

О.А. Изумрудов, Е.К. Райская

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

конспект лекций

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|--|----|
| КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ | 3 |
| <i>p-n</i> -ПЕРЕХОД | 4 |
| КОНТАКТ МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК | 8 |
| ГЕТЕРОПЕРЕХОДЫ | 10 |
| ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ | 13 |
| ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ | 16 |
| ДИОДЫ ШОТТКИ | 17 |
| СТАБИЛИТРОНЫ | 23 |
| ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ | 27 |
| ОБРАЩЁННЫЕ ДИОДЫ | 31 |
| ЛАВИННО-ПРОЛЁТНЫЕ ДИОДЫ | 32 |
| <i>pin</i> -ДИОДЫ | 37 |
| ВАРИКАПЫ | 40 |
| БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ | 42 |
| ТИРИСТОРЫ | 54 |
| ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ | 58 |
| ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ШОТКИ | 64 |
| ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ СО СТРУКТУРОЙ ГЕТЕРОПЕРЕХОДА | 65 |
| IGB-ТРАНЗИСТОРЫ | 67 |
| ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ | 70 |
| ОБОЗНАЧЕНИЯ ОСНОВНЫХ ВЕЛИЧИН, ПРИНЯТЫЕ В ПОСОБИИ | 73 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ | 75 |

КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Классификация электрических переходов

По сопротивлению перехода:

1. выпрямляющий – сопротивление различно при разной полярности приложенного напряжения;
2. омический – сопротивление не зависит от направления тока в заданном диапазоне значений тока.

По возможности инжекции неосновных носителей заряда через переход:

1. инжектирующий;
2. неинжектирующий.

По виду электрического перехода:

1. электронно-дырочный (p - n -переход);
2. электронно-электронный (n - n^+ -переход);
3. дырочно-дырочный (p - p^+ -переход);
4. контакт металл-полупроводник (переход Шоттки);
5. гетеропереход.

Классификация электронно-дырочных переходов (ЭДП)

По методу формирования:

1. метод вплавления – сплавной ЭДП;
2. метод диффузии – диффузионный ЭДП:
 - планарный p - n -переход;
 - конверсионный p - n -переход;
 - эпитаксиальный p - n -переход.
3. метод ионной имплантации.

По характеру распределения примесей:

1. резкий p - n -переход (сплавной);
2. плавный p - n -переход (диффузионный).

По соотношению концентраций основных носителей заряда в p - и n - областях:

1. симметричные;
2. несимметричные.

p-n - ПЕРЕХОД

Электронно-дырочный переход (*p-n*-переход) — это электрический переход между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электропроводность *n*-типа, а другая *p*-типа.

Образование электронно-дырочного перехода

При идеальном контакте двух полупроводников с различным типом электропроводности из-за градиента концентрации носителей заряда возникает их диффузия в области с противоположным типом электропроводности через плоскость *металлургического контакта* (плоскость, где изменяется тип примесей, преобладающих в полупроводнике). В результате диффузии носителей заряда нарушается электрическая нейтральность примыкающих к металлургическому контакту частей монокристалла полупроводника. В *p*-области вблизи металлургического контакта после диффузии из нее дырок остаются нескомпенсированные ионизированные акцепторы (отрицательные неподвижные заряды), а в *n*-области — нескомпенсированные ионизированные доноры (положительные неподвижные заряды). Образуется область пространственного заряда, состоящая из двух разноименно заряженных слоев. Между нескомпенсированными разноименными зарядами ионизированных примесей возникает электрическое поле, направленное от *n*-области к *p*-области и называемое диффузионным электрическим полем (рис. 1, *a*). Возникшее диффузионное электрическое поле препятствует дальнейшей диффузии основных носителей через металлургический контакт — устанавливается равновесное состояние. Между *n*- и *p*-областями при этом существует разность потенциалов, называемая контактной разностью потенциалов. Потенциал *n*-области положителен по отношению к потенциалу *p*-области.

Энергетическая диаграмма электронно-дырочного перехода

Энергетическую диаграмму электронно-дырочного перехода при термодинамическом равновесии можно изобразить, как показано на рис. 1, *г*. Вдали от контакта двух областей электрическое поле отсутствует (если соответствующие области легированы равномерно) или относительно мало по сравнению с полем в *p-n*-переходе. Поэтому энергетические зоны в этих областях изображены горизонтальными. Взаимное

расположение разрешенных зон и уровня Ферми за пределами *p-n*-перехода остается таким же, каким было в соответствующих полупроводниках.

Так как напряженность диффузионного электрического поля в *p-n*-переходе направлена от электронного полупроводника к дырочному, на диаграмме соответствующие энергетические зоны для *n*-области должны быть ниже, чем для *p*-области. Сдвиг зон определяется тем, что в равновесном состоянии уровень Ферми должен быть расположен на одной высоте энергетической диаграммы всей системы. Этот сдвиг зон соответствует также контактной разности потенциалов ($\varphi_{\text{кон}}$) или высоте потенциального барьера ($q\varphi_{\text{кон}}$) электронно-дырочного перехода.

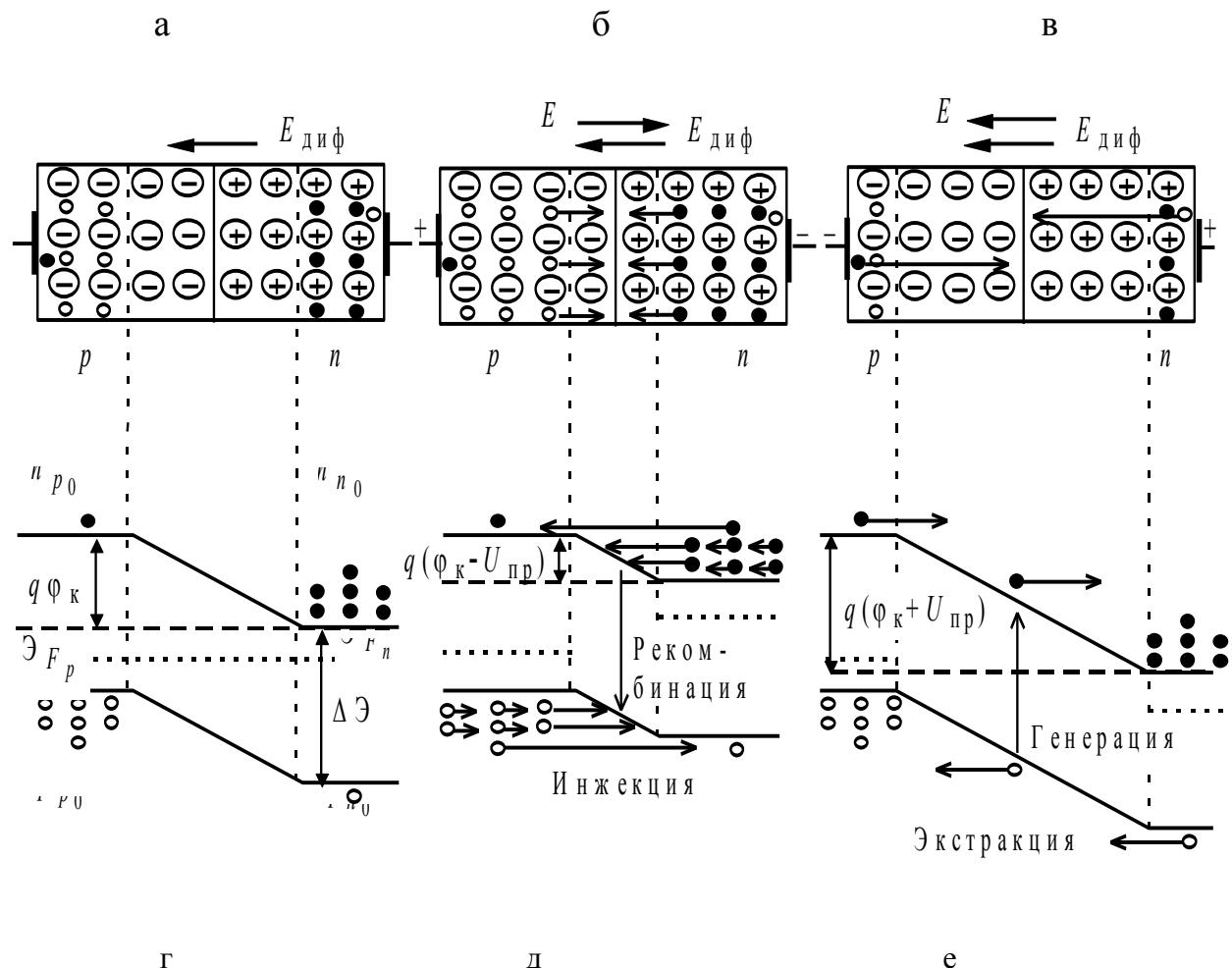


Рисунок 1. Пространственное распределение зарядов (*a, b, c*) и энергетические диаграммы *p-n*-перехода (*г, д, е*): *a, г* — внешнее напряжение отсутствует ($U = 0$); *б, д* — внешнее напряжение прямое ($U > 0$); *в, е* — внешнее напряжение обратное ($U < 0$).

Высота потенциального барьера и контактная разность потенциалов

Как видно из рис. 1, *г*, высота потенциального барьера *p-n*-перехода

$$q\varphi_{\text{кон}} = (\mathcal{E}_F - \mathcal{E}_i)_n + (\mathcal{E}_i - \mathcal{E}_F)_p$$

Следовательно, высота потенциального барьера

$$q\varphi_{\text{кон}} = kT \ln \frac{n_{n_0} p_{p_0}}{n_i^2}$$

Концентрация основных носителей заряда практически равна концентрации легирующей примеси либо легко может быть определена из удельной проводимости прилегающих к *p-n*-переходу областей. Значение собственной концентрации носителей n_i для одной температуры дается в литературе, а температурная зависимость собственной концентрации определяется шириной запрещенной зоны полупроводника.

Можно учесть, что концентрация основных носителей заряда значительно меньше плотности возможных состояний в соответствующих зонах, т. е. $n_{n0}p_{p0} \ll 4N_cN_B$. Тогда

$$q\varphi_{\text{кон}} = \Delta\mathcal{E} - kT \ln \frac{4N_cN_v}{n_{n_0} p_{p_0}}$$

Из этого соотношения можно сделать следующие выводы:

- 1). при одних и тех же концентрациях примесей высота потенциального барьера больше в *p-n*-переходах, созданных в полупроводниках с большей шириной запрещенной зоны;
- 2). высота потенциального барьера возрастает при увеличении концентрации примесей в соответствующих областях;
- 3). с увеличением температуры высота потенциального барьера уменьшается.

Токи через электронно-дырочный переход

При нарушении равновесия внешним электрическим полем через *p-n*-переход начинает проходить ток. Если внешнее напряжение приложено так, что создаваемая им напряженность электрического поля противоположна по направлению диффузионной напряженности (рис. 1, *б*), то суммарная напряженность поля в *p-n*-переходе падает, высота потенциального барьера уменьшается (рис. 1, *д*). Часть основных носителей, имеющих наибольшие значения энергии, может теперь преодолевать понизившийся потенциальный барьер, переходя через *p-n*-переход. Это приводит к появлению сравнительно большого тока через *p-n*-переход. Напряжение рассмотренной полярности называют прямым и считают положительным.

Преодолевшие потенциальный барьер носители заряда оказываются в соседней области неосновными. Таким образом, через *p-n*-переход происходит инжекция неосновных носителей заряда в область, примыкающую к *p-n*-переходу. Ту область, в которую происходит инжекция неосновных носителей, называют базой полупроводникового прибора.

С увеличением внешнего прямого напряжения уменьшается суммарная напряженность электрического поля в *p-n*-переходе. С уменьшением напряженности электрического поля уменьшается глубина проникновения этого поля в области полупроводника, прилегающие к metallургическому контакту. Поэтому уменьшается толщина *p-n*-перехода или толщина области объемного заряда.

Если созданное внешним источником электрическое поле в *p-n*-переходе совпадает по направлению с диффузионным (рис. 1, *в*), то высота потенциального барьера для основных носителей увеличивается (рис. 1, *е*). Однако для неосновных носителей, т. е. для дырок в *n*-области и для электронов в *p*-области, потенциальный барьер в *p-n*-переходе вообще отсутствует. Неосновные носители заряда втягиваются электрическим полем в *p-n*-переход и проходят через него в соседнюю область — происходит так называемая экстракция. При этом через *p-n*-переход будет идти обратный ток, который относительно мал из-за малой концентрации неосновных носителей заряда в прилегающих к *p-n*-переходу областях.

Напряжение, имеющее рассмотренную полярность, называют обратным и считают отрицательным. Толщина *p-n*-перехода с увеличением обратного напряжения по абсолютному значению увеличивается, так как при этом увеличивается суммарная напряженность электрического поля в *p-n*-переходе и увеличивается глубина проникновения этого поля в прилегающие к переходу области.

Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода изображена на рис. 2:

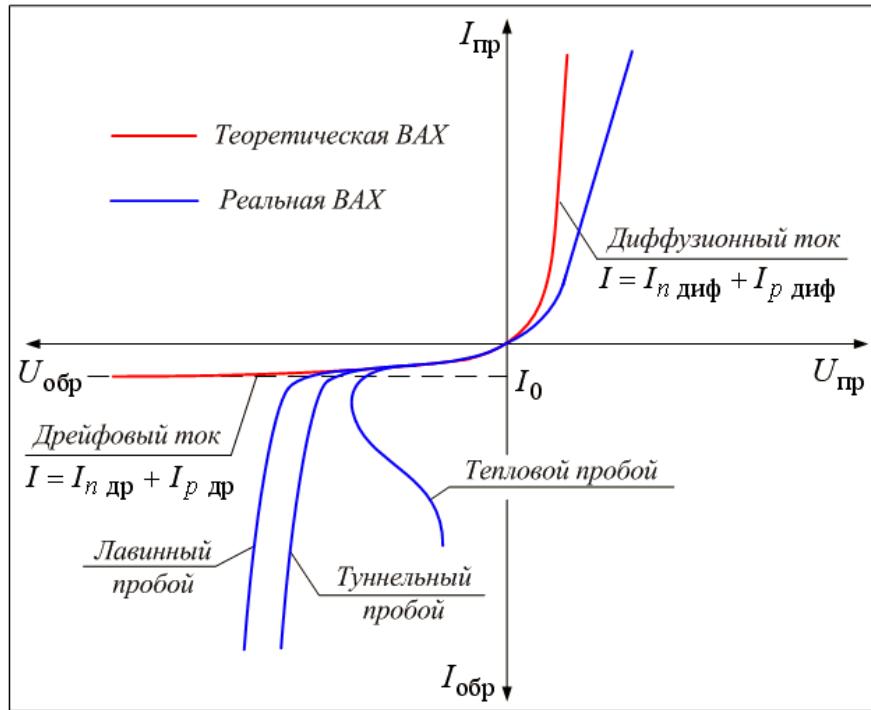


Рисунок 2. Вольт-амперная характеристика p - n -перехода.

КОНТАКТ МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК

Контакт металл – полупроводник (переход Шотки) – это электрический переход, образованный в результате контакта между металлом и полупроводником. Происходящие при этом процессы определяются соотношением работ выхода электронов из металла $A_{\text{Ме}}$ и из полупроводника $A_{\text{п/п}}$. Под работой выхода понимают энергию, необходимую для переноса электрона с уровня Ферми на энергетический уровень свободного электрона. Чем меньше работа выхода, тем больше электронов может выйти из данного тела. В результате диффузии электронов и перераспределения зарядов нарушается электрическая нейтральность прилегающих к границе раздела областей, возникает контактное электрическое поле и контактная разность потенциалов

$$\varphi_{\text{кон}} = \frac{A_{\text{Ме}} - A_{\text{п/п}}}{q}.$$

Контактное электрическое поле на переходе Шотки сосредоточено в полупроводнике, так как концентрация носителей заряда в металле значительно больше концентрации носителей заряда в полупроводнике. Перераспределение электронов в металле происходит в очень тонком слое, сравнимом с межатомным расстоянием.

В зависимости от типа электропроводности полупроводника и соотношения работ выхода в кристалле может возникать обедненный, инверсный или обогащенный слой носителями электрических зарядов (таблица 1).

Отличительной особенностью контакта металл – полупроводник является то, что в отличие от обычного *p-n*-перехода здесь высота потенциального барьера для электронов (ПБЭ) и дырок (ПБД) разная. В результате такие контакты при определенных условиях могут быть неинжектирующими, т.е. при протекании прямого тока через контакт в полупроводниковую область не будут инжектироваться неосновные носители, что очень важно для высокочастотных и импульсных полупроводниковых приборов.

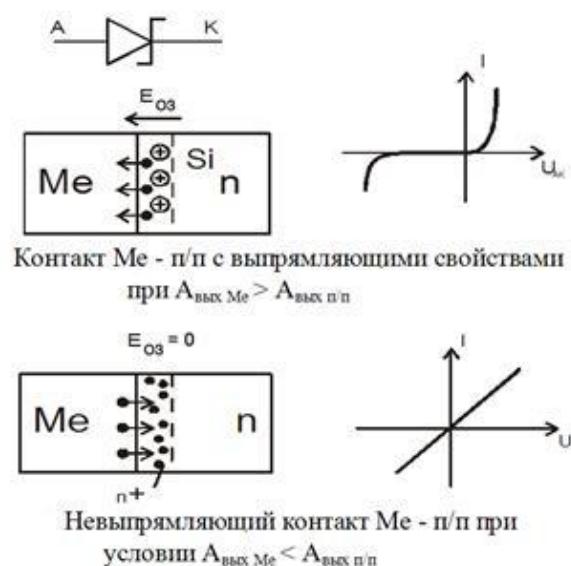


Рисунок 3. Пространственное распределение зарядов и ВАХ выпрямляющего и омического контакта металл-полупроводник.

Таблица 1. Особенности контакта Шотки.

| Соотношение работ выхода электрона | Тип электропроводности полупроводника | Особенности контакта | Свойства электрического перехода |
|------------------------------------|---------------------------------------|---|--|
| $A_{\text{Me}} < A_{\text{n/p}}$ | <i>p</i> | Обедненный слой ПБД < ПБЭ (нарушается компенсация заряда ионов примеси основными НЗ) | Выпрямляющий, неинжектирующий (т.к. ПБД < ПБЭ) |
| | <i>p</i> | Инверсный слой (при $A_{\text{Me}} << A_{\text{n}}$) | Выпрямляющий, инжектирующий (из инверсного слоя в объем <i>n/p</i> при малых $U_{\text{пр}}$) |

| | | | |
|----------------------------------|----------|---|---|
| | <i>n</i> | Обогащенный слой (происходит накопление основных НЗ у контакта) | Омический (сопротивление мало при любой полярности $U_{\text{внеш}}$) |
| $A_{\text{Ме}} > A_{\text{п/п}}$ | <i>n</i> | Обедненный слой ПБД > ПБЭ | Выпрямляющий, неинжектирующий |
| | <i>n</i> | Инверсный слой (при $A_{\text{Ме}} > > A_{\text{п}}$) | Выпрямляющий, инжектирующий |
| | <i>p</i> | Обогащенный слой | Омический |

ГЕТЕРОПЕРЕХОДЫ

Гетеропереходом называют контакт двух различных по химическому составу полупроводников.

При образовании гетероперехода из-за разных работ выхода электронов из разных полупроводников происходит перераспределение носителей заряда в приконтактной области и выравнивание уровней Ферми в результате установления термодинамического равновесия (рисунок 3). Все остальные энергетические уровни и зоны должны соответственно изогнуться, т. е. в гетеропереходе возникают диффузионное электрическое поле и контактная разность потенциалов. При этом энергетический уровень потолка верхней свободной зоны должен быть непрерывным. Обычно энергетический уровень потолка верхней свободной зоны является энергетическим уровнем потолка зоны проводимости, так как свободные энергетические зоны перекрывают друг друга. Контактная разность потенциалов, возникающая на гетеропереходе, определяется относительным смещением потолка верхней свободной зоны полупроводников, образующих гетеропереход.

Ширина энергетических зон различных полупроводников различна. Поэтому на границе раздела двух полупроводников (на металлургическом контакте гетероперехода) получается обычно разрыв дна зоны проводимости. Разрыв дна зоны проводимости определяется различием энергий сродства к электрону двух контактирующих полупроводников (энергия сродства к электрону есть разница энергий потолка верхней свободной зоны и дна зоны проводимости).

Разрыв потолка валентной зоны зависит как от разницы энергий сродства, так и от различия ширины запрещенных зон контактирующих полупроводников.

В результате разрывов дна зоны проводимости и потолка валентной зоны высота потенциальных барьеров для электронов и дырок в гетеропереходе оказывается различной. Это является особенностью гетеропереходов, обуславливающей специфические свойства гетеропереходов в отличие от *p-n*-переходов, которые формируются в монокристалле одного полупроводника.

Каждый из полупроводников, образующих гетеропереход, может иметь различный тип электропроводности. Поэтому для каждой пары полупроводников в принципе можно осуществить четыре разновидности гетероструктур: *p-n*, *n-p*, *p-p*, *n-n*.

Если вблизи границы раздела двух полупроводников, образующих гетеропереход, возникают обедненные основными носителями слои (слои с повышенным удельным сопротивлением), то основная часть внешнего напряжения, приложенного к структуре с гетеропереходом, будет падать на обедненных слоях. Высота потенциального барьера для основных носителей заряда будет изменяться: уменьшаться при полярности внешнего напряжения, противоположной полярности контактной разности потенциалов, и увеличиваться при совпадении полярностей внешнего напряжения и контактной разности потенциалов. Таким образом, гетеропереходы могут обладать эффектом выпрямления (см. рис. 3).

Из-за различия по высоте потенциальных барьеров для электронов и для дырок прямой ток через гетеропереход связан в основном с движением носителей заряда только одного знака. Поэтому гетеропереходы могут быть как инжектирующими неосновные носители (рис. 3, *a*), так и неинжектирующими (рис. 3, *б*). Инжекция неосновных носителей заряда происходит всегда из широкозонного в узкозонный полупроводник. В гетеропереходах, образованных полупроводниками с одним типом электропроводности, выпрямление происходит без инжекции неосновных носителей заряда.

Обычно полупроводники различного химического состава отличаются друг от друга работой выхода электронов, шириной запрещенной зоны, шириной разрешенных зон и другими параметрами. Однако для формирования качественного гетероперехода необходимо совпадение типа, ориентации и периода кристаллических решеток

контактирующих полупроводников, чтобы кристаллическая решетка одного полупроводника с минимальным количеством нарушений переходила в кристаллическую решетку другого полупроводника. В идеальном гетеропереходе не должно быть механических напряжений, структурных и других дефектов, которые могут создать условия для интенсивной рекомбинации и генерации носителей заряда — рекомбинационные ловушки. При наличии в гетеропереходе большого числа рекомбинационных ловушек механизм прохождения тока через такой реальный гетеропереход может существенно отличаться от механизма прохождения тока через идеальный гетеропереход. Такой гетеропереход может и не обладать эффектом выпрямления.

Наиболее широкое применение в полупроводниковых приборах имеют гетеропереходы между полупроводниками типа $A^{III}B^V$ и их твердыми растворами на основе арсенидов, фосфидов и антимонидов галлия и алюминия. Благодаря близости ковалентных радиусов галлия и алюминия изменение химического состава полупроводников в гетеропереходе происходит без изменения периода кристаллической решетки. Гетеропереходы создаются также на основе многокомпонентных (четверных и более) твердых растворов, в которых при изменении состава в широких пределах период решетки не изменяется. Основным методом формирования гетероструктур является метод эпитаксиального наращивания полупроводниковых кристаллов.

Все виды электрических переходов ($p-n$ -переход, $n-n^+$ -переход, $p-p^+$ -переход, переход Шотки) можно считать частными случаями общего вида электрических переходов — гетероперехода.

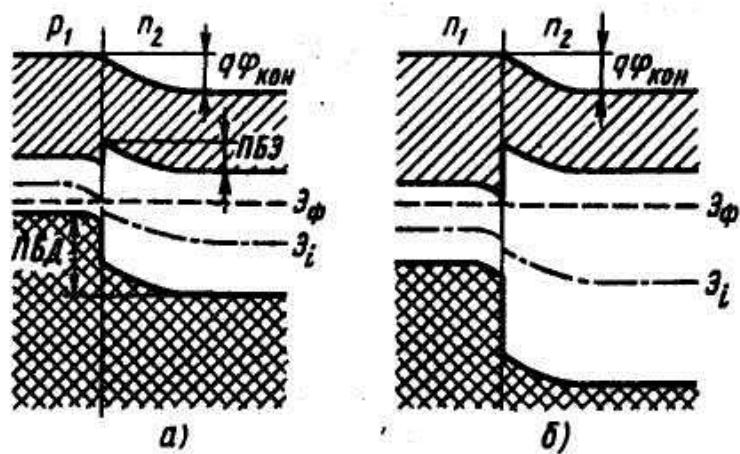


Рисунок 3. Энергетические диаграммы гетеропереходов: *a* — выпрямляющий гетеропереход между полупроводниками с электропроводностью *p* - и *n* - типа с преимущественной инжекцией электронов в узкозонный полупроводник, *b* — выпрямляющий гетеропереход между полупроводниками с электропроводностью *n*- типа без инжекции неосновных носителей заряда.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковый диод - это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя внешними выводами, в котором используется то или иное свойство выпрямляющего перехода. В качестве выпрямляющего электрического перехода в полупроводниковых диодах чаще всего используется электронно-дырочный переход *p-n* переход.

Классификация

1. По типу перехода:

- *p-n*-переход;
- контакт Шотки;
- гетеропереход.

2. По свойствам:

а) выпрямительные свойства

- высокочастотные диоды;
- низкочастотные диоды;
- импульсные диоды.

б) специальные свойства (примеры)

- нелинейность ВАХ (тунNELьные диоды);
- лавинный и туннельный пробой (стабилитроны);
- генерация излучения при прямом включении (светодиоды);
- изменение обратного тока при облучении (фотодиоды);
- изменение барьерной емкости (варикапы) и др.

3. По типу конструкции:

- плоскостные;
- точечные.

4. По технологии изготовления:

- сплавные;
- диффузионные;
- эпитаксиальные.

Основным процессом образования прямого тока через диод является инжекция носителей заряда, т. е. введение носителей заряда через *p-n*-переход при понижении высоты потенциального барьера. При увеличении прямого напряжения высота потенциального барьера уменьшается пропорционально приложенному напряжению. Носители заряда распределены по энергетическим уровням в соответствии со статистикой Максвелла-Больцмана по экспоненциальному закону. Поэтому количество носителей переходящих через *p-n*-переход будет экспоненциально изменяться с приложенным напряжением, т. е. прямой ток будет экспоненциально зависеть от напряжения.

Таким образом, прямой ток в диоде в основном определяется высотой потенциального барьера *p-n*-перехода. Поэтому влияние различных факторов на величину прямого тока обусловлено влиянием этих факторов на высоту потенциального барьера. При увеличении температуры высота потенциального барьера *p-n*-перехода понижается, а значит, прямой ток возрастает. В диодах на основе полупроводников с большой шириной запрещенной зоны высота потенциального барьера *p-n* перехода больше, а значит при прочих равных условиях прямой ток меньше. Другой составляющей прямого тока может быть ток, связанный с рекомбинацией носителей заряда в области *p-n*-перехода (рис. 1, д). Однако с увеличением прямого напряжения ширина *p-n*-перехода уменьшается и уменьшается вклад этой составляющей в прямой ток.

Основным процессом образования обратного тока через диод, изготовленный из материала с небольшой шириной запрещенной зоны (например, германия), является

экстракция носителей заряда, т. е. вытягивание неосновных носителей заряда из областей полупроводника, прилегающих к *p-n*-переходу. Поскольку обратное напряжение не влияет на интенсивность тепловой генерации неосновных носителей, обратный ток в этом случае не зависит от обратного напряжения.

Основным процессом образования обратного тока через диод, изготовленный из материала с большой шириной запрещенной зоны (например, кремния), является тепловая генерация носителей в *p-n*-переходе. Возникшие при тепловой генерации пары электрон-дырка разделяются электрическим полем перехода, что приводит к появлению обратного тока (рис. 1, е). С увеличением обратного напряжения увеличивается ширина *p-n*-перехода, а значит, генерационная составляющая тока заметно увеличивается с ростом напряжения.

При увеличении температуры обратные токи диодов растут в связи с увеличением тепловой генерации носителей заряда в *p-n*-переходе и генерации неосновных носителей заряда в прилегающих к нему областях полупроводника. В диодах на основе полупроводника с меньшей шириной запрещенной зоны интенсивность тепловой генерации носителей заряда выше, следовательно, обратный ток больше.

Работа выпрямительного диода основана на том, что его прямой ток значительно больше обратного. В конечном итоге это определяется тем, что прямой ток обусловлен переходом через потенциальный барьер основных носителей заряда, а обратный - движением неосновных носителей заряда, концентрация которых в полупроводнике значительно (в миллиарды раз) меньше чем основных.

Ухудшение выпрямительных свойств диода на высокой частоте связано с тем, что в этом случае происходит быстрое переключение перехода с прямого включения на обратное. При прямом включении через *p-n*-переход инжектируются неосновные носители заряда, которые при быстром изменении полярности напряжения могут обеспечить сравнительно большой обратный ток. Другой причиной ухудшения выпрямляющих свойств может быть барьерная емкость *p-n*-перехода. На высокой частоте барьерная емкость может шунтировать большое обратное сопротивление *p-n*-перехода, обеспечивая сравнительно большие обратные токи.

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Выпрямительные диоды являются одним из наиболее распространенных типов полупроводниковых диодов. Они предназначены для преобразования переменного тока в постоянный. Для выпрямительных диодов характерно небольшое сопротивление в проводящем состоянии, позволяющее пропускать большие токи. В современных выпрямительных диодах верхняя граница рабочих частот составляет от 1 до 200 кГц.

Диапазон рабочих частот выпрямительных диодов ограничивается процессами накопления и рассасывания носителей заряда в базе и перезаряжкой барьерной емкости выпрямляющего перехода. Улучшить частотные свойства можно следующими способами: уменьшить время жизни носителей заряда с помощью примесных рекомбинационных ловушек или других материалов (GaAs); создать ускоряющее электрическое поле в базе диода; использовать неинжектирующие диоды Шоттки или диоды на основе гетеропереходов; использовать обращенные диоды.

Для изготовления выпрямительных диодов обычно используют кремний, имеющий более высокую допустимую температуру и более низкую цену по сравнению с германием. Однако в мощных низковольтных выпрямителях предпочтительнее германиевые диоды, поскольку они имеют меньшее прямое напряжение, чем кремниевые.

Основными параметрами, характеризующими свойства выпрямительных диодов, являются:

- средний выпрямленный ток $I_{\text{пр.ср}}$ — среднее за период значение прямого тока;
- среднее прямое напряжение $U_{\text{пр.ср}}$ при заданном значении среднего прямого тока;
- максимально допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр. max}} \sim$ значение обратного напряжения, которое диод способен выдержать в течение длительного времени;
- средний обратный ток диода $I_{\text{обр.ср}}$ — среднее за период значение обратного тока.

По величине выпрямленного тока выпрямительные диоды делят на три группы:

- маломощные (на ток до 1 А);
- средней мощности (на ток от 1 до 10 А);
- мощные (на ток выше 10 А).

Зависимость тока через диод от приложенного напряжения с учетом только

процессов инжекции и экстракции неосновных носителей заряда может быть рассчитана по следующей формуле

$$I = I_{\text{нас}} \cdot \left(e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right),$$

где $I_{\text{нас}}$ – ток насыщения.

Вольт-амперная характеристика полупроводниковых диодов приведена на рисунке 4.

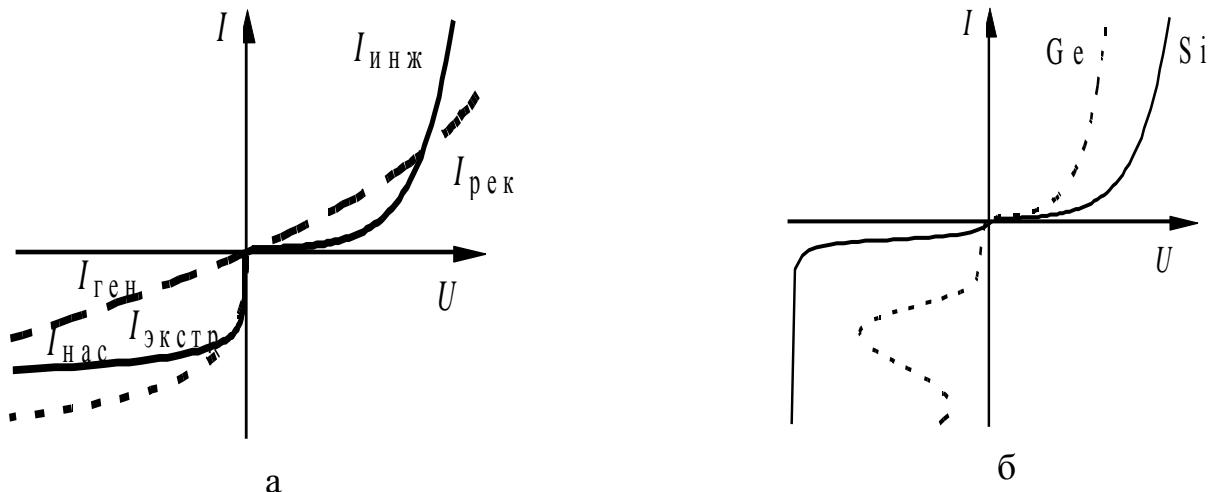


Рисунок 4. ВАХ полупроводниковых диодов: а – для различных механизмов образования тока; б – для германиевого и кремниевого диодов.

ДИОДЫ ШОТКИ

Диод Шоттки — это полупроводниковый диод, действие которого основано на свойствах контакта металла и обеднённого слоя полупроводника. Структура диода Шоттки изображена на рисунке 5.

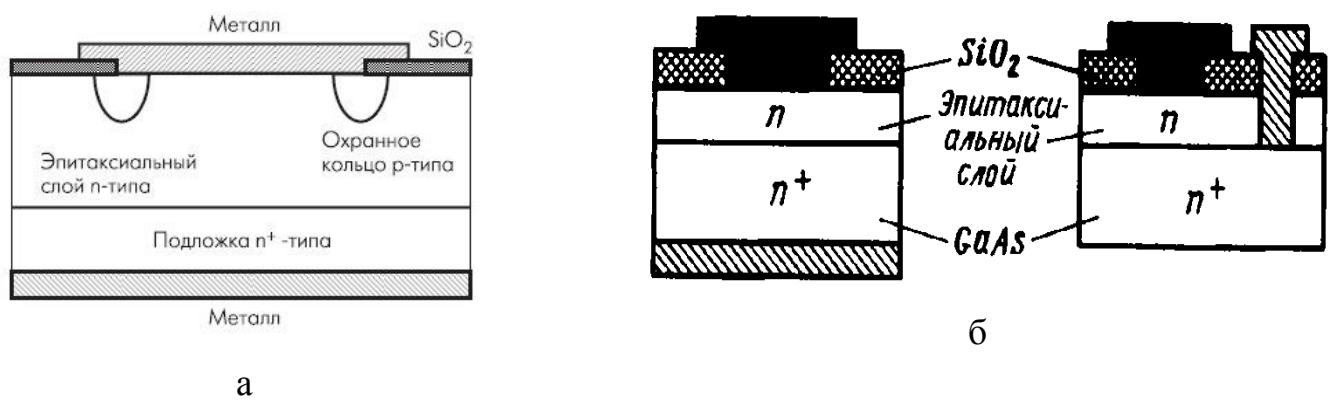


Рисунок 5. Структуры диода Шоттки: а – на основе кремния; б – на основе арсенида галлия.

Для диодов на основе *p-n*-перехода главным физическим процессом, ограничивающим диапазон рабочих частот, оказывался процесс накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе диода. Другой физический процесс — перезаряд барьерной емкости выпрямляющего электрического перехода — имеет меньшее значение. Поэтому были выдвинуты требования к конструкции и технологии изготовления диодов, выполнение которых обеспечивало бы ускорение рассасывания накопленных в базе за время действия прямого напряжения неосновных носителей заряда. Понятно, что если исключить инжекцию неосновных носителей заряда при работе диода, то не было бы накопления этих неосновных носителей в базе и соответственно относительно медленного процесса их рассасывания. Здесь можно перечислить несколько возможностей практически полного устранения инжекции неосновных носителей заряда при сохранении выпрямительных свойств полупроводниковых диодов:

1. Использование в качестве выпрямляющего электрического перехода гетерогенного перехода (гетероперехода), т. е. электрического перехода, образованного в результате контакта полупроводников с различной шириной запрещенной зоны. Инжекция неосновных носителей при прямом включении будет отсутствовать при выполнении ряда условий и, в частности, при одинаковом типе электропроводности полупроводников, образующих гетеропереход. Этот способ устранения инжекции неосновных носителей заряда пока не нашел широкого применения в промышленном производстве монокристаллических полупроводниковых диодов из-за технологических трудностей.

2. Использование для выпрямления эффекта туннелирования.

3. Инвертирование диодов, т. е. использование для выпрямления только обратной ветви ВАХ вместе с участком, соответствующим лавинному пробою. Этот способ не нашел применения из-за необходимости иметь для каждого диода свое напряжение смещения, почти равное напряжению пробоя. Кроме того, в начальной стадии лавинного пробоя в диоде возникают шумы.

4. Использование выпрямляющего перехода Шотки, т. е. выпрямляющего электрического перехода, образованного в результате контакта между металлом и полупроводником. На таком переходе высота потенциального барьера для электронов и

дырок может существенно отличаться. Поэтому при включении выпрямляющего перехода Шотки в прямом направлении прямой ток возникает благодаря движению основных носителей заряда полупроводника в металле, а носители другого знака (неосновные для полупроводника) практически не могут перейти из металла в полупроводник из-за высокого для них потенциального барьера на переходе.

Таким образом, на основе выпрямляющего перехода Шотки могут быть созданы выпрямительные, импульсные и сверхвысокочастотные полупроводниковые диоды, отличающиеся от диодов с *p-n*-переходом лучшими частотными свойствами.

Диоды Шотки изготавливают на основе кремния и благодаря меньшему прямому напряжению (0,3В вместо 0,7В у обычных кремниевых диодов) диоды Шотки обеспечивают более высокий коэффициент полезного действия, особенно в низковольтных выпрямителях.

Выпрямительные диоды Шотки

На частотные свойства диодов Шотки основное влияние должно оказывать время перезарядки барьерной емкости перехода. Постоянная времени перезарядки зависит и от сопротивления базы диода. Поэтому выпрямляющий переход Шотки целесообразнее создавать на кристалле полупроводника с электропроводностью *n*-типа — подвижность электронов больше подвижности дырок. По той же причине должна быть большой и концентрация примесей в кристалле полупроводника.

Однако толщина потенциального барьера Шотки, возникающего в полупроводнике вблизи границы раздела с металлом, должна быть достаточно большой. Только при большой толщине потенциального барьера (перехода Шотки) можно будет, во-первых, устранить вероятность туннелирования носителей заряда сквозь потенциальный барьер, во-вторых, получить достаточные значения пробивного напряжения и, в-третьих, получить меньшие значения удельной (на единицу площади) барьерной емкости перехода. А толщина перехода или потенциального барьера зависит от концентрации примесей в полупроводнике: чем больше концентрация примесей, тем тоньше переход. Отсюда следует противоположное требование меньшей концентрации примесей в полупроводнике.

Учет этих противоречивых требований к концентрации примесей в исходном полупроводнике приводит к необходимости создания двухслойной базы диода Шотки

(рисунок 6). Основная часть кристалла — подложка толщиной около 0,2мм — содержит большую концентрацию примесей и имеет малое удельное сопротивление. Тонкий монокристаллический слой того же самого полупроводника (толщиной в несколько микрометров) с той же электропроводностью *n*-типа может быть получен на поверхности подложки методом эпитаксиального наращивания. Концентрация доноров в эпитаксиальном слое должна быть значительно меньше, чем концентрация доноров в подложке.

В качестве исходного полупроводникового материала для выпрямительных диодов Шотки можно использовать кремний или арсенид галлия. Однако в эпитаксиальных слоях арсенида галлия не удается пока достичь малой концентрации дефектов и достаточно низкой концентрации доноров. Поэтому пробивное напряжение диодов Шотки на основе арсенида галлия оказывается низким, что является существенным недостатком для выпрямительных диодов.

Металлический электрод на эпитаксиальный слой полупроводника обычно наносят методом испарения в вакууме с последующим осаждением на поверхность эпитаксиального слоя. Перед нанесением металлического электрода целесообразно методами фотолитографии создать окна в оксидном слое на поверхности полупроводника. Так легче получить выпрямляющий переход Шотки необходимых площади и конфигурации.

Выпрямительные низкочастотные диоды предпочтительнее изготавливать с *p-n*-переходом. Выпрямительные диоды Шотки в области низких частот могут в перспективе иметь преимущество перед диодами с *p-n*-переходом, связанное с простотой изготовления.

Наибольшие преимущества перед диодами с *p-n*-переходом диоды Шотки должны иметь при выпрямлении больших токов высокой частоты. Здесь кроме лучших частотных свойств диодов Шотки следует отметить такие их особенности: меньшее прямое напряжение из-за меньшей высоты потенциального барьера для основных носителей заряда полупроводника; большая максимально допустимая плотность прямого тока, что связано, во-первых, с меньшим прямым напряжением и, во-вторых, с хорошим теплоотводом от выпрямляющего перехода Шотки. Действительно, металлический слой, находящийся с одной стороны перехода Шотки, по своей теплопроводности превосходит

любой сильнолегированный слой полупроводника. По этим же причинам выпрямительные диоды Шотки должны выдерживать значительно большие перегрузки по току по сравнению с аналогичными диодами с *p-n*-переходом на основе того же самого полупроводникового материала.

Еще одна особенность диодов Шотки заключается в идеальности прямой ветви ВАХ (рисунок 6). Учитывая эту особенность, диоды Шотки можно использовать в качестве быстродействующих логарифмических элементов.

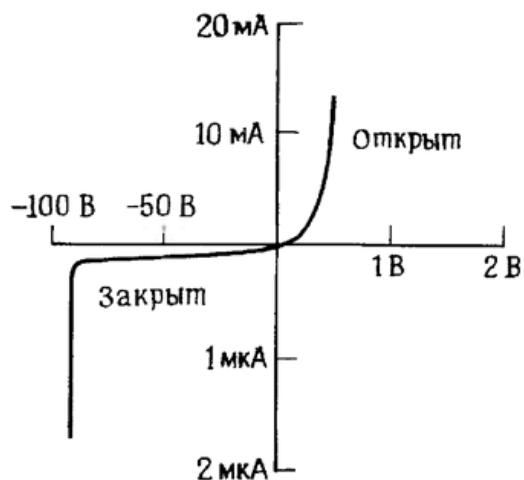


Рисунок 6. Вольт-амперная характеристика диода Шотки.

Диоды с барьером Шотки отличаются от диодов с *p-n*-переходом по следующим параметрам:

- более низкое прямое напряжение;
- более высокое обратное напряжение;
- больший ток утечки.

Две основные характеристики делают этот диод незаменимым при проектировании низковольтных высокочастотных выпрямителей – малое прямое напряжение и малое время восстановления обратного напряжения. Кроме того, отсутствие инжектированных носителей заряда и малое требуемое время на перезаряд барьерной емкости.

Максимальное напряжение современных диодов Шотки составляет ~ 150 В. При этом прямое напряжение диодов с барьером Шотки на 0,2...0,3 В меньше прямого напряжения диодов с *p-n*-переходом. Максимальная рабочая частота диодов Шотки при токе 30 А превышает 200 кГц.

Преимущества диода Шотки перед обычным выпрямительным диодом:

- падение напряжения на диоде при прямом включении всего 0,2—0,4В, в то время, как на типовых кремниевых диодах, этот параметр составляет 0,6—0,7В. Такое низкое падение напряжения на полупроводнике, при прямом включении, свойственно только диодам Шотки с обратным напряжением максимум десятки вольт, но в случае повышения уровня приложенного напряжения, падение напряжения на диоде Шотки уже сопоставимо с кремниевым диодом, что достаточно сильно ограничивает использование диодов Шотки в современной электронике.

- теоретически любой диод Шотки может обладать малой барьерной ёмкостью. Отсутствие в явном виде классического *p-n*-перехода позволяет существенно увеличить рабочую частоту прибора. Этот параметр нашел широкое применение в производстве интегральных микросхем, где диодами Шотки шунтируют переходы транзисторов, используемых в роли логических элементов.

- в силовой электронике важен другой параметр диодов Шотки, а именно, низкое время восстановления дает возможность использовать силовые выпрямители на частоты от сотни кГц и выше.

Недостатки диодов Шотки:

- в случае краткосрочного превышения допустимого уровня обратного напряжения диод Шотки выходит из строя, в отличие от типовых кремниевых диодов, которые просто перейдут в режим обратимого пробоя, при условии, что рассеиваемая мощность кристалла не выше допустимых значений, а после снижения напряжения диод полностью восстанавливает свои характеристики.

- диодам Шотки свойственны более высокие значения обратных токов, увеличивающиеся с ростом температуры кристалла и в случае недостаточности теплоотвода при работе с высокими токами приводят к тепловому пробою.

СТАБИЛИТРОНЫ

Стабилитроны – это двухэлектродные полупроводниковые приборы, предназначенные для стабилизации напряжения. Они работают в области лавинного или туннельного пробоя.

Основные параметры стабилитронов

Вольт-амперная характеристика стабилитрона представлена на рисунке 7.

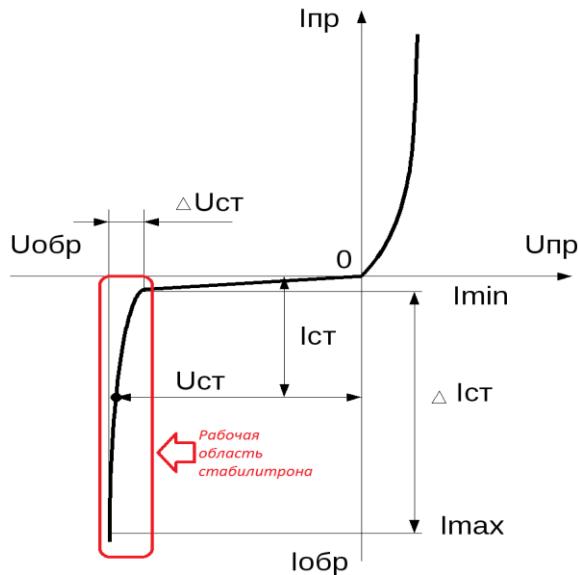


Рисунок 7. Вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона.

- Напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ — значение напряжения на стабилитроне при заданном токе стабилизации. Так как участок пробоя вольт-амперной характеристики проходит почти вертикально, то можно считать, что $U_{\text{ст}} = U_{\text{проб}}$. Напряжение стабилизации лежит в пределах от 3 до 400 В.
- Максимальный ток стабилизации $I_{\text{ст},\text{max}}$ ограничивается максимально допустимой мощностью: $I_{\text{ст},\text{max}} = P_{\text{max}}/U_{\text{ст}}$
- Минимальный ток стабилизации $I_{\text{ст},\text{min}}$ определяется гарантированной устойчивостью состояния пробоя.
- Дифференциальное сопротивление $r_{\text{диф}}$ определяется при среднем токе стабилизации:
$$r_{\text{ст}} = \frac{dU}{dI} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ст}}}$$
- Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{\text{ст}}$ — относительное изменение напряжения стабилизации $\Delta U_{\text{ст}}$ при изменении температуры окружающей среды на ΔT :

$$\alpha_{\text{ст}} = \frac{1}{U_{\text{ст}}} \frac{dU_{\text{ст}}}{dT} \approx \frac{1}{U_{\text{ст}}} \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta T}$$

$\alpha_{\text{ст}}$ может иметь положительные значения для относительно высоковольтных и отрицательные для низковольтных стабилитронов, что связано с различной

температурной зависимостью пробивного напряжения при лавинном и туннельном пробое p - n -перехода. Изменение знака α_{ct} соответствует напряжению стабилизации $U_{ct} \approx 6$ В (рисунок 7, а).

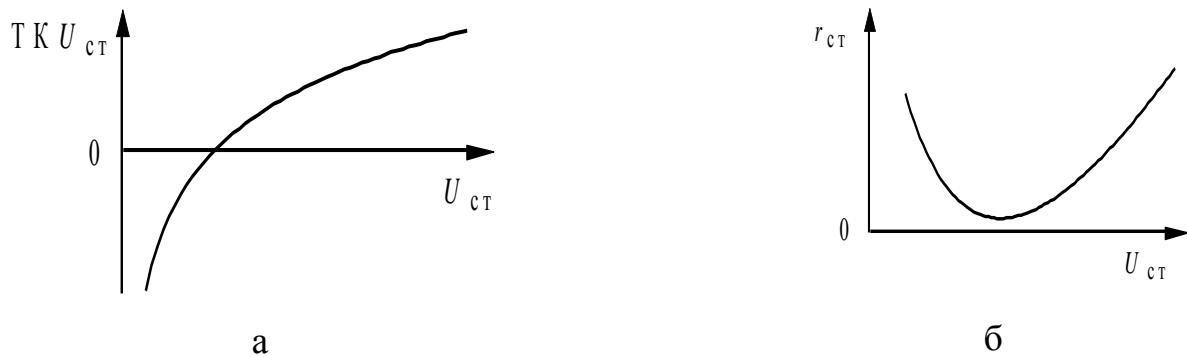


Рисунок 8. Зависимость основных параметров стабилитрона от напряжения стабилизации: а – температурный коэффициент напряжения стабилизации; б – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Низковольтные стабилитроны изготавливают на основе сильнолегированного кремния. В связи с этим у низковольтных стабилитронов с напряжением стабилизации менее 6 В происходит туннельный пробой, а пробивное напряжение при туннельном пробое уменьшается с увеличением температуры. Высоковольтные стабилитроны должны иметь большую толщину p - n -перехода. Поэтому их делают на основе слаболегированного кремния. Принцип их действия связан с лавинным пробоем, при котором пробивное напряжение растет с увеличением температуры. Одним из способов уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизации, который используют для создания термокомпенсированных прецизионных стабилитронов, заключается в последовательном соединении с обратно-включенным p - n -переходом стабилитрона дополнительного p - n -перехода, включенного в прямом направлении. С повышением температуры напряжение на p - n -переходе, включенном в прямом направлении, уменьшается, что компенсирует увеличение напряжения на обратно-включенном p - n -переходе при лавинном его пробое.

О качестве стабилитрона, т. е. о его способности стабилизировать напряжение при изменении проходящего тока, можно судить по значению дифференциального сопротивления стабилитрона r_{ct} , которое определяется отношением приращения напряжения стабилизации к вызвавшему его малому приращению тока. Так как

определенным изменениям тока для лучшей стабилизации должны соответствовать минимальные изменения напряжения, то качество стабилитрона выше, если он имеет меньшее дифференциальное сопротивление.

Обобщенная зависимость дифференциального сопротивления от напряжения стабилизации многих стабилитронов показана на рисунке 6, б. Для изготовления высоковольтных стабилитронов с лавинным пробоем в качестве исходного полупроводникового материала необходим высокоомный кремний. Чем больше требуется напряжение стабилизации, тем больше должно быть удельное сопротивление исходного кремния. При работе стабилитрона, т. е. при ударной ионизации в *p-n*-переходе, объемное сопротивление базы высоковольтного стабилитрона оказывается на значении дифференциального сопротивления. Поэтому с увеличением напряжения стабилизации дифференциальное сопротивление высоковольтных стабилитронов увеличивается. Отсюда также ясна целесообразность формирования *p-n*-переходов высоковольтных стабилитронов в тонком высокоомном эпитаксиальном слое кремния, выращенном на низкоомной подложке.

Для низковольтных стабилитронов с туннельным пробоем при увеличении концентрации примесей уменьшается толщина *p-n*-перехода, что и приводит к уменьшению пробивного напряжения и напряжения стабилизации.

Рассмотрим теперь причины увеличения дифференциального сопротивления низковольтных стабилитронов с уменьшением их напряжения стабилизации. Для туннелирования носителей заряда сквозь *p-n*-переход, во-первых, должна быть мала толщина потенциального барьера, сквозь который должны туннелировать электроны. Эта толщина потенциального барьера получится при определенной напряженности электрического поля. Во-вторых, для туннелирования необходимо наличие электронов с одной стороны *p-n*-перехода и свободных энергетических уровней, соответствующих тем же значениям энергии, с другой стороны *p-n*-перехода. Но непосредственно под потолком валентной зоны *p*-области электронов значительно меньше, чем на более глубоких уровнях валентной зоны. Особенно это справедливо для стабилитронов, концентрация примесей в которых значительно больше. Поэтому с дальнейшим приращением обратного напряжения приращение числа электронов, способных протуннелировать, в стабилитроне с большим напряжением пробоя оказывается

значительно большим, чем в стабилитроне с меньшим напряжением пробоя. Следовательно, дифференциальное сопротивление первого стабилитрона должно быть меньше, чем второго.

Диапазон токов, в котором стабилитрон может выполнять функции стабилизации напряжения, устанавливают из следующих соображений. Минимально допустимый ток стабилизации определяется тем, что при малых токах, во-первых, дифференциальное сопротивление оказывается еще большим и, во-вторых, в стабилитронах с лавинным пробоем из-за неустойчивости процесса ударной ионизации в начальной стадии возникают шумы. С увеличением тока через стабилитроны процесс ударной ионизации устанавливается и шумы исчезают. Максимально допустимый ток стабилизации определяется допустимой для данного прибора мощностью рассеяния и необходимостью обеспечения заданной надежности работы прибора, т. е. зависит от площади p - n -перехода и от конструкции прибора.

Конструктивно стабилитроны оформляют аналогично выпрямительным и другим диодам. В зависимости от площади p - n -перехода и конструктивного оформления стабилитроны могут иметь максимально допустимые мощности от десятых долей до 50 Вт.

Электронно-дырочные переходы при изготовлении стабилитронов формируют методами вплавления и диффузии примесей. При вплавлении или при диффузии одной и той же примеси с двух сторон кристалла кремния можно сформировать одновременно два p - n -перехода, которые при подаче напряжения на крайние области структуры окажутся включенными встречно. Так изготавливают стабилитроны с симметричной ВАХ — двуханодные стабилитроны, предназначенные для применения в схемах стабилизации напряжения разной полярности и для защиты различных элементов электрических цепей от перенапряжений обеих полярностей.

ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Туннельный диод — это полупроводниковый диод, в котором носители заряда проходят сквозь потенциальный барьер за счёт туннельного эффекта, что приводит к появлению на его вольт-амперной характеристике участка с отрицательным сопротивлением.

В отличие от всех остальных полупроводниковых диодов для изготовления туннельных диодов используют полупроводниковый материал с очень высокой концентрацией примесей ($10^{18} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$). Следствием высокой концентрации примесей в прилегающих к *p-n*-переходу областях является, во-первых, малая толщина перехода (около 10^{-2} мкм), т. е. на два порядка меньше, чем в других полупроводниковых диодах. Сквозь такие тонкие потенциальные барьеры возможно туннелирование носителей заряда.

Другим следствием большой концентрации примесей является расщепление примесных энергетических уровней с образованием примесных энергетических зон, которые примыкают к зоне проводимости в *n*-области и к валентной зоне в *p*-области. Уровни Ферми при этом оказываются расположенными в разрешенных зонах (рисунок 9).

В диоде без внешнего напряжения существует туннелирование электронов из *n*-области в *p*-область и обратно. Встречные потоки электронов равны, поэтому суммарный ток через диод в равновесном состоянии равен нулю.

При небольшом прямом напряжении на туннельном диоде происходит уменьшение высоты потенциального барьера *p-n*-перехода или смещение энергетической диаграммы *n*-области относительно энергетической диаграммы *p*-области. Свободные энергетические уровни *p*-области (занятые дырками), расположенные непосредственно над уровнем Ферми, оказываются на одной высоте по энергетической диаграмме или при одних и тех же значениях с энергетическими уровнями *n*-области, занятymi электронами. Поэтому будет происходить преимущественное туннелирование электронов из *n*-области в *p*-область.

При прямом напряжении на диоде, когда свободные энергетические уровни валентной и примесной зон *p*-области окажутся на одной высоте с занятими электронами энергетическими уровнями зоны проводимости и примесной зоны *n*-области, туннельный ток через диод будет максимальным.

При увеличении прямого напряжения на диоде туннельный ток через диод будет уменьшаться, так как из-за смещения энергетических диаграмм будет уменьшаться количество электронов, способных туннелировать из *n*-области в *p*-область.

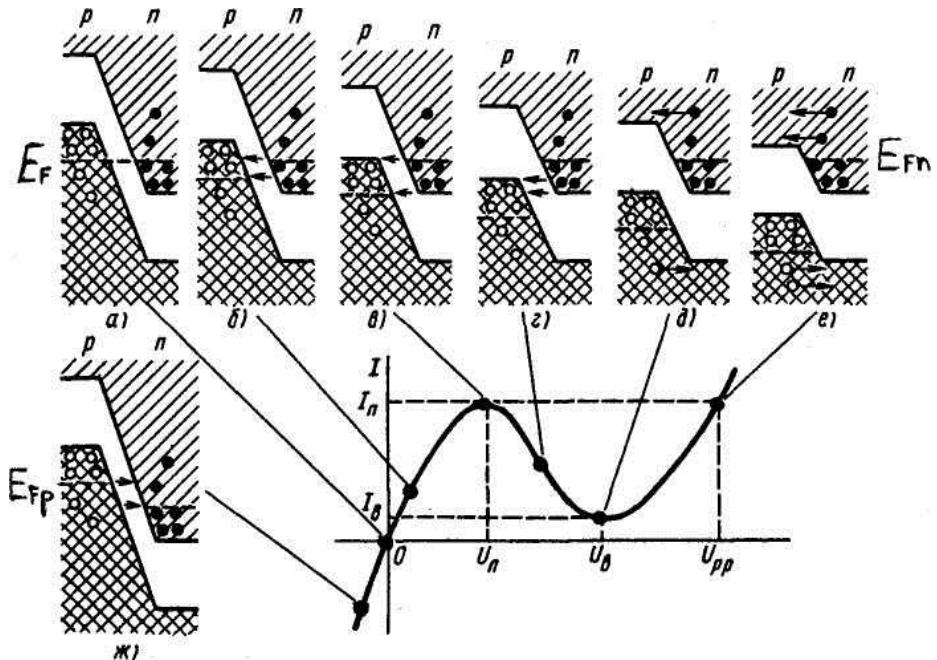


Рисунок 9. Вольт-амперные характеристики и энергетические диаграммы туннельного диода при: *а* — отсутствии напряжения; *б* — небольшом прямом напряжении; *в* — пиковом напряжении; *г* — напряжении, соответствующем отрицательному дифференциальному сопротивлению; *д* — напряжении впадины; *е* — напряжении раствора, вызывающем значительный инжекционный ток; *ж* — обратном напряжении.

Туннельный ток через диод окажется равным нулю при некотором еще большем прямом напряжении, когда из-за относительного смещения энергетических диаграмм *n*- и *p*-областей для свободных электронов *n*-области не будет свободных энергетических уровней в *p*-области. Однако при этом через диод будет проходить прямой ток, обусловленный переходом носителей заряда через понизившийся потенциальный барьер *p*-*n*-перехода, т. е. ток, связанный с инжекцией.

С дальнейшим увеличением прямого напряжения в связи с уменьшением высоты потенциального барьера прямой ток через туннельный диод будет возрастать, как и в обычных выпрямительных диодах.

При обратном напряжении на туннельном диоде опять возникают условия для туннелирования электронов. Только теперь электроны туннелируют из валентной зоны *p*-области в зону проводимости *n*-области. Возникающий при этом обратный ток будет расти

с увеличением обратного напряжения по абсолютному значению. Туннельный диод обладает относительно высокой проводимостью при обратном напряжении. Можно считать, что у туннельного диода при ничтожно малых обратных напряжениях происходит туннельный пробой.

Таким образом, туннельный диод обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением в некотором диапазоне прямых напряжений. Это и является самым интересным свойством туннельного диода, так как всякий прибор с отрицательным дифференциальным сопротивлением может быть использован для генерации и усиления электромагнитных колебаний, а также в переключающих схемах.

Основные параметры

Промышленность выпускает туннельные диоды из арсенида галлия и из германия, чем больше ширина запрещенной зоны исходного полупроводника, тем при больших напряжениях наблюдается отрицательное дифференциальное сопротивление.

Туннельные диоды характеризуются специфическими параметрами:

1. Пиковый ток I_{Π} — прямой ток в точке максимума ВАХ, при котором значение di/du равно нулю. Этот ток различен для туннельных диодов разного назначения. Значение его может составлять от десятых долей миллиампера до сотен миллиампер.

2. Ток впадины I_B — прямой ток в точке минимума ВАХ, при котором значение di/du равно нулю.

3. Отношение токов туннельного диода I_{Π}/I_B — отношение пикового тока к току впадины. Для туннельных диодов из арсенида галлия $I_{\Pi} / I_B \geq 10$, для германиевых туннельных диодов $I_{\Pi} / I_B = 3 \dots 6$.

4. Напряжение пика U_{Π} — прямое напряжение, соответствующее пиковому току. Для туннельных диодов из арсенида галлия $U_{\Pi} = 100 \dots 150 \text{ мВ}$, для германиевых $U_{\Pi} = 40 \dots 60 \text{ мВ}$.

5. Напряжение впадины U_B — прямое напряжение, соответствующее току впадины. У туннельных диодов из арсенида галлия $U_B = 400 \dots 500 \text{ мВ}$, у германиевых $U_B = 250 \dots 350 \text{ мВ}$.

6. Напряжение раствора U_{PP} — прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому.

7. Удельная емкость туннельного диода C_d/I_p — отношение емкости туннельного диода к пиковому току.

8. Предельная резистивная частота f_R — расчетная частота, на которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из p - n -перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль.

9. Резонансная частота туннельного диода f_0 — расчетная частота, на которой общее реактивное сопротивление p - n -перехода и индуктивности корпуса туннельного диода обращается в нуль.

Температурные зависимости параметров

Изменение температуры туннельного диода может по-разному влиять на туннельную составляющую тока и на составляющую, связанную с инжекцией.

На температурную зависимость туннельной составляющей тока могут влиять следующие физические факторы:

1. С повышением температуры уменьшается ширина запрещенной зоны арсенида галлия и германия — основных исходных полупроводниковых материалов для туннельных диодов. Уменьшение ширины запрещенной зоны приводит к уменьшению толщины потенциального барьера, сквозь который туннелируют электроны, при этом вероятность туннелирования растет. Туннельная составляющая тока и, в частности, пиковый ток увеличиваются.

2. При увеличении температуры изменяется распределение электронов по энергетическим уровням — количество электронов под уровнем Ферми в зоне проводимости n -области уменьшается, так как часть свободных электронов переходит на более высокие энергетические уровни, а уровень Ферми смещается вниз. Поэтому уменьшается число электронов, которые могут туннелировать из n -области в p -область. Туннельная составляющая прямого тока уменьшается.

Так как эти факторы действуют, так сказать, в разные стороны, то суммарное их влияние, во-первых, должно быть малым, а во-вторых, оно может привести как к увеличению, так и к уменьшению пикового тока туннельного диода с увеличением температуры.

Инжекционная составляющая тока туннельного диода растет с увеличением температуры по двум причинам, имеющим место и в выпрямительных диодах:

уменьшение высоты потенциального барьера и перераспределение носителей заряда по энергетическим уровням. Поэтому у туннельного диода ток впадины растет с увеличением температуры.

Частотные свойства туннельных диодов

Механизм действия туннельных диодов связан с туннелированием электронов сквозь потенциальный барьер. Время, необходимое для завершения этого процесса, составляет $10^{-13}...10^{-14}$ с. Эффекта накопления неосновных носителей в базе туннельных диодов практически нет, так как они используются при малых напряжениях, соответствующих падающему участку ВАХ (с отрицательным дифференциальным сопротивлением). Поэтому туннельные диоды способны работать на частотах до сотен гигагерц, что соответствует миллиметровому диапазону радиоволн. Верхний предел частотного диапазона работы туннельных диодов ограничен лишь паразитными реактивностями — собственной емкостью, основу которой составляет барьерная емкость $p-n$ -перехода, и индуктивностью выводов и корпуса.

ОБРАЩЁННЫЕ ДИОДЫ

Обращенными диодами называют диоды на основе полупроводника с критической концентрацией примесей, в которых электрическая проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики обращенного диода (рисунок 10) аналогична прямой ветви ВАХ типичного выпрямительного или универсального диода. Обратная же ветвь его вольт-амперной характеристики аналогична обратной ветви ВАХ туннельного диода. По сути, обращенные диоды — это вырожденные туннельные диоды. Обратные токи у них велики уже при ничтожно малых обратных напряжениях (десятки милливольт) и значительно превосходят прямые токи в этой области напряжений.

Обращенные диоды, таким образом, обладают выпрямляющим эффектом, но проводящее направление у них соответствует обратному включению, а запирающее — прямому. Это позволяет использовать такие приборы для выпрямления малых сигналов на высоких и сверхвысоких частотах, в смесительных и переключательных схемах.

Обращенные диоды имеют меньшую величину туннельного тока (0,01 – 0,5mA). Дополнительным преимуществом является очень высокая чувствительность и низкий уровень шумов.

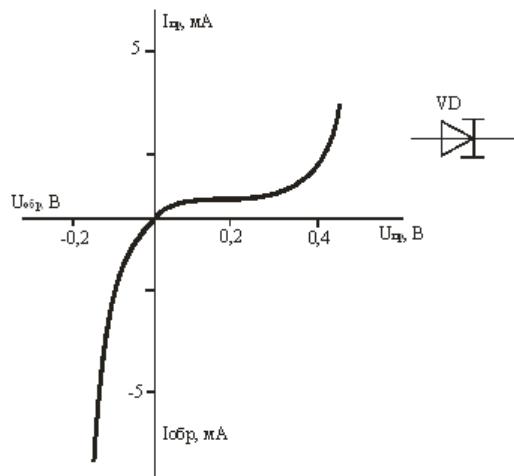


Рисунок 10. Вольт-амперная характеристика обращенного диода.

Инерционность обращенного диода определяется временем перезаряда его емкости и зависит от параметров эквивалентной схемы. Как правило, время переключения обращенного диода не превышает 1нс.

Очень эффективно применение обращенных диодов в качестве смесителей в допплеровских системах с низкой промежуточной частотой и в детекторах видеосигнала. Обладая малыми низкочастотными шумами, обращенные диоды дают в этих случаях выигрыш в коэффициенте шума 20 — 30дБ.

ЛАВИННО-ПРОЛЁТНЫЕ ДИОДЫ

Лавинно-пролетный диод (ЛПД) — это полупроводниковый диод, работа которого основана на явлениях лавинного умножения носителей заряда в электронно-дырочном переходе при его лавинном пробое и взаимодействии этих носителей с полем СВЧ в переходе в течение времени их пролёта в переходе (рисунок 11).

На диод подается обратное напряжение такой величины, что рабочая точка смещается в область лавинного умножения. В p - n -переходе начинается процесс ударной ионизации атомов кристаллической решетки подвижными носителями заряда и обра-

зование новых пар электронов и дырок. С этим явлением связан резкий рост обратного тока перехода, называемый лавинным пробоем. Для количественной характеристики процесса ударной ионизации вводят коэффициенты ионизации α_n и α_p для электронов и дырок — число электронно-дырочных пар, создаваемых на единице пути (1 см) электроном и дыркой соответственно.

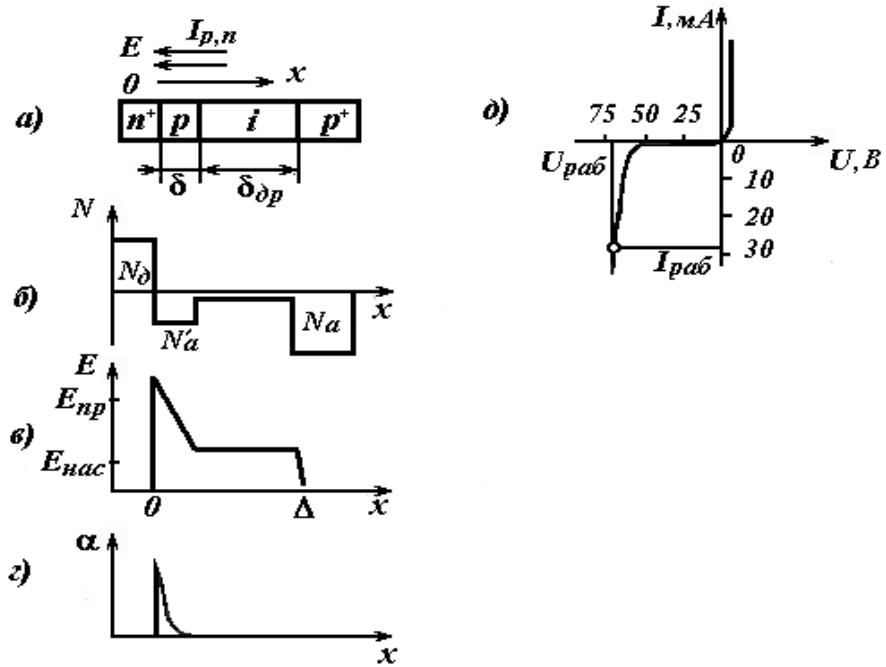


Рисунок 11. Структура лавинно-пролетного диода (а) и распределение в нем концентрации примеси (б), электрического поля (в), коэффициента ударной ионизации (г), и вольт-амперная характеристика ЛПД (д).

Лавинный пробой возникает в из-за ударной ионизации нейтральных атомов в p - n -переходе быстрыми электронами или дырками. В результате генерируются новые пары носителей заряда, которые, двигаясь в электрическом поле перехода, вновь при столкновении с атомами образуют новые пары носителей и т. д., т. е. носители в переходе лавинообразно размножаются. Параметром этого процесса является коэффициент умножения M , определяемый как отношение числа носителей, выходящих из p - n -перехода, к числу носителей того же типа, входящих в переход. Коэффициент M можно рассчитать по следующей эмпирической формуле:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_{\text{пр}}}\right)^b},$$

где $U_{\text{пр}}$ - напряжение пробоя.

Показатель степени для кремния и германия n -типа $b=3$; для германия p -типа $b=5,5$. Величина пробивного напряжения не зависит от типа носителей и растет с увеличением удельного сопротивления полупроводника; у кремния это напряжение выше, чем у германия при тех же значениях удельного сопротивления.

Принято считать, что лавинный пробой наступает при таком обратном напряжении на переходе, когда коэффициент лавинного умножения обращается в бесконечность.

Для возникновения лавинного пробоя необходимо, чтобы каждый электрон и каждая дырка, вошедшие в переход и возникающие в переходе, создавали в среднем до одной электронно-дырочной пары. Если коэффициенты ионизации электронов и дырок $\alpha_n \neq \alpha_p$, то носители, имеющие больший коэффициент ионизации, должны создавать при прохождении перехода в среднем более одной пары, чтобы скомпенсировать уменьшение коэффициента ионизации носителей другого типа.

Напряженность электрического поля максимальна на границе между p - и n -областями. Поэтому ударная ионизация происходит лишь в узком слое умножения, прилежащем к плоскости границы. Вновь созданные электроны и дырки под действием сильного поля дрейфуют через p - и n -пролетные участки запирающего слоя, расположенные по обе стороны от слоя умножения. Дырки дрейфуют через p -слой, а электроны через n -слой. При возрастании электрического поля скорость носителей заряда растет линейно. Но уже при напряженности поля, вызывающей лавинное умножение носителей ($E \gg 10^5 \text{ В/м}$), скорость носителей заряда становится практически постоянной, равной $v_{\text{нac}} = 10^5 \text{ м/с}$.

Пролетное время носителей заряда пропорционально ширине области пролета и это объясняет запаздывание лавинного тока от напряжения в ЛПД. Сдвиг фазы между изменением напряженности поля и изменением тока при определенной частоте составит $\pi/2$. Дрейфуя через пролетные участки, электроны и дырки частично компенсируют объемный заряд ионов примеси и снижают напряженность поля в слое умножения.

Параметры их характеристики, особенности устройства и применения ЛПД

Основными параметрами ЛПД являются:

а) выходная мощность $P_{\text{вых}}$ —мощность генератора на ЛПД в заданном диапазоне частот и напряжения питания. Это важнейший параметр ЛПД. Максимальная полезная

мощность генератора при заданном сопротивлении нагрузки зависит от добротности диода и от амплитуды переменного тока и напряжения. Максимальное значение выходной мощности различных типов ЛПД колеблется в пределах 10—100мВт на частоте 7-50ГГц;

б) пробивное напряжение U_{np} — величина напряжения лавинного пробоя перехода. Этот параметр необходим для задания режима работы. Величина напряжения лавинного пробоя ЛПД обычно не превышает 30В. Но имеются приборы с U_{np} , достигающим 160В. СВЧ-генератор на ЛПД обычно работает при напряжении на 0,5—1,5В, превышающем пробивное;

в) номинальный рабочий ток I_{nom} —величина обратного тока ЛПД, при котором обеспечивается выходная мощность генератора. Величина I_{nom} составляет 54-15mA для различных классов приборов;

г) максимальная емкость p - n -перехода C_{max} —максимальное значение емкости ЛПД при напряжении, близком к пробивному;

д) сопротивление растекания r_s — максимальное последовательное сопротивление ЛПД в режиме генерации при заданном токе и напряжении. Отечественные приборы имеют r_s не более 10 Ом;

е) коэффициент полезного действия лавинно-пролетных диодов (сравнительно низок и составляет несколько процентов);

ж) температурный коэффициент мощности ТКМ и частоты ТКЧ — параметры, показывающие изменения мощности и частоты при изменении температуры окружающей среды на 1°C;

з) максимально-допустимый ток I_{max} — максимальная величина тока, при которой ЛПД работает в течение гарантированного срока с заданным уровнем надежности. Величина I_{max} обычно ограничивается максимальной температурой перехода $T_{n\ max}$.

Для изготовления ЛПД используют кремний, германий и арсенид галлия. Требуемую структуру получают методами эпитаксиального наращивания, диффузии и ионного легирования. При их изготовлении стремятся по возможности снизить активные потери: утечку тока по поверхности p - n -перехода и сопротивление объема кристалла. Необходимо обеспечить однородность p - n -перехода, в противном случае возможно возникновение локальных пробоев и т. д.

На рисунке 12 приведен один из вариантов структуры ЛПД диода, изготовленного по планарной технологии. Для устранения пробоя по поверхности создано охранное кольцо *n*-типа.

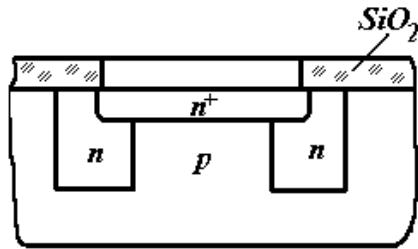


Рисунок 12. Структура лавинно-пролётного диода.

Преимуществом ЛПД перед другими генераторами СВЧ-мощности является незначительная суммарная толщина структуры (один переход). Это очень важно, так как ЛПД работает в режиме лавинного пробоя и плотность мощности на переходе достигает больших величин до 10^5 Вт/см^2 . Тонкие структуры облегчают отвод тепла от перехода. Кроме того, для лучшего отвода тепла в ЛПД применяют так называемую обратную сборку, кристалл присоединяют к теплоотводу той стороной, где переход расположен на небольшой глубине от поверхности кристалла.

Недостатком ЛПД является очень низкий КПД. Это объясняется тем, что амплитуда колебательного напряжения на диоде намного меньше величины постоянного напряжения, приложенного к диоду для обеспечения режима лавинного умножения. Низкий КПД ЛПД, кроме того, объясняется зависимостью вольт-амперной характеристики ЛПД от частоты колебаний. На частоте, на которой отрицательное сопротивление имеет наибольший модуль, амплитуда переменного напряжения значительна, но амплитуда тока мала. В результате получается, что отдаваемая мощность мала.

В настоящее время на частоте 1ГГц получен КПД до 60% в *Si*-диодах и до 45% на частоте 2—3ГГц в *Ge*-диодах. Однако большие плотности тока, требуемые для возникновения аномального режима, не позволяют осуществить непрерывную генерацию.

ЛПД с рабочей частотой выше 50ГГц трудно изготавливать из-за очень малых размеров, а ЛПД с частотой ниже 1ГГц имеют большие размеры, поэтому трудно отводить тепло от перехода.

В пролетном режиме ЛПД отрицательное сопротивление существует в широкой области рабочих частот. Поэтому частоту генерации в генераторах на ЛПД можно изменять в пределах более октавы механической перестройкой колебательной системы. Широко используют также электрическую перестройку частоты, включая в колебательную систему СВЧ-варикап или ферритовые элементы. В первом случае диапазон перестройки обычно невелик, а во втором — достигает 10%. Температурный коэффициент частоты генератора зависит от изменения параметров, как диода, так и колебательной системы. Для одноконтурного генератора $ТКЧ = \pm 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$, но может быть снижен в результате принятия специальных мер.

Высокий уровень шума ЛПД позволяет использовать их для создания генераторов шума СВЧ диапазона. Эти генераторы очень просты, имеют большую спектральную плотность мощности шума, низкую потребляемую мощность, малые массу и габариты, т. е. выгодно отличаются от электровакуумных генераторов шума.

Усилители на ЛПД вследствие значительного коэффициента шума (20—30дБ) не используются во входных усилителях. По коэффициенту преобразования амплитудной модуляции в фазовую (АМ/ФМ) усилители на ЛПД сравнимы с лампами бегущей волны.

p-i-n-ДИОДЫ

p-i-n-диод (рисунок 13) состоит из трех чередующихся областей: с дырочной, собственной и электронной проводимостью. Между сильно легированными областями с дырочной и электронной электропроводностью находится *i*-область с концентрацией носителей, близкой к концентрации p_i и n_i в собственном полупроводнике.

При подаче прямого напряжения в *i*-область одновременно инжектируются дырки из *p*-области и электроны из *n*-области. Сопротивление *i*-области и всего диода становится малым, его значение определяется постоянным током, протекающим через диод.

При обратном напряжении дырки и электроны экстрагируются из i -области в p - и n -области соответственно. Уменьшение концентрации носителей в i -области приводит к увеличению сопротивления i -области и всего диода. Такая зависимость сопротивления p - i - n -диода от напряжения объясняет эффективность его применения в качестве мощного выпрямительного диода, у которого должны быть малое прямое и большое обратное, сопротивления.

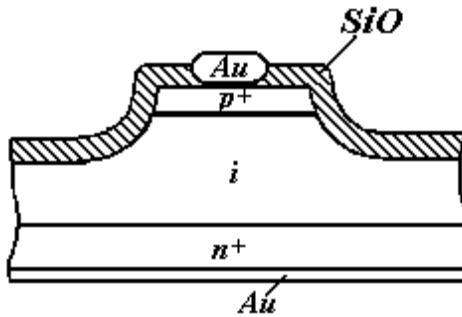


Рисунок 13. Структура p - i - n диода.

Вольт-амперная характеристика p - i - n -диода приведена на рисунке 14.

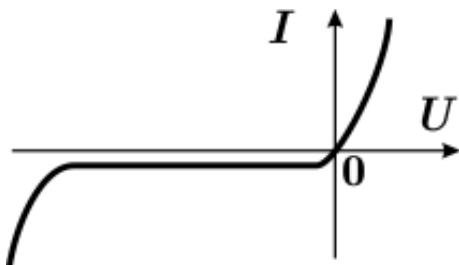


Рисунок 14. ВАХ p - i - n -диода.

Дифференциальное сопротивление p - i - n -диода при изменении знака напряжения изменяется на несколько порядков, в то время как емкость диода, определяемая в основном шириной i -области, изменяется незначительно. Слабая зависимость емкости от напряжения расширяет возможности использования p - i - n -диодов в СВЧ схемах с колебательными системами.

На рисунке 15 показано расположение энергетических зон в диоде типа p - i - n . На границе между соседними областями образуются запирающие слои. Контактная разность потенциалов между областями p и n в диоде в этом случае такая же, как и в отсутствие области i . При приложении обратного напряжения сопротивление i -области увеличивается из-за экстракции носителей заряда, что ведет к увеличению падения

напряжения, создаваемого в ней обратным током. При приложении прямого напряжения, наоборот, сопротивление i -области уменьшается из-за инжекции в нее электронов из n -области и дырок из p -области, поэтому падение напряжения в i -области уменьшается.

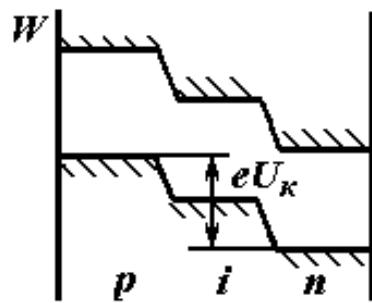


Рисунок 15. Энергетическая диаграмма p - i - n -диода в равновесном состоянии.

Диод типа p - i - n предназначен для схем мощных выпрямителей и СВЧ переключателей. Для получения большого выпрямленного напряжения нужно обеспечить высокое допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр}}$, а для получения большого выпрямленного тока — малое прямое сопротивление диода. Эти два требования взаимно противоречивы. Высокое $U_{\text{обр}}$ можно получить путем увеличения толщины p - n -перехода, для чего следует уменьшить примесную проводимость p - и n -областей. Но при этом увеличивается сопротивление материала полупроводника, что имеет существенное значение в случае работы диода при больших прямых токах. Указанное противоречие можно устранить, если между p - и n -областями расположить область из высокоомного материала с очень малой концентрацией примесей, близкой к собственному полупроводнику, что обеспечит высокое значение $U_{\text{обр}}$. В то же время области p и n выполняют с большой концентрацией акцепторных и донорных примесей, благодаря чему сопротивление этих областей диода может быть малым. На границе между областями концентрация примесей должна резко изменяться.

При низких частотах p - i - n -диод обнаруживает выпрямительные свойства, аналогичные обычному p - n -переходу. Однако при более высоких частотах накопление заряда в области i препятствует выпрямлению. Таким образом, когда к диоду прикладывается прямое напряжение смещения, он работает как переменное сопротивление, зависящее от величины напряжения. Когда к диоду прикладывается обратное напряжение, то наблюдается постепенное уменьшение последовательного сопротивления

ввиду увеличения ширины обедненного слоя. Это увеличение ширины продолжается до тех пор, пока не произойдет пробой и проводимость быстро увеличится.

В СВЧ диапазоне *p-i-n*-диоды используются для создания переключающих цепей (СВЧ мультиплексоров), переменных и ступенчатых аттенюаторов, амплитудных модуляторов, плавных и ступенчатых фазовращателей. Переключатели на *p-i-n*-диодах устойчивы в работе и имеют малые потери на СВЧ. Недостатками *p-i-n*-диодов является меньшее, чем у диодов Шоттки, быстродействие и отсутствие усиления.

Выпускаются *p-i-n*-диоды с разными толщиной *i*-слоя, площадью структуры, рассеиваемой мощностью и быстродействием. Емкость полупроводниковых структур обычно лежит в интервале от 0,1 до 3пФ.

В мощных *p-i-n*-диодах для СВЧ диапазона ширина *i*-области делается большой (0,1—0,5мм), чтобы они могли работать при больших амплитудах напряжения (свыше 1кВ) и импульсной мощности 10кВт и более. Большая ширина *i*-области позволяет также увеличить площадь сечения диода без существенного возрастания емкости, улучшить теплоотвод и поднять среднюю рабочую мощность. Диоды с большой толщиной *i*-слоя на частотах СВЧ-диапазона не являются выпрямителями, но могут быть использованы для управления СВЧ-мощностью в качестве переключательных диодов. Их сопротивление изменяется под действием внешнего низкочастотного напряжения.

ВАРИКАПЫ

Варикап — это полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Диод обладает барьерной и диффузионной емкостями. В качестве варикапов используют только диоды при обратном смещении, когда проявляется только барьерная емкость (рисунок 16). Диффузионная емкость проявляется при прямом смещении диода, когда его проводимость велика и велики потери мощности из-за относительно больших активных токов через диод (она имеет виртуальный характер).

Основные параметры

1. Емкость варикапа C_V — емкость, измеренная между выводами варикапа при

заданном обратном напряжении ($C_B = 10 \dots 500 \text{ пФ}$).

Для барьерной емкости справедлива формула плоского конденсатора:

$$C = \frac{\partial Q(U)}{\partial U} = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{d(U)} = S \cdot \sqrt{\frac{q \epsilon \epsilon_0 N_a N_d}{2(N_a + N_d)(\varphi_{\text{кон}} + U)}}$$

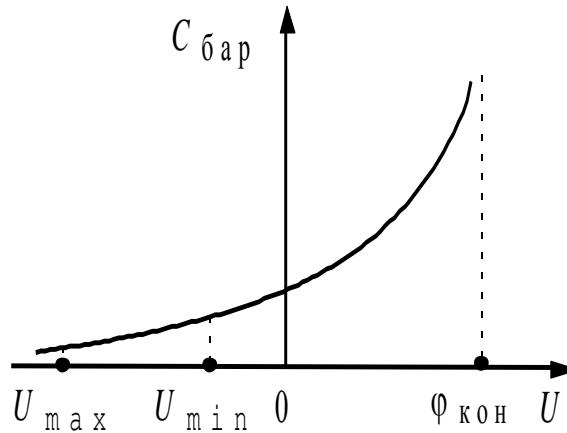


Рисунок 16. Типичная вольт-фарадная характеристика варикапа.

2. Коэффициент перекрытия по емкости K_c — отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений ($K_c = 5 \dots 20$).

$$K_c = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}$$

3. Добротность варикапа Q_B — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения. Добротность — это величина, обратная тангенсу угла диэлектрических потерь. Добротность варикапов измеряют обычно при тех же напряжениях смещения, что и емкость. Значение добротности — от нескольких десятков до нескольких сотен.

Качество варикапа оценивают добротностью Q_B , равной отношению реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении ёмкости.

$$Q_B = \frac{\omega C_{\text{бар}} r_{p-n}}{1 + \omega^2 C_{\text{бар}}^2 r_{p-n} r_b}$$

На НЧ можно пренебречь сопротивлением базы, тогда

$$Q_{\text{НЧ}} = \frac{r_{p-n}}{x_c} = \frac{r_{p-n}}{1/\omega C_{\text{бар}}} = \omega r_{p-n} C_{\text{бар}}$$

На ВЧ можно пренебречь сопротивлением перехода, тогда

$$Q_{\text{ВЧ}} = \frac{x_c}{r_b} = \frac{1}{\omega r_b C_{\text{бар}}}$$

На рисунке 17 представлена частотная зависимость добротности варикапа.

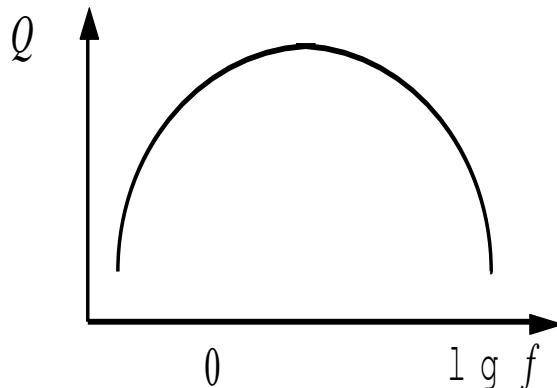


Рисунок 17. Частотная зависимость добротности варикапа.

На НЧ варикапы лучше изготавливать из широкозонных материалов, на ВЧ лучше применять материалы с высокой подвижностью носителей заряда.

4. Температурный коэффициент ёмкости α_c — относительное изменение ёмкости ΔC при изменении температуры на ΔT (влияние температуры на ёмкость варикапа в основном обусловлено изменением контактной разности потенциалов, практически $\alpha_c = (2...4) \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$).

БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор - это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими $p-n$ -переходами, усиительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

Наиболее широко используются биполярные транзисторы с двумя $p-n$ -переходами. В зависимости от типа электропроводности наружных слоев различают транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$ -типов. Транзисторы, в которых $p-n$ -переходы создаются у поверхностей соприкосновения полупроводниковых слоев, называются плоскостными.

В зависимости от технологии изготовления транзистора концентрация примесей в базе может быть распределена равномерно или неравномерно. При равномерном распределении внутреннее электрическое поле отсутствует и неосновные носители заряда, попавшие в базу, движутся вследствие процесса диффузии – такой транзистор называется бездрейфовым. При неравномерном распределении концентрации примеси в базе имеется внутреннее электрическое поле (при сохранении в целом электронейтральности базы) и неосновные носители заряда движутся в ней в результате дрейфа (а, также и диффузии, но в меньшей степени) – такой транзистор называется дрейфовым.

При изготовлении транзистора эмиттер и коллектор выполняются низкоомными, а база - высокоомной. Удельное сопротивление области эмиттера меньше, чем области коллектора.

Различают три основных режима работы биполярного транзистора: активный, отсечки, насыщения.

В режиме глубокой отсечки оба перехода транзистора смешены в обратном направлении с помощью внешних напряжений. Режим глубокой отсечки характеризует запертое состояние транзистора, в котором его сопротивление максимально, а токи электродов минимальны. Этот режим широко используется в импульсных устройствах, где биполярный транзистор выполняет функцию электронного ключа.

В режиме насыщения оба *p-n*-перехода транзистора с помощью приложенных внешних напряжений смешены в прямом направлении. При этом падение напряжения на транзисторе минимально и составляет десятки милливольт. Режим насыщения возникает тогда, когда ток коллектора транзистора ограничен внешними параметрами источника питания, а параметры внешнего источника сигнала таковы, что ток эмиттера существенно больше максимального значения тока в коллекторной цепи. Тогда коллекторный переход оказывается открытым, падение напряжения на транзисторе минимальным и не зависит от тока эмиттера.

В активном режиме один из переходов биполярного транзистора смешен в прямом направлении приложенным к нему внешним напряжением, а другой - в обратном направлении. В нормальном активном режиме в прямом направлении смешен эмиттерный переход. Обратное включение транзистора называется инверсным.

При работе транзистора в активном режиме эмиттерный *p-n*-переход транзистора включен в прямом направлении, а коллекторный - в обратном (рис. 18). Поэтому через эмиттерный переход происходит инжекция неосновных носителей заряда в базу.

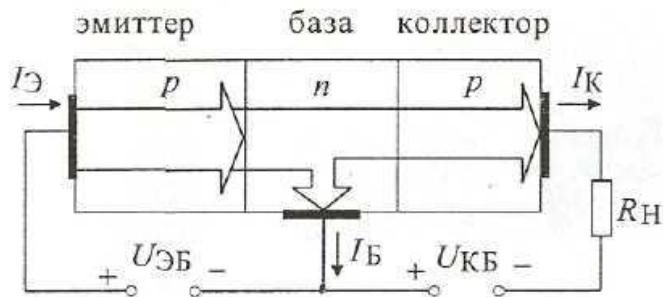


Рисунок 18. Схема включения *p-n-p* транзистора при работе в активном режиме

Эти носители перемещаются в базе за счет диффузии и под воздействием внутреннего поля транзистора по направлению к коллекторному переходу. Толщина базы транзистора сравнительно мала (меньше диффузионной длины неосновных носителей заряда), что обеспечивает взаимодействие переходов. Поэтому подавляющее число инжектированных носителей проходит через базу и достигает коллекторного перехода, не успев рекомбинировать. В коллекторном переходе, включенном в обратном направлении, носители заряда, подхватываясь полем перехода, экстрагируются в коллектор и изменяют ток коллектора. При этом изменение тока коллектора практически равно изменению тока эмиттера, а ток базы составляет лишь несколько процентов от тока эмиттера и тока коллектора. Поскольку сопротивление коллекторного перехода, включенного в обратном направлении, значительно больше сопротивления эмиттерного перехода, смещенного в прямом направлении, одинаковое изменение тока в переходах дает большее приращение напряжения на коллекторе и в транзисторе возможно усиление по напряжению.

Возможны три схемы включения биполярного транзистора (рисунок 19).

При работе транзистора в активном режиме в схеме с общей базой (ОБ) входным током является ток эмиттера I_E , а выходным током - ток коллектора I_K . В целом ток коллектора $I_K = h_{21B} \cdot I_E + I_{KBO}$, где h_{21B} - статический коэффициент передачи тока эмиттера ($h_{21B} = 0,98 \dots 0,99$); I_{KBO} - обратный ток коллектора в схеме с ОБ (при $I_E = 0$).

Поскольку токи эмиттера и коллектора практически равны, усиления по току в схеме с ОБ не происходит.

При работе транзистора в активном режиме в схеме с общим эмиттером (ОЭ) входным током является ток базы I_B , а выходным током - ток коллектора. В этом случае ток коллектора $I_K = h_{21\Theta} \cdot I_B + I_{K\Theta}$, где $h_{21\Theta}$ - статический коэффициент передачи тока базы ($h_{21\Theta} = 20 \dots 100$); $I_{K\Theta}$ - обратный ток коллектора в схеме с ОЭ (при $I_B = 0$).

Ток базы составляет лишь малую часть от тока коллектора. Поэтому в схеме с ОЭ возможно значительное усиление по току.

При работе транзистора в активном режиме в схеме с общим коллектором (ОК) входной ток – ток базы, выходной – ток эмиттера. Входное сопротивление высокое (0,1Мом – 1Мом) из-за того, что коллекторный переход транзистора заперт. Выходное сопротивление низкое, что позволяет использовать схему для согласования предшествующего каскада с нагрузкой. В данной схеме включения отсутствует усиление по напряжению, но есть усиление по току (в 10 … 100 раз). Фаза входного напряжения сигнала, подаваемого на каскад, совпадает с фазой выходного напряжения, т.е. инверсия отсутствует. Именно из-за сохранения фазы входного и выходного сигнала схема с общим коллектором носит другое название – эмиттерного повторителя. Температурные и частотные свойства эмиттерного повторителя хуже, чем у схемы, в которой транзистор подключен по схеме с общей базой.

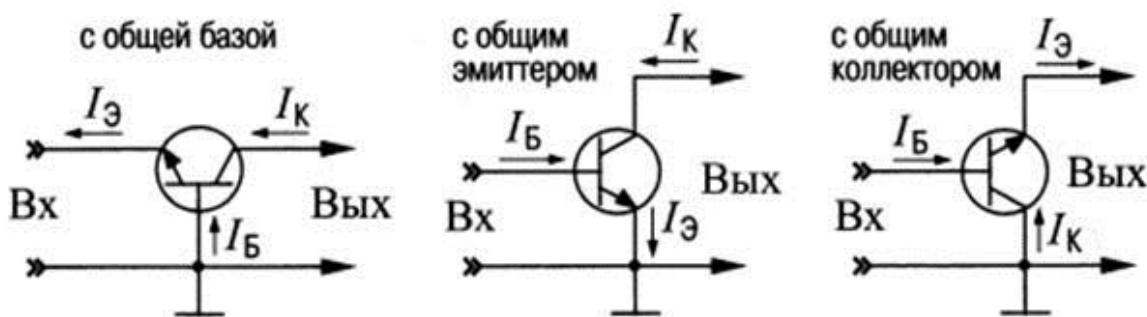


Рисунок 19. Схемы включения биполярного транзистора

Статические характеристики биполярных транзисторов

Входные характеристики транзистора - это зависимости напряжения на входе от тока на входе при различных постоянных напряжениях на выходе. Общий характер этих зависимостей определяется $p-n$ -переходом эмиттера, включенным в прямом направлении, т.

е. аналогичен прямой ветви ВАХ диода: ток экспоненциально зависит от напряжения. При увеличении напряжения на коллекторе характеристики смещаются в выбранной системе координат, поскольку из-за увеличения толщины коллекторного перехода уменьшается толщина базы.

В схеме с ОБ характеристики смещаются вправо (рисунок 20, а), так как при постоянном напряжении на эмиттере из-за уменьшения толщины базы возрастает градиент концентрации неосновных носителей заряда в базе и, как следствие, увеличивается ток эмиттера.

В схеме с ОЭ характеристики смещаются влево (рисунок 21, а), что обусловлено снижением общего количества неосновных носителей заряда в базе вследствие уменьшения толщины базы. Поэтому сокращается количество рекомбинирующих в базе носителей, а, значит, становится меньше ток базы, обусловленный рекомбинацией носителей, при постоянном напряжении между базой и эмиттером.

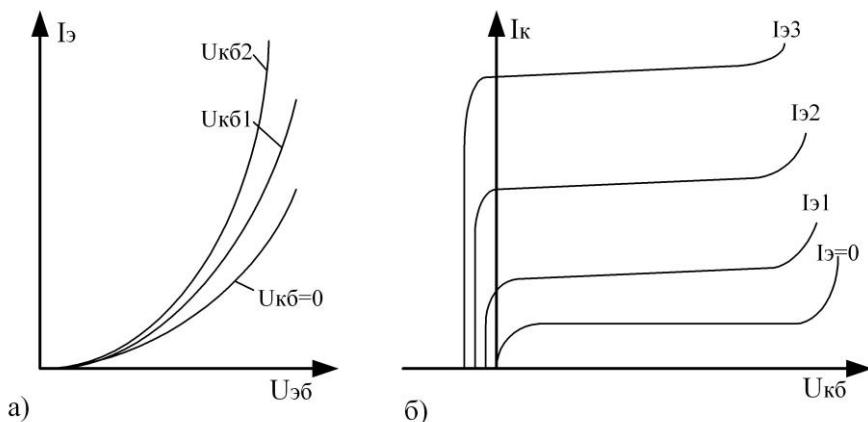


Рисунок 20. Входные (а) и выходные (б) ВАХ транзистора в схеме с общей базой.

Выходные статические характеристики транзистора - это зависимости тока на выходе от напряжения на выходе при различных постоянных токах на входе. Общий характер этих зависимостей определяется коллекторным переходом, включенным в обратном направлении, т. е. аналогичен обратной ветви ВАХ диода (рисунок 20, б). Смещение выходных характеристик вверх в выбранной системе координат соответствует принципу действия транзистора.

В схеме с ОЭ, в отличие от схемы с ОБ, имеет место большая зависимость тока коллектора от напряжения на коллекторе (рисунок 21, б). Это связано с тем, что в схеме с

ОЭ выходное напряжение, приложенное между выводами коллектора и эмиттера, частично падает и на эмиттерном переходе, смещающая его в прямом направлении. В результате ток эмиттера появляется даже в отсутствии тока базы и увеличивает обратный ток коллектора ($I_{КЭ} > I_{КБ}$). С ростом напряжения на коллекторе возрастает падение напряжения на эмиттерном переходе, увеличивается ток эмиттера, а значит и ток коллектора.

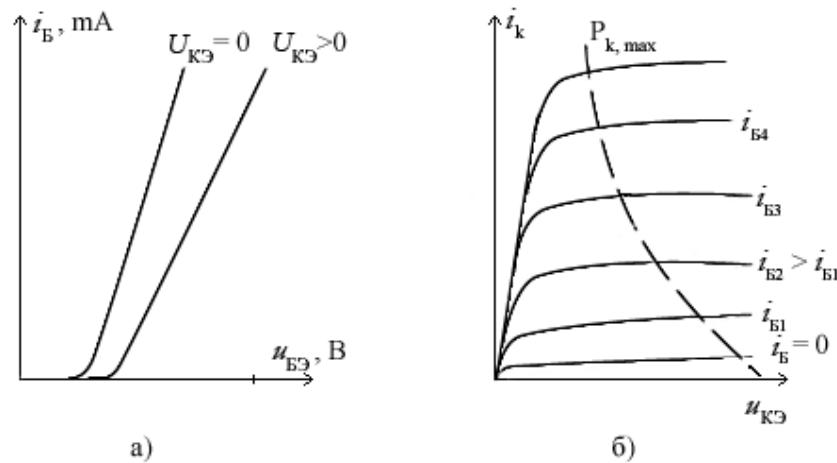


Рисунок 21. Входные (а) и выходные (б) ВАХ транзистора в схеме с общим эмиттером.

При достаточно больших напряжениях на коллекторе в коллекторном переходе вследствие ударной ионизации начинается лавинное размножение носителей, что приводит к лавинному пробою перехода и, соответственно к пробою транзистора. Величина пробивного напряжения зависит от схемы включения транзистора и условий его работы. В схеме с ОЭ возникающие при ударной ионизации носители (электроны в $p-n-p$ -транзисторе), попадая в базу, дополнительно смещают эмиттерный переход в прямом направлении и увеличивают ток эмиттера. В итоге пробой транзистора в схеме с ОЭ при ограниченном токе базы может происходить при более низких напряжениях, чем в схеме с ОБ.

В схеме с ОК входные ВАХ по форме мало отличаются от входных ВАХ в схеме с ОЭ, но диапазон изменения входного напряжения здесь практически такой же, как диапазон изменения выходного напряжения (рисунок 22, а). Поскольку выходное напряжение здесь отличается от выходного напряжения транзистора в схеме с ОЭ на относительно малую величину $U_{БЭ}$, то и выходные ВАХ мало отличаются от ВАХ

транзистора в схеме с ОЭ, но для одного и того же входного тока выходной ток несколько выше, поскольку $i_{\text{Э}} = i_{\text{К}} + i_{\text{Б}}$ и $i_{\text{Б}} \ll i_{\text{К}}$ (рисунок 22, б). Коэффициент передачи тока в этой схеме включения транзистора равен

$$\frac{di_{\text{Э}}}{di_{\text{Б}}} = \frac{d(i_{\text{К}} + i_{\text{Б}})}{di_{\text{Б}}} = \beta + 1$$

Выходное напряжение чуть меньше выходного, так как $U_{\text{КБ}} = U_{\text{КЭ}} - U_{\text{БЭ}} \approx U_{\text{КЭ}}$. Поэтому схемы с использованием транзистора с ОК называют повторителями напряжения или эмиттерными повторителями, поскольку нагрузка обычно подключается к эмиттеру.

Для анализа схем с ОК достаточно иметь ВАХ или параметры транзисторов с ОБ или ОЭ.

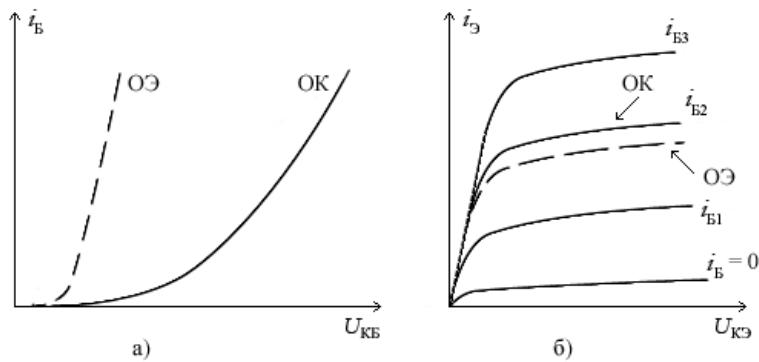


Рисунок 22. Входные (а) и выходные (б) ВАХ транзистора в схеме с общим коллектором.

Инерционные свойства транзистора

При быстрых изменениях входного сигнала, например $I_{\text{Э}}$, проявляются инерционные свойства транзистора. Они обусловлены конечным временем дрейфа носителей заряда через область базы; временем, необходимым на перезарядку емкости эмиттерного и коллекторного переходов; на установление необходимой концентрации носителей заряда. В итоге выходной сигнал $I_{\text{К}}$ будет иметь искаженную форму.

Параметры режима отсечки

В качестве статических параметров, характеризующих режим отсечки, обычно выбирают значения токов эмиттера и коллектора. В связи с тем, что в режиме отсечки

наблюдается некоторое влияние одного перехода транзистора на другой, эти токи находят при определенных условиях включения транзистора.

Начальными токами переходов называют значения токов при обратном напряжении на каком-либо переходе транзистора при условии, что напряжение на другом переходе равно нулю. Практически начальные токи находят, применяя короткое замыкание вывода соответствующей области с базой.

Начальный ток коллектора определяют при коротком замыкании выводов эмиттера и базы, а начальный ток эмиттера — при коротком замыкании выводов коллектора и базы. Поскольку начальные токи переходов транзистора обычно довольно малы, короткому замыканию выводов соответствует напряжение на переходе, практически равное нулю. Согласно определению начальных токов, их находят на границе перехода транзистора из активного режима в режим отсечки.

Под обратными токами переходов транзистора понимают значения токов через какой-либо из переходов при обратном напряжении, в то время как ток в одном из двух оставшихся свободными выводов равен нулю. Обратный ток коллектора транзистора в схеме с ОБ определяется при токе эмиттера, равном нулю, а обратный ток эмиттера для той же схемы — при токе коллектора, равном нулю. Обратный ток коллектора для схемы с ОЭ определяют при токе базы, равном нулю.

Параметры активного режима

Статические параметры активного режима в основном характеризуют степень влияния входной цепи транзистора (эмиттерной, базовой) на выходную. К этим параметрам относится статический коэффициент передачи тока базы:

$$h_{21\Theta} = \frac{I_K - I_{KBO}}{I_B + I_{KBO}}$$

Значение статического коэффициента передачи тока базы определяется несколькими процессами: изменением обратного тока коллектора при изменении тока эмиттера, лавинным умножением носителей заряда в коллекторном переходе, потерями носителей заряда в базе при объемной рекомбинации, потери носителей в базе из-за поверхностной рекомбинации, влияние тока носителей заряда, инжектированных из базы в эмиттер, потери носителей из-за рекомбинации в эмиттерном переходе.

Из перечисленных процессов только лавинное умножение и изменение обратного тока коллектора под действием тока эмиттера приводят к росту значения $h_{21\beta}$, остальные процессы обуславливают его снижение.

Коэффициент передачи тока базы — один из важнейших параметров транзистора, поэтому целесообразно рассмотреть влияние на него значения постоянной составляющей тока.

При малых напряжениях в образовании тока через $p-n$ -переход большую роль играет рекомбинация в переходе. Так как рекомбинационный ток не связан с инжекцией в базу, он приводит к снижению $h_{21\beta}$. По мере роста напряжения на эмиттере и тока эмиттера роль рекомбинации в $p-n$ -переходе уменьшается. К тому же с увеличением тока повышается уровень инжекции, а возникающее при этом поле способствует движению инжектированных носителей заряда через базу. Одновременно при повышении уровня инжекции начинает расти концентрация носителей в базе, что ведет к росту тока носителей, инжектированных из базы в эмиттер.

К снижению $h_{21\beta}$ при больших токах приводит и вытеснение носителей к краю эмиттера, в связи с чем возрастает роль поверхностной рекомбинации.

В некоторых транзисторах уменьшение $h_{21\beta}$ при больших токах может быть связано с увеличением толщины базы. На зависимость от тока влияет также изменение времени жизни носителей в объеме и скорости поверхностной рекомбинации. Результирующая зависимость $h_{21\beta}$ от I_β чаще всего имеет вид кривой с максимумом (рисунок 23). Обычно значение $h_{21\beta}$ составляет несколько десятков.

Иногда вводят статический коэффициент передачи тока эмиттера:

$$h_{21B} = \frac{I_K - I_{KBO}}{I_\beta}$$

Абсолютное значение h_{21B} , как правило, лишь немного меньше единицы.

Помимо этого иногда используют значение крутизны передаточной характеристики

$$S = \frac{I_K - I_{KBO}}{U_{EB}}$$

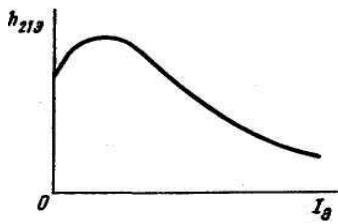


Рисунок 23. Зависимость коэффициента передачи постоянного тока базы от постоянного тока эмиттера

Параметры режима насыщения

В качестве параметров режима насыщения обычно принимают измеренные при определенных токах значения падения напряжения между выводами транзистора. Например, $U_{KB\text{нас}}$ — падение напряжения между выводами коллектора и базы в режиме насыщения (для схемы с ОБ) или $U_{KE\text{нас}}$ — падение напряжения между выводами коллектора и эмиттера в режиме насыщения (для схемы с ОЭ).

Если эти падения напряжения отнести к току, проходящему через коллектор, то полученный параметр называют сопротивлением насыщения.

Статические характеристики

Характеристики передачи тока транзистора, включенного по схеме с общей базой показаны на рисунке 24.

Общий характер этих зависимостей свидетельствует о том, что в транзисторе $I_K = I_{KBO} + |h_{21B}|I_E$. Характеристики передачи в первом приближении можно считать прямыми линиями. В действительности коэффициент передачи постоянного тока эмиттера зависит от тока эмиттера.

Смещение статических характеристик передачи вверх в выбранной системе координат при увеличении напряжения на коллекторе связано с уменьшением рекомбинации дырок при их прохождении через более тонкую базу.

При напряжении на коллекторе, отличном от нуля, характеристики передачи выходят не из начала координат, а из точек на оси ординат, соответствующих обратному току коллектора I_{KBO} . Однако значением этого тока часто можно пренебречь.

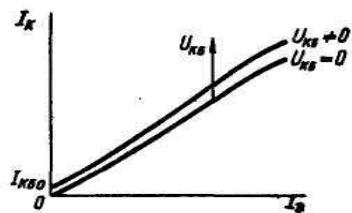


Рисунок 24. Статические характеристики передачи тока транзистора, включенного по схеме с общей базой.

Характеристики передачи тока транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером показаны на рисунке 25.

Общий характер этих зависимостей свидетельствует о том, что в транзисторе $I_K = I_{K\text{Эо}} + h_{21\text{Э}}I_B$. В связи с большей зависимостью коэффициента передачи тока базы $h_{21\text{Э}}$ от режима работы транзистора по сравнению с аналогичной зависимостью коэффициента передачи постоянного тока эмиттера характеристики передачи тока в схеме с общим эмиттером отличаются большей нелинейностью.

Смещение статических характеристик передачи тока вверх при увеличении напряжения на коллекторе также более значительно по сравнению со смещением подобных характеристик схемы с общей базой, так как оно связано в данном случае не с уменьшением рекомбинации дырок при уменьшении толщины базы, а с увеличением тока эмиттера при постоянном токе базы.

При напряжении на коллекторе, отличном от нуля, характеристики передачи тока выходят не из начала координат, а из точек на оси ординат, соответствующих токам $I_{K\text{Эо}}$.

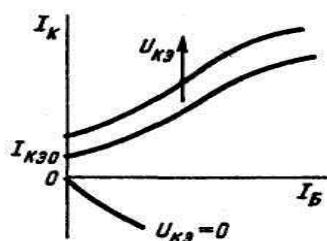


Рисунок 25. Статические характеристики передачи тока транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Характеристики обратной связи транзистора в схеме с ОБ показаны на рисунке 26.

Характеристики обратной связи могут быть легко получены из семейства входных статических характеристик путем графического перестроения.

Смещение статических характеристик обратной связи вверх при увеличении тока эмиттера очевидно и не требует специального пояснения.

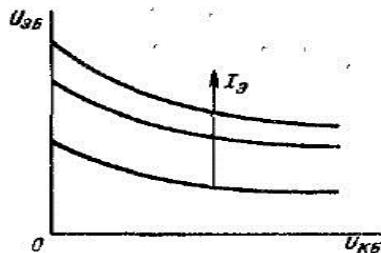


Рисунок 26. Статические характеристики обратной связи транзистора, включенного по схеме с общей базой.

Характеристики обратной связи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, приведено на рисунке 27.

Общий характер этих зависимостей можно выяснить простым графическим перестроением семейства входных статических характеристик схемы с общим эмиттером.

Смещение статических характеристик обратной связи вверх при увеличении тока базы также не требует специального пояснения.

Больший интерес эти характеристики представляют тем, что в них указываются значения токов базы. Для схемы с общей базой ток базы не измеряется, а определить его по токам эмиттера и коллектора с достаточной точностью невозможно, так как токи эмиттера и коллектора мало отличаются.

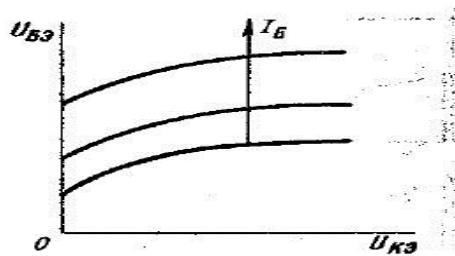


Рисунок 27. Статические характеристики обратной связи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

ТИРИСТОРЫ

Тиристор - это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.

Тиристоры бывают трех видов: динистор (диодный тиристор) - с односторонней проводимостью, не имеющий управляющего электрода, триистор - с управляющим электродом и симистор - двунаправленный тиристор, способный пропускать электрический ток в обоих направлениях..

Структура диодного тиристора состоит из четырех областей полупроводника с чередующимся типом электропроводности (рисунок 28). Кроме трех выпрямляющих переходов диодный тиристор имеет два омических перехода. Один из омических переходов расположен между крайней n -областью и металлическим электродом, который называют катодом. Другой омический переход расположен между крайней p -областью и металлическим электродом, который называют анодом.

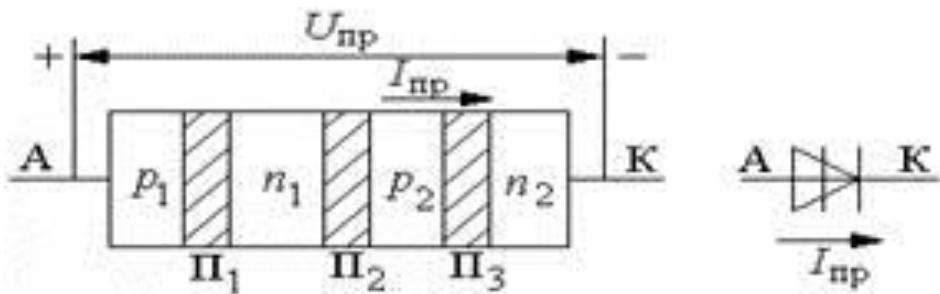


Рисунок 28. Структура и условное обозначение диодного тиристора.

При подаче на тиристор прямого напряжения, т. е. при положительном потенциале на аноде, крайние p - n -переходы смешены в прямом направлении, поэтому их называют эмиттерными, средний p - n -переход смешен в обратном направлении, поэтому его называют коллекторным. Соответственно, в таком приборе существуют две эмиттерные области (n_2 - и p_1 -эмиттеры) и две базовые области (p_2 - и n_1 -базы).

Большая часть внешнего прямого напряжения падает на коллекторном переходе, так как он смешен в обратном направлении. Поэтому первый участок прямой ветви ВАХ тиристора похож на обратную ветвь ВАХ выпрямительного диода (n_1p_2). С увеличением анодного напряжения, приложенного между анодом и катодом, увеличивается прямое

напряжение и на эмиттерных переходах. Электроны, инжектированные из n_2 -эмиттера в p_2 -базу, диффундируют к коллекторному переходу, втягиваются полем коллекторного перехода и попадают в n_1 -базу. Дальнейшему продвижению электронов по структуре тиристора препятствует небольшой потенциальный барьер левого эмиттерного перехода (Π_1). Поэтому часть электронов, оказавшись в потенциальной яме n_1 -базы, образует избыточный отрицательный заряд, который, понижая высоту потенциального барьера левого эмиттерного перехода, вызывает увеличение инжекции дырок из p_1 -эмиттера в n_1 -базу. Инжектированные дырки диффундируют к коллекторному переходу Π_2 , втягиваются полем коллекторного перехода и попадают в p_2 -базу. Дальнейшему их продвижению по структуре тиристора препятствует небольшой потенциальный барьер правого эмиттерного перехода (Π_3). Следовательно, в p_2 -базе происходит накопление избыточного положительного заряда, что обусловливает увеличение инжекции электронов из n_2 -эмиттера. Таким образом, в структуре тиристора существует положительная обратная связь по току - увеличение тока через один эмиттерный переход приводит к увеличению тока через другой эмиттерный переход.

Накопление неравновесных носителей в базовых областях Π_1 и Π_3 равносильно появлению дополнительной разности потенциалов на коллекторном переходе, которая стремится сместить коллекторный переход в прямом направлении. Поэтому с увеличением тока через тиристор и, следовательно, с увеличением избыточных зарядов основных носителей заряда в базовых областях абсолютное значение суммарного напряжения на коллекторном переходе начнет уменьшаться. Ток через тиристор при этом будет ограничен только сопротивлением нагрузки и ЭДС источника питания. Высота потенциального барьера коллекторного перехода уменьшается до значения, соответствующего включению этого перехода в прямом направлении.

Таким образом, тиристор при подаче на него прямого напряжения может находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом и открытом. Закрытое состояние тиристора соответствует участку прямой ветви ВАХ между нулевой точкой и точкой переключения. Под точкой переключения понимают точку на ВАХ, в которой дифференциальное сопротивление равно нулю, а напряжение на тиристоре достигает максимального значения. В закрытом состоянии (участок «OA» ВАХ на рисунке 29) к тиристору может быть приложено большое напряжение, а ток при этом будет мал.

Открытое состояние тиристора соответствует низковольтному и низкоомному участку прямой ветви ВАХ. На рисунке 29 открытому состоянию тиристора соответствует участок «ВС» ВАХ. Между первым и вторым участками ВАХ находится переходный участок, соответствующий неустойчивому состоянию тиристора. Особенno проявляется неустойчивость при относительно малом сопротивлении во внешней цепи тиристора.

В открытом состоянии тиристор будет находиться до тех пор, пока за счет проходящего тока будет поддерживаться избыточный заряд в базах, необходимый для смещения коллекторного перехода в прямом направлении. Если же прямой ток через тиристор уменьшить до значения, меньшего удерживающего тока, то в результате рекомбинации и рассасывания уменьшится количество неравновесных носителей заряда в базовых областях тиристора, коллекторный переход окажется смещенным в обратном направлении, произойдет перераспределение падений напряжения на выпрямляющих переходах тиристорной структуры, уменьшится инжекция из эмиттерных областей и тиристор перейдет в закрытое состояние (рисунок 29). Таким образом, удерживающий ток тиристора - это минимальный ток, который необходим для поддержания тиристора в открытом состоянии.

При обратном напряжении на тиристоре, т. е. при отрицательном потенциале на аноде, эмиттерные переходы смещаются в обратном направлении, а коллекторный переход - в прямом. В этом переключение тиристора ограничено либо лавинным пробоем эмиттерных переходов, либо эффектом смыкания переходов в результате расширения одного из эмиттерных переходов, смещенных в обратном направлении, на всю толщину слаболегированной базы.

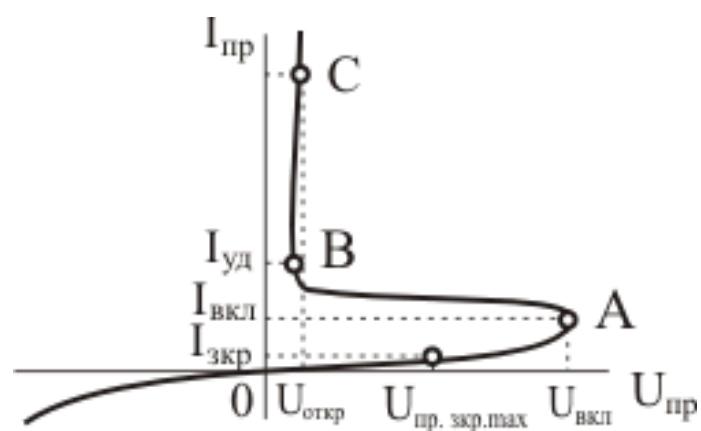


Рисунок 29. Вольт-амперная характеристика диодного тиристора.

При сравнении тиристоров и биполярных транзисторов можно отметить следующие преимущества и недостатки тиристоров.

Преимущества:

1) Наличие внутренней положительной обратной связи. Поэтому управлять тиристором можно относительно коротким импульсом. (В транзисторном ключе для поддержания того или иного статического состояния необходимо непрерывно подавать соответствующий сигнал управления);

2) Высокое значение предельной мощности, переключаемой тиристором: токи порядка 1000А и более, напряжение порядка 1000В и более.

Недостатки:

1) Относительно низкое быстродействие, особенно при выключении (время выключения современных тиристоров порядка десятков микросекунд и тем больше, чем выше переключаемая мощность);

2) Ограниченнaя управляемость - большинство тиристоров включается по маломощной цепи управления, а выключается по мощной (основной или силовой) анодной цепи (кроме запираемых тиристоров);

3) Возможность регулировать мощность только в цепях переменного тока, в которых выключение тиристора автоматически происходит каждый период.

Основное применение тиристоры находят для коммутации электрической мощности в нагрузке. Наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением на ВАХ делает такие приборы активными элементами электрических схем и позволяет использовать их также и для усиления, генерации сигналов высокочувствительных датчиков.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы - это полупроводниковые приборы, усиительные свойства которых обусловлены потоком основных носителей заряда, протекающих через проводящий канал и управляемым электрическим полем. В создании электрического тока участвуют носители заряда только одного типа (электроны либо дырки).

Классические полевые транзисторы бывают двух видов:

- с управляемым *p-n*-переходом;
- со структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП).

Полевые транзисторы с управляемым *p-n*-переходом

Транзистор с управляемым *p-n*-переходом представляет собой пластину из полупроводникового материала с электропроводностью *p*- либо *n*-типа с двумя омическими контактами (И – исток, С – сток) (рисунок 30). Вдоль пластины на пути протекания тока выполнен электрический переход (*p-n*-переход или барьер Шотки), от которого выведен электрод З - затвор.

Внешние напряжения прикладываются так, что между электродами стока и истока протекает электрический ток, а напряжение, приложенное к затвору, смещает электрический переход в обратном направлении. Сопротивление области, расположенной под электрическим переходом, которая называется каналом, зависит от напряжения на затворе. Это обусловлено тем, что размеры перехода увеличиваются с повышением приложенного к нему обратного напряжения, а увеличение области, обедненной носителями заряда, приводит к повышению электрического сопротивления канала. Таким образом, работа полевого транзистора с управляемым *p-n*-переходом основана на изменении сопротивления канала за счет изменения размеров области, обедненной основными носителями заряда, которое происходит под действием приложенного к затвору обратного напряжения. Основные носители заряда в канале начинают движение от истока и движутся к стоку. При подаче на затвор обратного напряжения канал может быть почти полностью перекрыт и тогда сопротивление между истоком и стоком очень высокое (десятки МОм), ток $I_c \rightarrow 0$, , а такое напряжение называют напряжением отсечки полевого транзистора $U_{3Иотс}$. Ширина *p-n*-перехода зависит также от величины тока, протекающего через канал. Если $U_{СИ} > 0$, ток I_c , протекающий через транзистор, создает падение напряжения, которое окажется запирающим для перехода затвор-канал. Это приводит к увеличению ширины *p-n*-перехода и уменьшению сечения канала и его проводимости. При этом ширина *p-n*-перехода увеличивается по мере приближения к области стока, где будет наибольшее падение напряжения, вызванное током I_c на сопротивлении канала $R_{СИ}$. У истока действует напряжение $U_{3И}$, а у стока $|U_{3И}| + U_{СИ}$. При малых значениях напряжения $U_{СИ}$ и малом I_c транзистор ведет себя как линейное сопротивление: увеличение $U_{СИ}$ приводит к

линейному возрастанию I_C . По мере роста $U_{СИ}$ характеристика $I_C = f(U_{СИ})$ становится нелинейной, что обусловлено сужением канала у стокового конца. При определенном значении тока стока наступает режим насыщения. Его возникновение связано с тем, что при большом напряжении $U_{СИ}$ сечение канала у стока стягивается в узкую горловину, наступает динамическое равновесие - при увеличении $U_{СИ}$ рост тока I_C приводит к дальнейшему сужению канала и соответствующему уменьшению тока I_C . Напряжение насыщения зависит от $U_{ЗИ}$: $U_{СИнас} = |U_{ЗИотс}| - |U_{ЗИ}|$. При $U_{ЗИ} = 0$ $U_{СИнас} = U_{ЗИотс}$.

При дальнейшем увеличении напряжения $U_{СИ}$ у стока наблюдается пробой $p-n$ -перехода.

В усиливательных каскадах транзистор работает на пологом участке характеристики. Выходная характеристика полевого транзистора с управляемым $p-n$ -переходом представляет собой обратную ветвь вольтамперной характеристики $p-n$ -перехода (рисунок 31, а). Хотя ток затвора изменяется при изменении напряжения $U_{СИ}$ и достигает максимума при коротком замыкании выводов истока и стока (ток утечки затвора $I_{ЗУТ}$) им можно пренебречь. Изменение напряжения $U_{ЗИ}$ не вызывает существенных изменений тока затвора, что характерно для обратного тока $p-n$ -перехода.

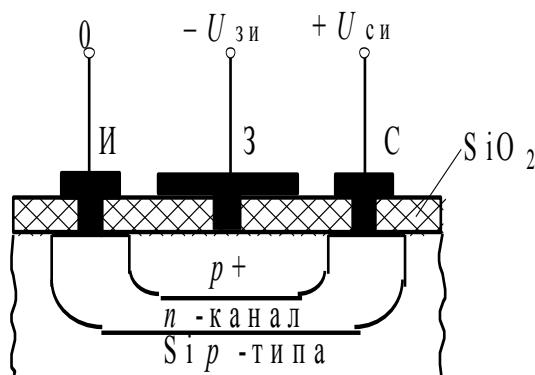
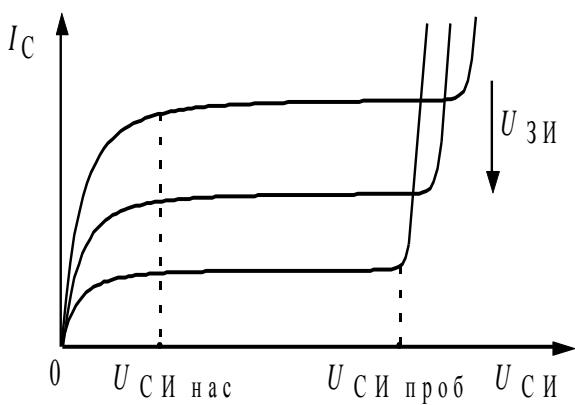
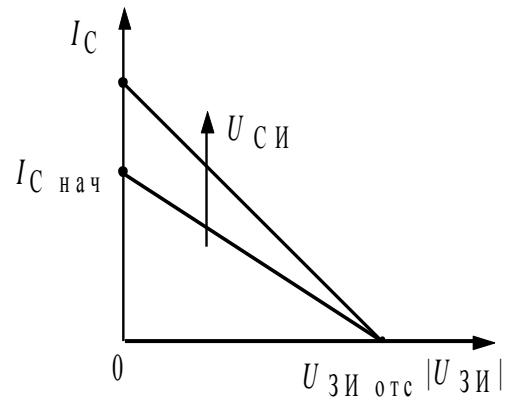


Рисунок 30. Конструкция полевого транзистора с управляемым переходом.

Характеристики полевого транзистора с управляемым $p-n$ -переходом, иллюстрирующие принцип его работы, приведены на рисунке 31.



а



б

Рисунок 31. Выходные статические характеристики (а) и статические характеристики передачи (б) полевого транзистора с управляемым *p-n*-переходом.

Для количественной характеристики управляющего действия затвора используют понятие крутизны передаточной характеристики

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3И}} \right|_{U_{си} = \text{const}},$$

Усилительные свойства полевых транзисторов характеризуются коэффициентом усиления

$$M = - \left. \frac{dU_{си}}{dU_{3И}} \right|_{I_C = \text{const}} = R_{си} \cdot S$$

Постоянное напряжение $U_{си}$ обеспечивает получение заданного сопротивления канала $R_{си}$ и тока стока $I_C = U_{си}/(R_{си} + R)$. При подаче входного усиливаемого напряжения $U_{вх}$ потенциал затвора меняется, и, соответственно, меняется ток I_C , т.е. падение напряжения на нагрузочном резисторе.

Основным преимуществом полевых транзисторов с управляемым *p-n*-переходом перед биполярными является высокое входное сопротивление 10^7 - 10^9 Ом, малые шумы, отсутствие остаточного напряжения между истоком и стоком открытого транзистора, малые нелинейные искажения.

МДП-транзисторы

МДП-транзисторы могут быть двух типов:

1. со встроенным каналом

2. с индуцированными каналами.

Транзисторы первого типа могут работать как в режиме обеднения канала носителями заряда, так и в режиме обогащения. Транзисторы второго типа можно использовать только в режиме обогащения.

У МДП-транзисторов металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристаллической пластинки – подложки (рисунок 32).

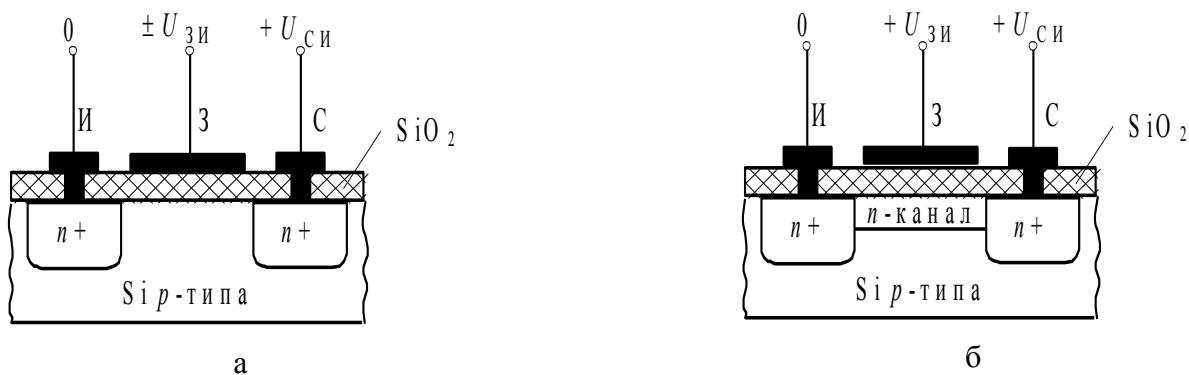


Рисунок 32. Структуры МДП-транзисторов: а – с индуцированным каналом, б – со встроенным каналом.

Управляющее напряжение можно подавать как между затвором и подложкой, так и независимо на подложку и затвор. Под влиянием образующего электрического поля у поверхности полупроводника появляется канал *p*-типа за счет отталкивания электронов от поверхности вглубь полупроводника в транзисторе с индуцированным каналом. В транзисторе со встроенным каналом происходит расширение или сужение имевшегося канала под действием управляющего напряжения.

Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом приведены на рисунке 33, МДП-транзистора со встроенным каналом – на рисунке 34.

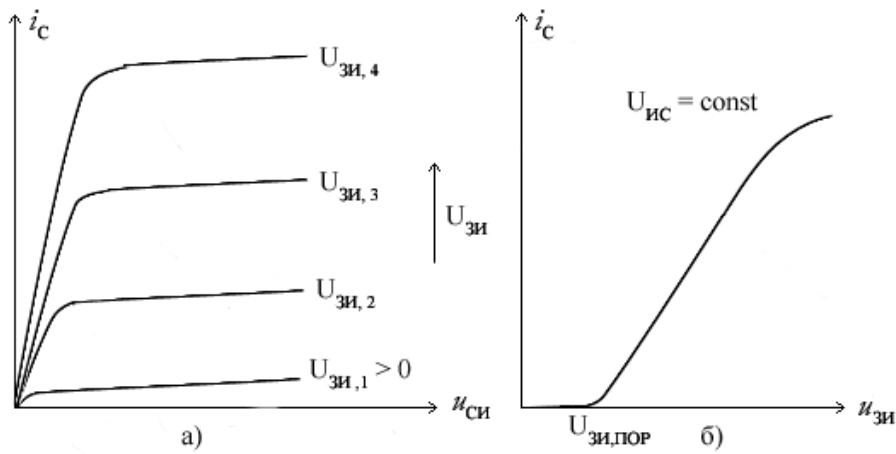


Рисунок 33. Выходные статические характеристики (а) и статические характеристики передачи (б) МДП-транзистора с индуцированным каналом.

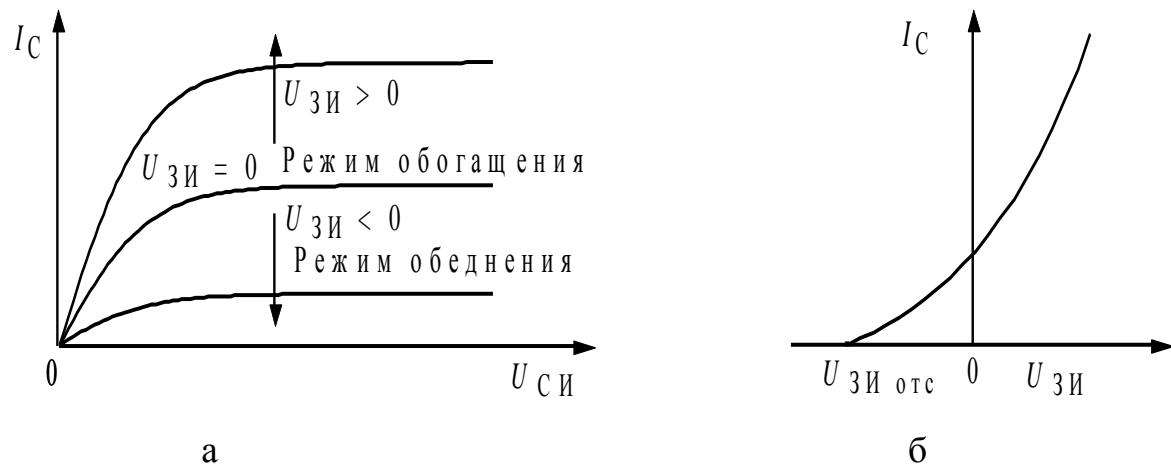


Рисунок 34. Выходные статические характеристики (а) и статические характеристики передачи (б) МДП-транзистора со встроенным каналом.

Существенным преимуществом МДП-транзисторов является высокое выходное сопротивление, достигающее значений $10^{10} - 10^{14} \Omega$.

Сравнение параметров полевых транзисторов проиллюстрировано на рисунке 35.

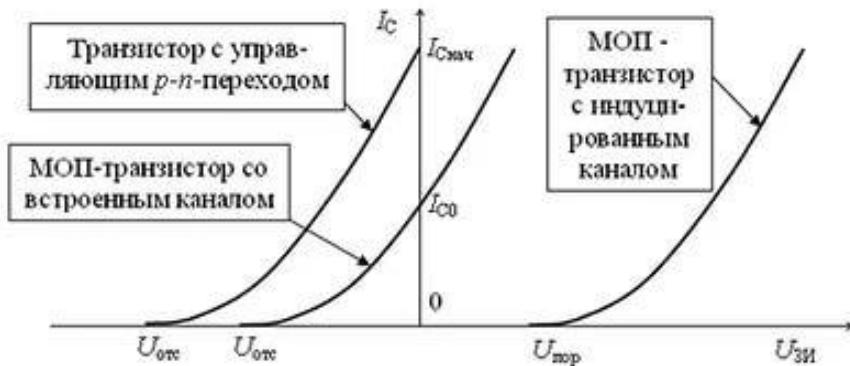


Рисунок 35. Сравнение характеристик полевых транзисторов.

Виды МДП-структур

В структурах типа металл-нитрит-оксид-полупроводник (МНОП) диэлектрик под затвором - двухслойный: SiO_2 - тонкий слой, Si_3N_4 - толстый слой (рисунок 36, а). При подаче на затвор МНОП-структуры положительного напряжения величиной 28–30В электроны из подложки туннелируют через тонкий слой SiO_2 и захватываются в "ловушки" потенциала кристалла Si_3N_4 . Появляются неподвижные отрицательно заряженные ионы. Созданный ими заряд повышает пороговое напряжение $U_{3Ипор}$. Этот заряд может хранится несколько лет при отключении всех напряжений питания. Если на затвор подать отрицательное напряжение $-28\ldots-30\text{В}$, то накопленный заряд рассасывается. После этого пороговое напряжение для транзистора существенно уменьшается. На основе МНОП-структур выполняются запоминающие элементы, которые в зависимости от записанного в них "заряда" будут иметь малое или большое сопротивление при подаче одинакового напряжения $U_{3И}$ порядка 3–5В.

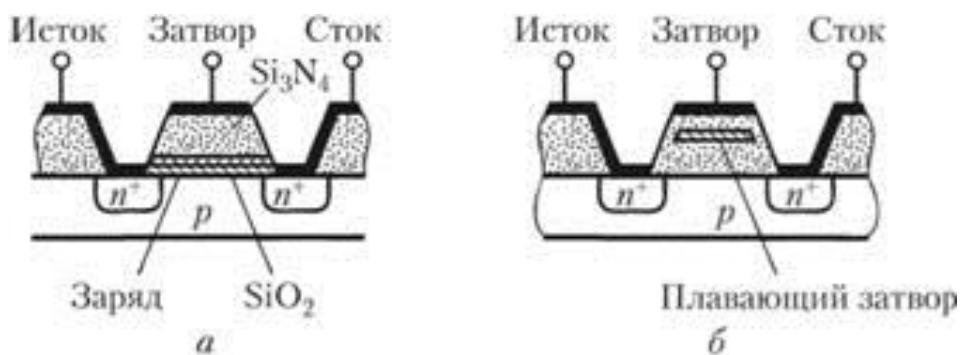


Рисунок 36. Структуры полевых транзисторов типа МНОП (а) и с плавающим затвором (б).

МДП-транзисторы с диэлектриком из диоксида кремния SiO_2 называются МОП-транзисторами. МОП-структуры с плавающим затвором и лавинной инжекцией имеют затвор, который выполнен из кристаллического кремния Si и не имеет электрических связей с другими частями структуры (рисунок 36, б). При подаче высокого напряжения на сток или исток транзистора возникает лавинный пробой p - n -перехода, образованного в подложке. При этом электроны приобретают энергию, позволяющие им проникнуть в изолирующий слой и достигнуть затвора. На затворе появляется отрицательный заряд, который вследствие высоких изолирующих свойств SiO_2 сохраняется на протяжении многих лет: уменьшается на 25% за 10 лет. Величину заряда выбирают такой, чтобы он обеспечил появление электропроводного канала, соединяющего сток и исток. Транзистор становится неэлектропроводящим, если убрать электрический заряд с "плавающего" затвора. Для этого область затвора облучают ультрафиолетовым излучением. Мощность его должна быть достаточной для ионизации и возникновения в цепи затвора фототока, в результате чего электроны рекомбинируют с дырками и заряд исчезает. Облучение производят через кварцевые окошки в микросхемах.

В лавинно-инжекционных МОП-структурах с плавающим затвором имеется второй затвор. В них стирание информации может производиться импульсами напряжения с амплитудой около 30В.

Рассмотренные МОП-структуры используются в микросхемах перепрограммируемых постоянных запоминающих устройств (ППЗУ).

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ШОТКИ

МеП-транзисторы

Использование контактов металл — полупроводник в полевых транзисторах основано на том, что приборы на этих контактах отличаются высоким быстродействием. Такой контакт может иметь активную обедненную область со стороны полупроводника. Толщина этой области зависит от напряжения на затворе. Управление толщиной обедненного слоя таких барьеров и используется в полевых транзисторах. Такие транзисторы называются МеП-транзисторами или полевыми транзисторами Шотки.

МеП–транзистор может работать в режимах обеднения и обогащения. В режиме обеднения канал транзистора обычно открыт и через него может протекать ток. При подаче отрицательного потенциала обедненная область расширяется, что приводит к закрытию канала. В режиме обогащения толщина канала становится очень малой и канал закрыт. Положительный потенциал на затворе откроет канал.

Устройство полевого транзистора с барьером Шотки качественно похоже на устройство полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом. Отличие в том, что затвором является контакт металл-полупроводник, а для подложки используются высокоокомные материалы, такие, как GaAs(Cr) или InP(F). Структура МеП-транзистора изображена на рисунке 37.

В настоящее время МеП–транзисторы используются чаще всего в арсенид-галлиевых логических ИС и СВЧ-приборах.



Рисунок 37. Структура МеП–транзистора.

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ СО СТРУКТУРОЙ ГЕТЕРОПЕРЕХОДА

НEM-транзисторы

НEM-транзистор (High Electron Mobility Transistor, НЕМТ, транзистор с высокой подвижностью электронов) — это полевой транзистор, в котором для создания канала используется контакт двух полупроводников с различной шириной запрещенной зоны (вместо легированной области у обычных МОП-транзисторов).

Электроны, образующиеся в тонком слое *n*-типа, полностью перемещаются в слой GaAs, тем самым создавая обеднение AlGaAs. Обеднение происходит из-за того, что в гетеропереходе между материалами с разной шириной запрещенной зоны образуется

квантовая яма в зоне проводимости со стороны нелегированного слоя GaAs, где электроны способны быстро передвигаться без столкновений с примесями. В результате электроны не в состоянии покинуть квантовую яму и образуется очень тонкая прослойка с большой концентрацией высокоподвижных электронов. Эта прослойка называется двумерным электронным газом (рисунок 38). Также как в других типах полевых транзисторов, приложенное к затвору НЕМТ напряжение изменяет проводимость этого слоя.

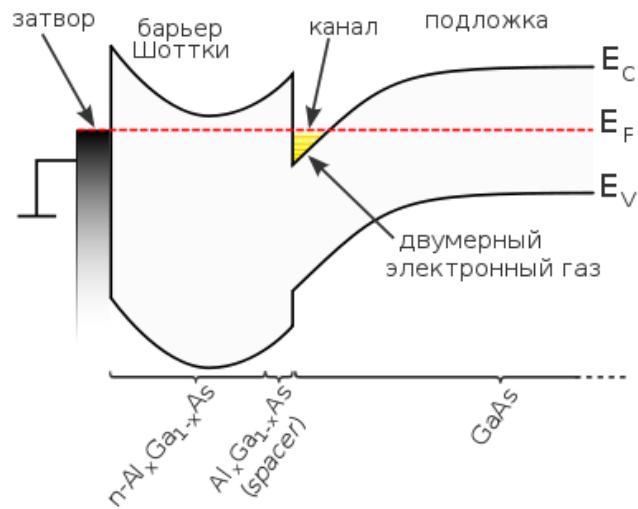


Рисунок 38. Энергетическая диаграмма НЕМ-транзистора.

Важными достоинствами НЕМТ, по сравнению со структурой МеП-транзисторов, являются меньшая плотность поверхностных состояний на границе между $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ и диэлектриком, и большая высота барьера Шотки ($\phi \approx 1\text{В}$). Вследствие меньшей плотности поверхностных состояний уменьшается отрицательный поверхностный заряд и толщина обеднённых областей в промежутках исток-затвор и затвор-сток. Это позволяет получить меньшие паразитные сопротивления обеднённых областей без самосовмещения. Вследствие большей высоты барьера Шотки для НЕМТ возможно большее (до 0,8В) прямое напряжение U_{sc} , что особенно важно для нормально закрытых транзисторов, рабочие напряжения на затворах которых могут изменяться лишь в узком диапазоне, ограниченном сверху напряжением управляющего перехода металл-полупроводник. Импульсные и частотные свойства НЕМ-транзисторов в основном определяются временем пролёта электронов через канал, где они движутся со скоростью насыщения: $\tau_k = L_g/V_{\text{sat}}$. При $T=300\text{К}$ $V_{\text{sat}} \approx 2 \cdot 10^7 \text{ см/с}$. При понижении температуры скорость насыщения увеличивается по закону $V_{\text{sat}} \sim 1/T$.

Основными недостатками НЕМТ являются инерционность затвора и пробой подзатворного диэлектрика.

Область применения НЕМТ так же, как и МоП-транзисторов — связь в микроволновом и миллиметровом диапазоне длин волн, радары и радиоастрономия, то есть любые устройства, в которых требуется высокая степень усиления сигнала и низкий шум на больших частотах. НЕМТ способны производить усиление по току при частотах выше 600ГГц и по мощности при частотах более чем 1ТГц.

В настоящее время НЕМ-транзисторы являются наиболее высокочастотными среди всех типов полевых транзисторов (предельная частота $f_T \approx 560$ ГГц, время задержки $t_3 \approx 3$ пс).

IGB-ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярные транзисторы с изолированным затвором являются новым типом активного прибора. В литературе этот прибор называют IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

IGB-транзисторы вытесняют тиристоры из высоковольтных схем преобразования частоты и позволяют создать импульсные источники вторичного электропитания с качественно лучшими характеристиками. Их используют в инверторах для управления электродвигателями, в мощных системах бесперебойного питания с напряжениями свыше 1кВ и токами в сотни ампер.

Как видно из структуры IGB-транзистора (рисунок 39), это достаточно сложный прибор, в котором транзистор типа $p-n-p$ управляет МоП-транзистором с каналом типа n . Его входные характеристики подобны входным характеристикам полевого транзистора, а выходные — выходным характеристикам биполярного.



Рисунок 39. Структура IGBT-транзистора.

Коллектор IGBT-транзистора (рисунок 40, а) является эмиттером транзистора VT4. При подаче положительного напряжения на затвор у транзистора VT1 появляется проводящий канал. Через него эмиттер транзистора IGBT (коллектор транзистора VT4) оказывается соединенным с базой транзистора VT4.

Это приводит к тому, что он полностью отпирается и падение напряжения между коллектором транзистора IGBT и его эмиттером становится равным падению напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT4, просуммированному с падением напряжения U_{ci} на транзисторе VT1.

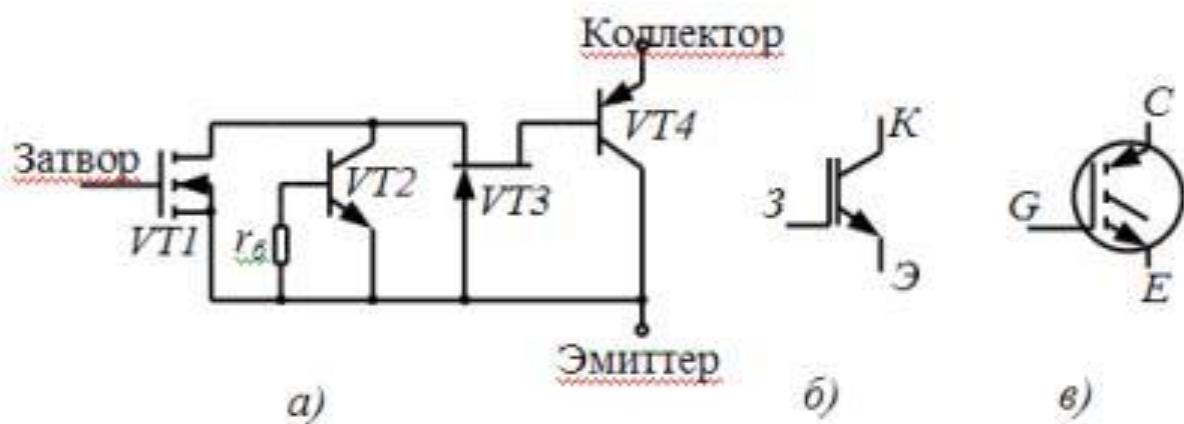


Рисунок 40. Эквивалентная схема IGBT-транзистора (а) и его условные обозначения (б, в).

В связи с тем, что падение напряжения на $p-n$ -переходе уменьшается с увеличением температуры, падение напряжения на открытом IGB-транзисторе в определенном диапазоне токов имеет отрицательный температурный коэффициент, который становится положительным при большом токе. Поэтому падение напряжения на IGBT-транзисторе не опускается ниже порогового напряжения диода (эмиттерного перехода VT4).

При увеличении напряжения, приложенного к транзистору IGB, увеличивается ток канала, определяющий ток базы транзистора VT4, при этом падение напряжения на IGB-транзисторе уменьшается.

При запирании транзистора VT1 ток транзистора VT4 становится малым, что позволяет считать его запертым. Дополнительные слои введены для исключения режимов работы, характерных для тиристоров, когда происходит лавинный пробой. Буферный слой $n+$ и широкая базовая область $n-$ обеспечивают уменьшение коэффициента усиления по току $p-n-p$ -транзистора.

Вольт-амперные характеристики и схема замещения IGBT приведены на рисунке 41.

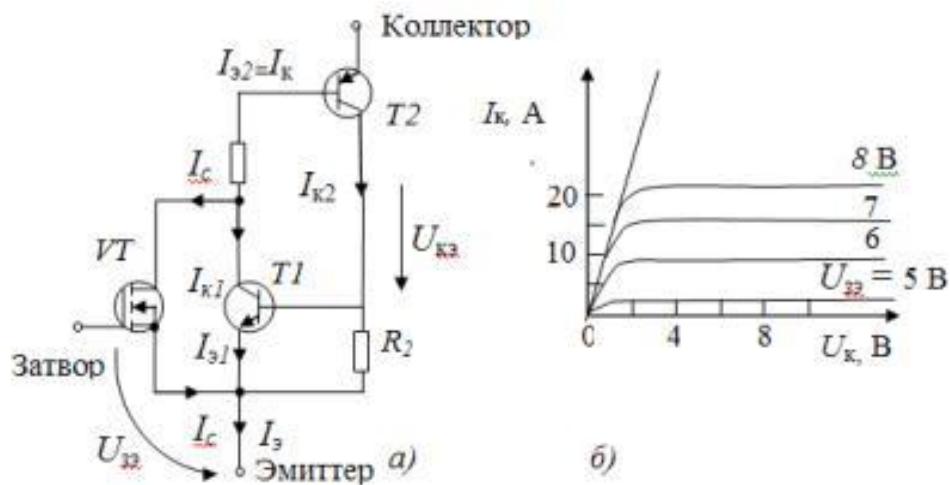


Рисунок 41. Схема замещения IGBT-транзистора (а) и его вольт-амперные характеристики (б).

IGB-транзисторы могут быть использованы для работы в линейном режиме, но пока в основном их применяют в ключевом режиме (коммутируемые напряжения достигают 3,5 кВ, а токи 1,2 кА). При этом изменения напряжений у коммутируемого ключа характеризуются кривыми, показанными на рисунке 42.

Для большинства IGBT-транзисторов время включения 0,2 - 0,4 мкс, время выключения 0,2-1,5 мкс, рабочая частота до 50 кГц, могут работать при температуре выше 100°C.

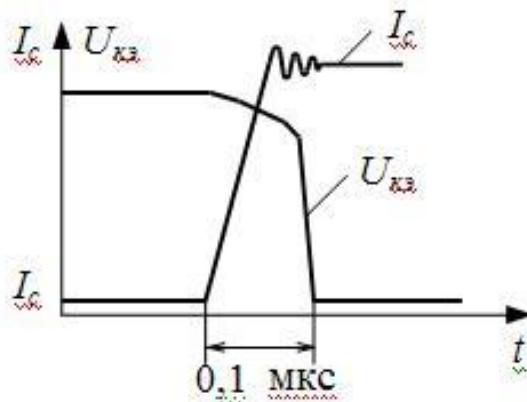


Рисунок 42. Изменение падения напряжения $U_{кэ}$ и тока I_c IGBT-транзистора.

ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

Полупроводниковый прибор, действие которого основано на хранении заряда неосновных носителей заряда в потенциальных ямах, образующихся у поверхности полупроводника под действием внешнего электрического поля и на перемещении этого заряда вдоль поверхности при сдвиге потенциальных ям, называется прибором с зарядовой связью (ПЗС).

При подаче напряжения через затворы изменяются электрические потенциалы вблизи электродов. Один элемент ПЗС-матрицы формируется тремя или четырьмя электродами. Положительное напряжение на одном из электродов создаёт потенциальную яму, куда устремляются электроны из соседней зоны. Последовательное переключение напряжения на затворах перемещает потенциальную яму, а, следовательно, и находящиеся в ней электроны, в определённом направлении (рисунок 43).

Эффективность передачи зарядов можно оценить по формуле

$$\eta = \frac{(Q_1 - Q_0)_{i+1}}{(Q_1 - Q_0)_i}$$

где Q_1 , Q_0 – зарядовые пакеты, соответствующие «1» и «0».

При этом коэффициент потерь определяется как $K_{\Pi} = \eta - 1$. Частотная зависимость коэффициента потерь приведена на рисунке 44. Нижний предел тактовой частоты связан

с тепловой генерацией носителей заряда, верхний - с инерционностью процесса переноса заряда по потенциальным ямам (неполный перенос).

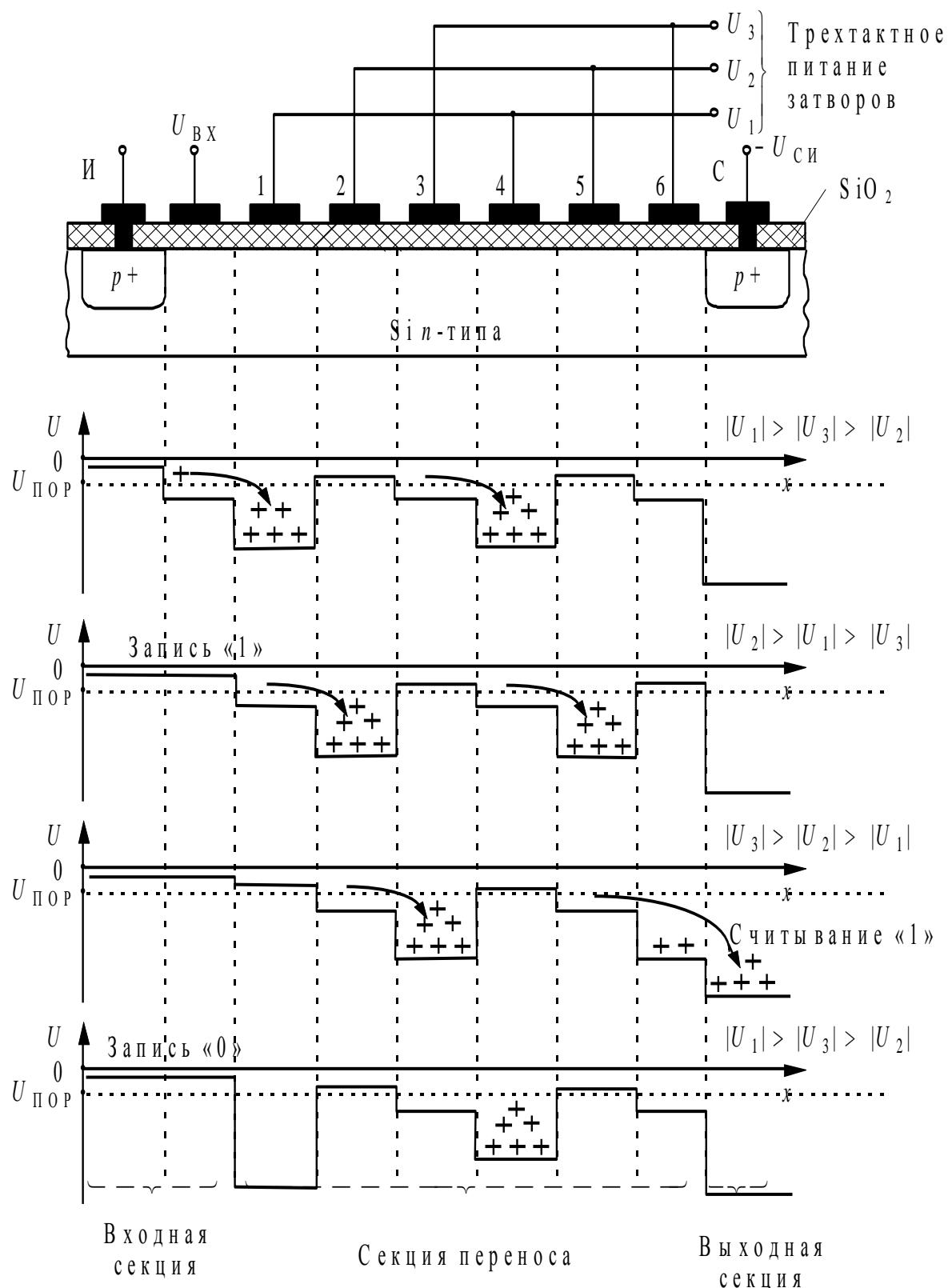


Рисунок 43. Иллюстрация принципа действия приборов с зарядовой связью.

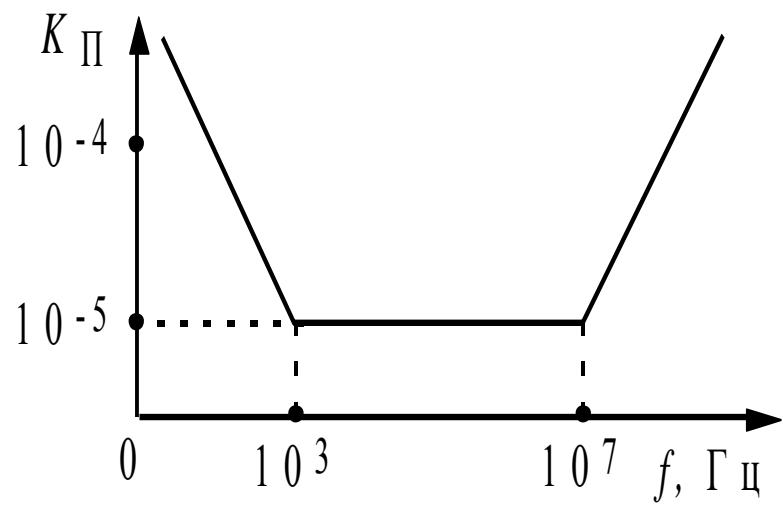


Рисунок 44. Зависимость коэффициента потерь ПЗС от частоты.

ПЗС применяются чаще всего в запоминающих устройствах, устройствах преобразования изображения в электрические сигналы, в качестве линий задержки (с фиксированной и регулируемой задержкой).

Обозначения основных величин, принятые в учебном пособии

A – работа выхода электрона из материала

C – ёмкость

f – частота

I, i – ток

E – напряжённость электрического поля

h_{21B}, h_{21E} – коэффициенты передачи тока биполярного транзистора

k – постоянная Больцмана

L_g – длина проводящего канала

M – коэффициент лавинного размножения; коэффициент усиления

N_a, N_d – концентрация легирующих примесей

N_c, N_v – эффективная плотность состояний в зонах

n – концентрация электронов

n_i – собственная концентрация носителей заряда

P – мощность

p – концентрация дырок

Q – электрический заряд

Q_b – добротность варикапа

q – элементарный заряд, заряд электрона

R_h – сопротивление нагрузки

R_{ci} – сопротивление проводящего канала

r_{dif} – дифференциальное сопротивление

S – площадь p - n -перехода; крутизна характеристики

T – абсолютная температура

t_3 – время задержки

U – внешнее напряжение

V_{hac}, V_{sat} – скорость носителей заряда

α_{ct} – температурный коэффициент напряжения стабилизации

α_n, α_p – коэффициенты ионизации электронов и дырок

β – коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора

ϵ – диэлектрическая проницаемость

η – эффективность передачи зарядов

τ_k – время пролёта электронов через проводящий канал

$\Phi_{\text{кон}}$ – контактная разность потенциалов

ω – угловая частота

K_c – коэффициент перекрытия по ёмкости

K_n – коэффициент потерь

$\Delta\mathcal{E}$ – ширина запрещённой зоны

\mathcal{E}_F – уровень Ферми

\mathcal{E}_i – уровень середины запрещённой зоны

Список литературы

- ГОСТ 15133-77. Приборы полупроводниковые. Термины и определения.- М.: Изд-во стандартов, 1989.
- Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. - М.: Лань, 2003.
- Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: Учеб. пособие. – СПб.: Питер, 2006.
- Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: Корона прнт, 2000.
- Протасов Ю.С., Чувашев С.Н. Твердотельная электроника. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
- Чиркин Л.К., Андреев А.П., Ганенков Н.А. Физические основы микроэлектроники: Учеб. пособие. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2001.
- Чиркин Л.К., Андреев А.П., Ганенков Н.А. Физика полупроводниковых приборов и основы микроэлектроники: Учеб. пособие. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999.
- Расчёт параметров активных элементов электронной техники: Методические указания по курсовому проектированию / Сост.: И.И. Зятьков, О.А. Изумрудов, Л.А. Марасина. СПБ.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006.
- Нойкин Ю.М., Нойкина Т.К., Усаев А.А. Полупроводниковые приборы СВЧ: Учеб. пособие. – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2014.
- Абдуллаев А.М., Арипов Х.К., Афанасьева А.М., Кузьмина Г.Н. Микроволновые полупроводниковые приборы: Конспект лекций. – Ташкент: ТУИТ, 2003.
- Sheng S. Li Semiconductor Physical Electronics. – NY.: Springer Science+Business Media, LLC, 2006.