япон / Под ред. В. Л. Величанского — М: Мир, 1989 — 310 с.
114. **Елисеев П. Г., Свердлов Б. Н.** Одночастотные лазеры на основе гетероструктур InGaHsP/InP// Итоги науки и техники Сер. Электроника. — 1988 — Т. 21 — С. 82—122.
115. **Кума К., Кодзима К., Хаманака К.** Оптическая когерентная связь и измерительные приборы// Опутороникусу. — 1987. — № 7. — С. 94—100.
116. **Marshall I. W., O'Mahony M. J.** TWSLA preamplifier optical receivers// ECOC'88. — 1988. — Part 1. — P. 483—486.

117. Клич С. М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. — М.: Сов. радио, 1973. — 319 с.
118. Alexander S. B. Design of wide-band optical heterodyne balanced mixer receivers// J. of Lightwave Technology. — 1987. — V. LT-5, № 4. — P. 523—537.
119. Abbas G. L., Chan V. W. S., Yee T. K. A dual detector optical heterodyne receiver for local oscillator noise suppression// J. of Lightwave Technology. — 1985. — V. LT-3, № 5. — P. 1110—1121.
120. Минэмура К. Высокочувствительные системы связи с большой пропускной способностью// Нихон-но кагаку-то гидзюцу — 1985. — Т. 26, № 234. — С. 69.
121. Оптический гетеродинный прием в магистральных системах связи/ К. Минэмура, М. Сикада, К. Эмура и др.// NEC гихо. — 1986. — Т. 39, № 12. — С. 100—107.
122. Performance of ASK heterodyne detection for various laser linewidths/ Y. K. Park, J.—M. P. Delavaux, N. A. Olsson e. a.// Electronics Letters. — 1986. — V. 22, № 5. — P. 283—284.
123. Long-span optical FSK heterodyne single-filter detection transmission experiment using a phase-tunable DFB laser diode/ S. Yamazaki, K. Emura, M. Shikada e. a.// Electronics Letters. — 1986. — V. 22, № 1. — P. 5—7.
124. Optical FSK transmission system using a phase-diversity receiver/ M. J. Pettitt, D. Remedios, A. W. Davis e. a.// Electronics Letters — 1987. — V. 23, № 20. — P. 1075—1076.
125. 140 Mbit/s optical FSK fibre heterodyne experiment at 154  $\mu\text{m}$ / R. Waytt, D. W. Smith, T. G. Hodgkinson e. a.// Electronics Letters — 1984. — V. 20, № 22. — P. 912—913.
126. Optical devices for coherent optical fiber transmission systems/ M. Shikada, I. Mito, K. Emura e. a.// GLOBECOM'87. — 1987. — 18.5.1—18.5.5.
127. 1 Gbit/s optical FSK heterodyne transmission experiment over 100 km of single-mode fibre/ R. S. Vodhanel, J. L. Gimlett, L. Curtis e. a.// Electronics Letters. — 1986. — V. 22, № 16 — P. 829—830.
128. Optical CPFSK 2 Gbit/s 202 km transmission experiment using a narrow-linewidth multielectrode DFB LD/ K. Iwashita, N. Takachi, Y. Nakano e. a. Electronics Letters. — 1987. — V. 23, № 19. — P. 1022—1023.
129. Coherent lightwave transmission at 2 Gbit/s over 100 km of optical fibre using phase modulation/ A. H. Gnauck, R. A. Linke, B. L. Kasper e. a.// Electronics Letters. — 1987. — V. 23, № 6. — P. 286—287.
130. Coherent lightwave transmission over 150 km fibre lengths at 400 Mbit/s and 1 Gbit/s data rates using phase modulation/ R. A. Linke, B. L. Kasper, N. A. Olsson e. a.// Electronics Letters — 1986 — V. 22, № 1. — P. 30—31.
131. Malyon D. J. Digital fibre transmission using optical homodyne detection// Electronics Letters — 1984 — V. 20, № 7 — P. 281—283.
132. Steele R. C. e. a. Field trial of 565 Mbit/s DPSK heterodyne system over 108 km// ECOC'88 — 1988 — Part 2, post-deadline papers. — P. 61—63.
133. Sobol H. The application of microwave techniques in light-wave systems// J. of Lightwave Technology. — 1987 — LT-5, № 3 — P. 293—299.
134. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ — М.: Связь, 1971. — 387 с
135. Текшев В. Б. Проектирование СВЧ транзисторных усилителей с использованием ЭВМ — М.: МЭИ, 1983. — 78 с.
136. Resonant PIN-FET receivers for lightwave subcarrier systems/ T. E. Darcie, B. L. Kasper, J. L. Talman e. a.// J. of Lightwave Technology. — 1988. — LT-6, № 4. — P. 582—589
137. Белкин М. Е., Шевцов Э. А. Проектирование широкополосного фотоприемного модуля// Всесоюз науч. совещание «Совершенствование средств связи на основе внедрения световолоконной и микропроцессорной техники»: Тезисы докладов. — М.: Радио и связь, 1986. — С. 43.

138. **Белкин М. Е., Шевцов Э. А.** Расчет приемного оптического модуля с полосой пропускания более 1 ГГц// Всесоюз. науч.-техн. конференция «Проблемы развития цифровых систем передачи городских и сельских сетей связи на основе электрических и волоконно-оптических кабелей»: Тезисы докладов. — М.: Радио и связь, 1987. — С. 65.
139. **Белкин М. Е., Коробов В. И.** Усилитель на основе ГИС для широкополосного фотоприемного модуля. — Там же. — С. 63—64.
140. **Белкин М. Е., Коробов В. И., Цибуля А. Б.** Широкополосный фотоприемный модуль диапазона 1,3 мкм на основе ГИС// ХЛП Всесоюз. науч. сессия НТОРЭС им. А. С. Попова: Тезисы докладов.— М.: Радио и связь, 1987. — С. 47.
141. **Белкин М. Е., Эйнасто М. В.** Измерение частотных характеристик фотодиодов с использованием физической эквивалентной схемы// Радиотехника. — 1989, № 11. — С. 88—91.
142. **Шереметьев А. Г.** Когерентная волоконно-оптическая связь. — М.: Радио и связь, 1991.
143. **Белкин М. Е., Визель А. А.** Когерентные волоконно-оптические системы передачи информации// Зарубежная радиоэлектроника.— 1991.— № 10.— С. 3—25.
144. **ГОСТ 19656.9—74.** Диоды полупроводниковые сверхвысокочастотные умножительные и параметрические. Методы измерения постоянной времени и предельной частоты.
145. **Горюнов Н. Н., Носов Ю. Р.** Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений. — М.: Сов. радио, 1968. — 304 с.
146. **Справочник** по волоконно-оптическим линиям связи/ Л. М. Андрушко, В. А. Вознесенский, В. Б. Каток и др. Под ред. С. В. Свечникова и Л. М. Андрушко. — Киев. Техніка, 1988. — 239 с.
147. **Выбор режима работы фотодиодов с низким дифференциальным сопротивлением/ В. Х. Брикенштейн, Я. М. Быстров, Г. А. Погосов, Э. А. Шевцов// Электросвязь. — 1990. — № 9. — С. 37—40.**
148. **Шевцов Э. А.** Влияние фильтрации сигнала и шума, вносимого усилителем, на порог чувствительности фотоприемного устройства ВОЛС// Электросвязь. — 1990. — № 10. — С. 40—43.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                          |            |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| Предисловие . . . . .                                                                                    | 3          |
| Введение . . . . .                                                                                       | 4          |
| Список принятых сокращений . . . . .                                                                     | 10         |
| <b>Глава 1. Структура и основные параметры ФПУ</b> . . . . .                                             | <b>11</b>  |
| 1.1. Общие сведения . . . . .                                                                            | 11         |
| 1.2. Структурные схемы ФПУ . . . . .                                                                     | 12         |
| 1.3. Модуляция и демодуляция . . . . .                                                                   | 15         |
| 1.4. Линейные цифровые сигналы . . . . .                                                                 | 20         |
| 1.5. Обработка цифровых сигналов в ФПУ . . . . .                                                         | 26         |
| 1.6. Искажения сигналов в ФПУ. Ошибки при приеме цифровых сигналов . . . . .                             | 29         |
| <b>Глава 2. Приемники излучения ВОСП</b> . . . . .                                                       | <b>36</b>  |
| 2.1. Параметры и характеристики . . . . .                                                                | 36         |
| 2.2. Основные виды приемников излучения . . . . .                                                        | 39         |
| 2.3. Приемники на <i>pin</i> -фотодиодах . . . . .                                                       | 48         |
| 2.4. Лавинные фотодиоды . . . . .                                                                        | 56         |
| 2.5. Приемники излучения для ВОСП различных диапазонов . . . . .                                         | 63         |
| <b>Глава 3. Шумы элементов фотоприемных устройств</b> . . . . .                                          | <b>72</b>  |
| 3.1. Эквивалентное представление шумов в оптическом и радиодиапазонах . . . . .                          | 72         |
| 3.2. Основные источники шума в электронных приборах . . . . .                                            | 77         |
| 3.3. Шумы фотодиодов . . . . .                                                                           | 83         |
| 3.4. Шумы транзисторов . . . . .                                                                         | 86         |
| <b>Глава 4. Теоретические ограничения порога чувствительности фотоприемного устройства</b> . . . . .     | <b>91</b>  |
| 4.1. Идеальное фотоприемное устройство . . . . .                                                         | 91         |
| 4.2. Преобразование мощности сигнала и шума в входной цепи ФПУ . . . . .                                 | 94         |
| 4.3. Фотоприемное устройство с прямым детектированием . . . . .                                          | 106        |
| 4.4. Фильтрация цифрового сигнала и шума в ФПУ с прямым детектированием. Согласование по шумам . . . . . | 118        |
| 4.5. Фотоприемное устройство системы когерентной связи . . . . .                                         | 133        |
| 4.6. Фотоприемное устройство с предварительным оптическим усилителем . . . . .                           | 141        |
| <b>Глава 5. Фотоприемное устройство с прямым детектированием</b> . . . . .                               | <b>145</b> |
| 5.1. Приемники излучения . . . . .                                                                       | 145        |
| 5.2. Транзисторы для входного каскада усилителя . . . . .                                                | 149        |
| 5.3. Схемы предварительных усилителей . . . . .                                                          | 152        |
| 5.4. Интегральные приемные оптические модули . . . . .                                                   | 159        |
| 5.5. Расчет порога чувствительности . . . . .                                                            | 163        |
| <b>Глава 6. Фотоприемное устройство с когерентным детектированием</b> . . . . .                          | <b>163</b> |
| 6.1. Искажения в реальных ФПУ СКС . . . . .                                                              | 163        |
| 6.1.1. Классификация искажений . . . . .                                                                 | 163        |

|                                                                                                               |            |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 6.1.2. Уровень компонента . . . . .                                                                           | 167        |
| 6.1.3. Уровень узла . . . . .                                                                                 | 174        |
| 6.1.4. Уровень устройства . . . . .                                                                           | 179        |
| 6.1.5. Обобщение результатов . . . . .                                                                        | 182        |
| 6.2. Структурные схемы ФПУ СКС с различными способами модуляции                                               | 183        |
| 6.3. Характеристики основных элементов схемы ФПУ СКС . . . . .                                                | 187        |
| 6.4. Примеры реализации ФПУ СКС . . . . .                                                                     | 193        |
| <b>Глава 7. Расчет и экспериментальное исследование высокочастотных приемных оптических модулей . . . . .</b> | <b>200</b> |
| 7.1. Общие сведения . . . . .                                                                                 | 200        |
| 7.2. Расчет параметров фотодиода . . . . .                                                                    | 204        |
| 7.3. Широкополосный приемный модуль . . . . .                                                                 | 208        |
| 7.4. Приемный оптический модуль СВЧ диапазона . . . . .                                                       | 211        |
| Список литературы . . . . .                                                                                   | 214        |

Производственное издание

**Шевцов Эрик Александрович, Белкин Михаил Евсеевич**

## **ФОТОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

Заведующий редакцией В. Н. Вяльцев  
 Редактор Н. Я. Липкина  
 Обложка художника И. Н. Лыгиной  
 Художественный редактор Н. С. Шеин  
 Технический редактор И. В. Волченкова  
 Корректор Т. Л. Кускова

**ИБ № 1823**

---

|                                                                                    |                              |
|------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------|
| Сдано в набор 15.04.91.                                                            | Подписано в печать 2.12.91   |
| Формат 60×84 1/16. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая |                              |
| Усл. печ. л. 13.02. Усл. кр.-отт. 13.25 Уч.-изд. л. 14.86                          | Тираж 3000 экз. Изд. № 22477 |
| Зак. № 1096                                                                        | Цена 4 р. 60 к.              |

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

---

Типография издательства «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

## **ДОМАШНИЙ КОМПЬЮТЕР «ВОЛНА»**

Наш домашний компьютер собран на отечественных элементах и совместим с программным обеспечением, разработанным для компьютеров семейства «Спектрум».

Наш компьютер поможет вам: заниматься научной деятельностью, составить каталог домашней библиотеки или список телефонов, провести вычисления и графические работы.

Компьютер «Волна» поможет вашим детям: овладеть программированием на нескольких языках высокого уровня, например Бейсике, провести вычисления и построение графиков, освоить нотную азбуку и развить музыкальные способности, закрепить знания, полученные при изучении языков.

С помощью цветных мультимедийных игровых программ ваш ребенок побывает в удивительном мире сказок, ощутит себя капитаном подводной лодки, пилотом самолета, автогонщиком, его ждут полные приключений и опасностей космические путешествия, встречи со звездными пиратами, высадки на таинственные планеты.

Игровые программы развивают у детей реакцию, логическое и абстрактное мышление, глазомер, фантазию.

Уверены, что наш компьютер доставит вам и вашим детям много радостных минут.

### **Технические характеристики**

Центральный процессор Z80  
Объем оперативной памяти  
48 кбайт  
Внешняя память — стандарт-  
ная кассета бытового магни-  
тофона

Цветная графика на отечест-  
венных RGB-мониторах и теле-  
визионных приемниках  
Встроенный Бейсик со строко-  
вым редактором

**Москва, Варшавское шоссе, 26. Опытный завод «Волна»**



## **ИЗМЕРИТЕЛЬ ЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ**

|                                                  |                                                                                |
|--------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| Модель . . . . .                                 | ИЛПМ-9                                                                         |
| Назначение . . . . .                             | Проведение контрольно-измерительных операций в автоматическом и ручном режимах |
| Возможная область применения                     | АРМ, контрольные операции, оснащение оборудования                              |
| Число измерительных каналов                      | 9                                                                              |
| Диапазон измерения, мм . . .                     | 0... 15                                                                        |
| Максимальная погрешность измерения, мм . . . . . | 0,005                                                                          |
| Привод . . . . .                                 | Пневматический                                                                 |

**Москва, Варшавское шоссе, 26. Опытный завод «Волна»**

4 р. 60 к.



“РАДИО И СВЯЗЬ”