

ГЛАВА 1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

Основными элементами силовых преобразователей электроэнергии являются:

- силовые полупроводниковые ключи;
- электрические конденсаторы;
- резисторы;
- индуктивности.

1.1. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ

Все перечисленные силовые преобразовательные устройства выполняются на основе силовых полупроводниковых ключей (управляемых или неуправляемых). Классификационная схема таких ключей представлена на рис. 1.1.

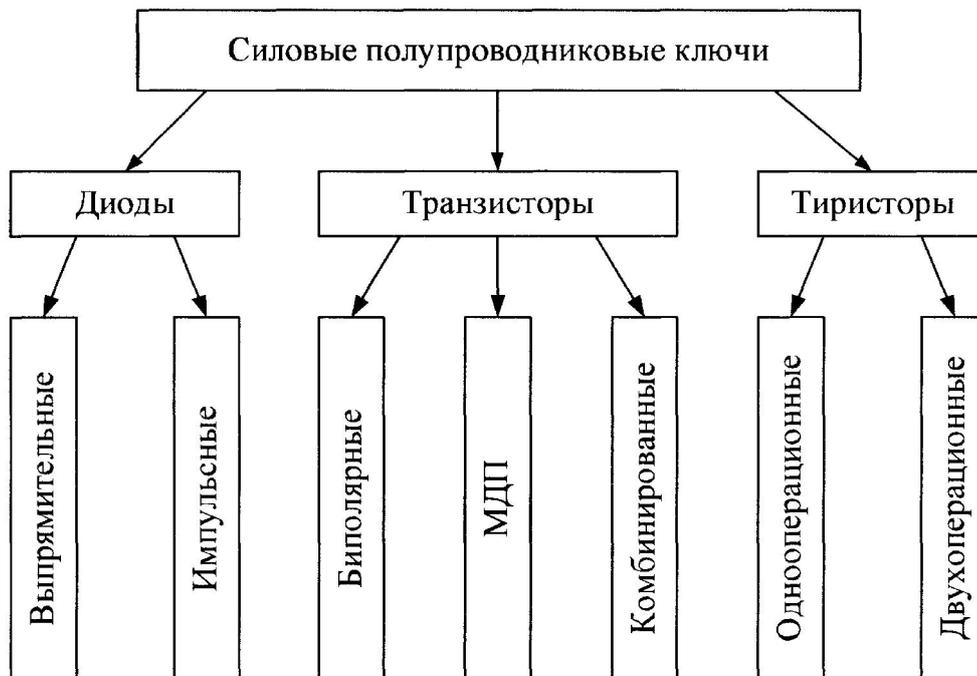


Рис. 1.1. Классификационная схема силовых ключей

1.1.1. Полупроводниковые диоды

Простейшими неуправляемыми силовыми ключами являются полупроводниковые диоды, использующие вентильное свойство $p-n$ -перехода, т. е. пропускающие ток в одном направлении и практически не пропускающие его в другом направлении (рис. 1.2). Силовые диоды выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.2, а) либо в виде диодных сборок, к примеру, диодных мостов (рис. 1.2, б), силовых диодных модулей (рис. 1.2, в), выполненных в едином корпусе. Структура диода показана на

рис. 1.2, з, его графическое обозначение на рис. 1.2, д, а его вольт-амперная характеристика – на рис. 1.2, е.

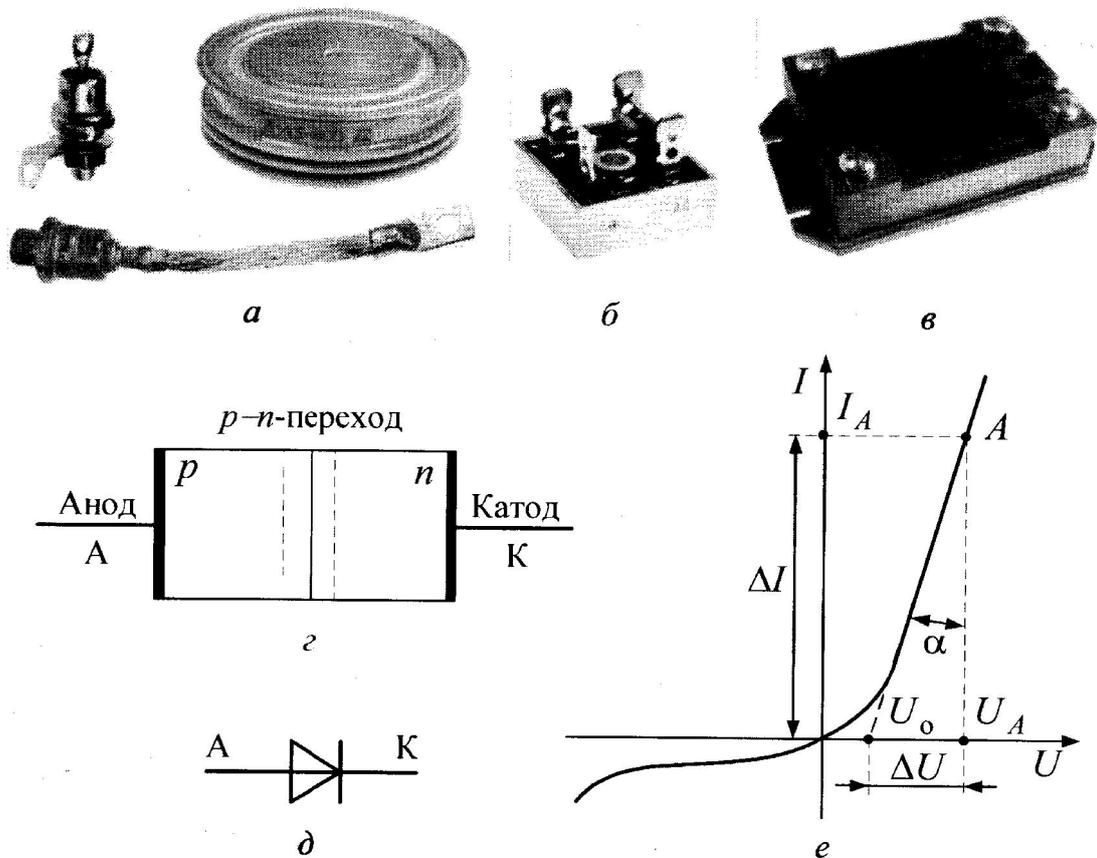


Рис. 1.2. Полупроводниковые диоды: дискретное исполнение (а); диодный мост (б); диодный силовой модуль (в); структура диода (г); условное графическое обозначение диода (д); вольт-амперная характеристика диода (е)

Поскольку на начальном участке прямой ветви вольт-амперной характеристики диод имеет большое сопротивление, то обычно прямую ветвь аппроксимируют в виде двух отрезков прямых (пунктир на рис. 1.2, е), что позволяет определить напряжение отсечки – U_0 , а также динамическое сопротивление диода, вычисляемое по формуле:

$$R_{\text{дин}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \text{tg } \alpha, \quad (1.1)$$

необходимые для анализа, расчёта и моделирования. Таким образом, в прямом направлении диод описывается уравнением

$$U = U_0 + R_{\text{дин}} I. \quad (1.2)$$

В обратном направлении сопротивление силового диода обычно принимают равным бесконечности, а обратным током $p-n$ -перехода пренебрегают, считая его равным нулю.

Силовые диоды характеризуются системой статических, динамических и предельных параметров.

К статическим параметрам относятся:

статическое сопротивление диода $R_{СТ} = \frac{U_A}{I_A}$ (рис. 1.2, e);

номинальное значение прямого тока $I_{пр\ норм}$;

номинальное значение обратного тока $I_{обр\ норм}$;

номинальное значение обратного напряжения $U_{обр\ норм}$;

номинальное значение прямого падения напряжения $U_{пр\ норм}$;

напряжение отсечки U_0 ;

К динамическим параметрам относятся:

динамическое сопротивление $R_{дин}$;

скорость нарастания прямого тока $\frac{di}{dt}$;

скорость нарастания обратного напряжения $\frac{du}{dt}$;

время восстановления обратного напряжения $t_{восст}$;

предельная частота f_{max} .

Динамические параметры определяются в переходных режимах работы диода. Рассмотрим процесс переключения силового диода, когда входное напряжение изменяется по прямоугольному закону (рис. 1.3).

Входное напряжение в момент времени $t = 0$ скачком приобретает положительное значение $+U_{ВХ}$, и в $p-n$ -переходе начинается процесс инжекции носителей из эмиттерной области в базовую. По причине инерционности этого процесса и из-за накопления инжектированных носителей в базовой области, ток в диоде i появляется не мгновенно, а нарастает в течение времени $t_{нар}$. Одновременно с нарастанием тока снижается напряжение на диоде U_d , которое после $t_{нар}$ становится равным $U_{пр}$. В момент времени t_1 в цепи устанавливается стационарный режим, при котором ток диода выражается по формуле:

$$i = I_H = \frac{+U_{ВХ}}{R_H} \quad (1.3)$$

Такое положение сохраняется вплоть до момента времени t_2 , когда полярность входного напряжения меняется на противоположную. За счёт накопленного заряда инжектированных носителей диод ещё некоторое

время поддерживается в открытом состоянии, но направление тока в нём меняется на противоположное. При этом происходит рассасывание объёмного электрического заряда на границе $p-n$ -перехода. И только после этого начинается процесс выключения диода, т. е. восстановление его запирающих свойств.

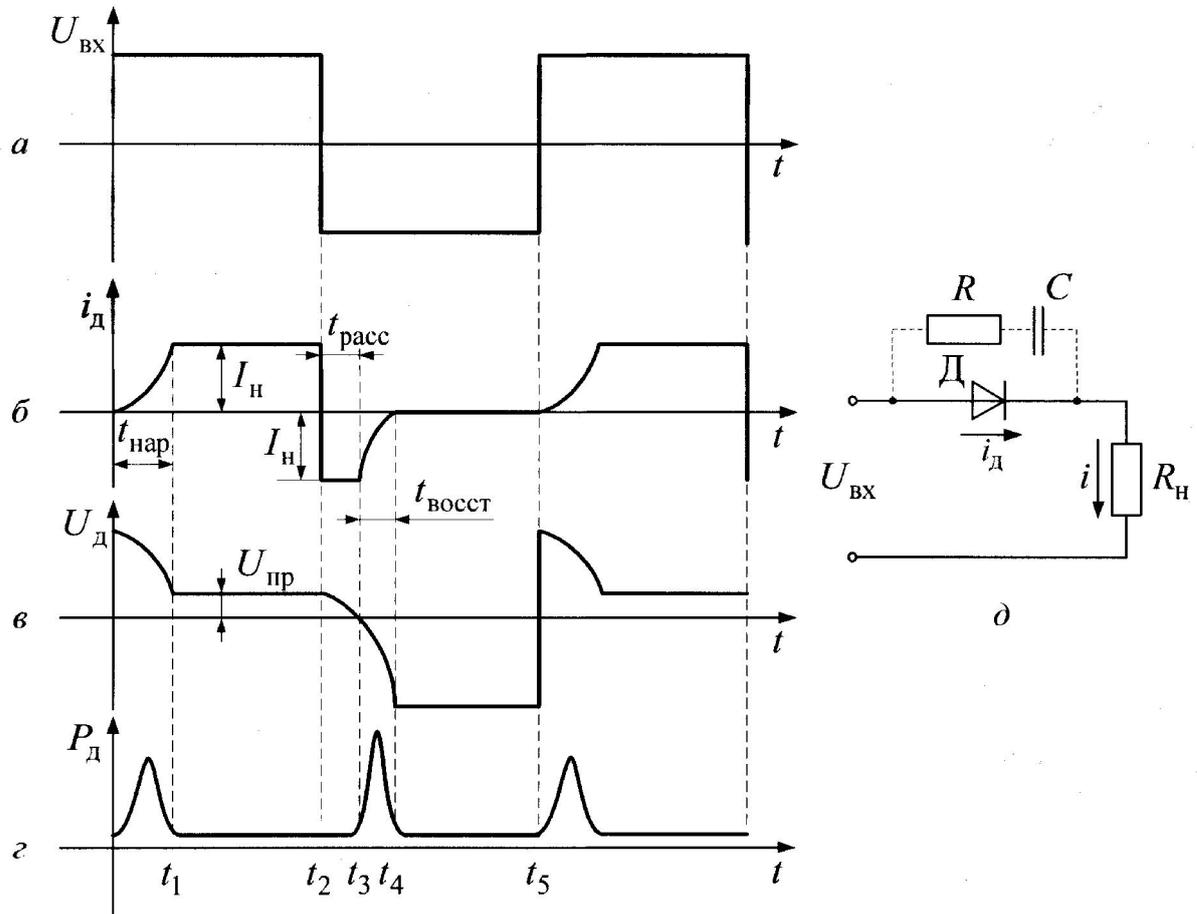


Рис. 1.3. Переходные режимы работы диода

К моменту времени t_3 напряжение на диоде становится равным нулю, а в дальнейшем приобретает обратное значение. Процесс восстановления запирающих свойств диода продолжается до момента времени t_4 , после чего диод оказывается запертым. Ток в диоде становится равным нулю, а напряжение достигает значения $U_{ВХ}$. Таким образом, время $t_{восст}$ можно отсчитывать от перехода $U_д$ через нуль до достижения током диода значения $i_д = 0$. Рассмотренный процесс показывает, что диод не является идеальным ключом и в определённых условиях обладает проводимостью в обратном направлении, что особенно важно для импульсных диодов. На рис. 1.3, г показано мгновенное значение мощности, выделяемой на диоде в моменты его включения и выключения, из чего можно сделать вывод, что потери на диоде резко возрастают при его включении и, особенно, выключении. Для снижения этих потерь, особенно в импульсных диодах, можно использовать

специальные схемы формирования динамических процессов, простейшей из которых является RC -цепь, подключённая параллельно диоду (рис. 1.3, д).

В настоящее время силовые диоды выпускаются на токи до 2000 А и рабочие напряжения до 4000 В. На большие значения предельных токов и напряжений необходимо использовать параллельное, либо последовательное, либо последовательно-параллельное включение диодов. При параллельном соединении силовых диодов (рис. 1.4, а) их количество n определяется соотношением между током I , который будет протекать в цепи и $I_{a \text{ доп}}$ – допустимым значением тока для каждого из параллельно соединенных диодов:

$$n = \frac{I}{I_{a \text{ доп}}}, \quad (1.4)$$

причем, в случае дробного значения выражения (1.4) его округляют до целого значения в сторону увеличения. Но из-за неидентичности прямых участков вольт-амперных характеристик параллельно включенных диодов возможно неприемлемое распределение прямого тока между ними (рис. 1.4, б).

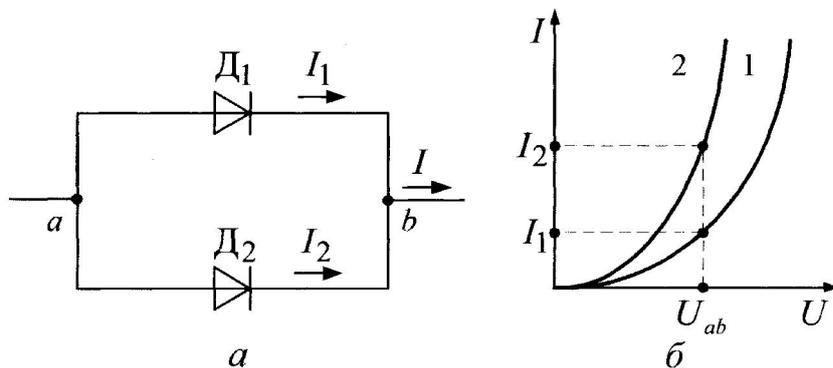


Рис. 1.4. Параллельное соединение силовых диодов и их вольт-амперные характеристики

Пусть параллельно соединенные диоды D_1 и D_2 имеют прямые участки вольт-амперных характеристик 1 и 2, несовпадающие между собой из-за естественного разброса параметров. Тогда, учитывая, что прямое падение напряжения на обоих диодах одинаково и равно U_{ab} , полный ток I разделяется между диодами D_1 и D_2 на I_1 и I_2 :

$$I = I_1 + I_2 \quad (1.5)$$

При этом неравенство между I_1 и I_2 может быть настолько значительным, то наибольшее значение тока (в нашем случае I_2) может превысить предельно допустимое значение для данного типа диодов: $I_1 \gg I_{\text{доп}}$

, что приведет к выходу из строя всей системы. Для устранения такой возможности применяются специальные выравнивающие устройства. Для диодов малой мощности в качестве выравнивающих устройств используются резисторы R_B (рис. 1.5), сопротивление которых должно быть больше сопротивления диодов в прямом направлении.

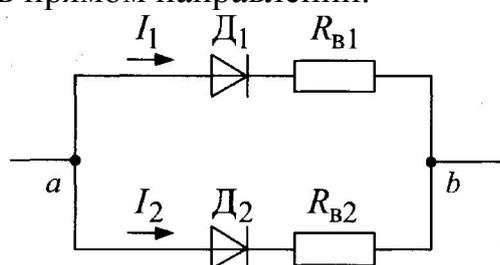


Рис. 1.5. Выравнивание токов с помощью выравнивающих сопротивлений

Тогда величины токов I_1 и I_2 будут определяться в основном выравнивающими сопротивлениями R_{B1} и R_{B2} , и, следовательно, будут приближаться друг к другу. Такой способ выравнивания неэкономичен, т. к. потери мощности на резисторах R_{B1} и R_{B2} могут быть довольно значительными. Поэтому при параллельном соединении диодов большой мощности используют так называемые индуктивные делители тока, в которых активные сопротивления заменяются индуктивными. Некоторые варианты индуктивных делителей представлены на рис. 1.6.

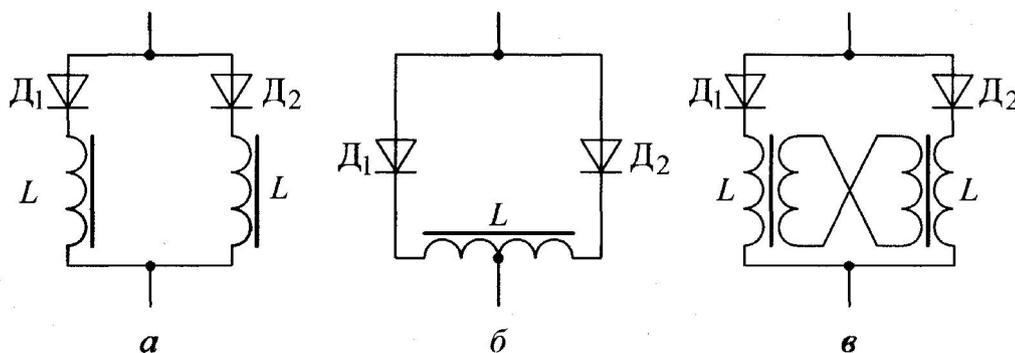


Рис. 1.6. Выравнивание токов с помощью индуктивных делителей

Принцип действия делителя тока на рис. 1.6, а аналогичен уже рассмотренному, но вместо активных выравнивающих сопротивлений используются линейные дроссели L . В схеме рис. 1.6, б эти дроссели выполнены магнитосвязанными (на одном магнитном сердечнике), а в схеме рис. 1.6, в дроссели L выполнены со вторичными обмотками, включенными последовательно друг с другом. Магнитодвижущие силы первичных и вторичных обмоток должны уравнивать друг друга. Поскольку ток вторичных обмоток дросселей одинаков, то и токи в первичных обмотках должны быть одинаковы. В противном случае в дросселях возникает нескомпенсированный магнитный поток, наводящий в первичных обмотках

ЭДС, которая будет направлена навстречу току перегруженного диода и согласно току недогруженного диода, в результате этого будет происходить выравнивание токов в параллельно включенных диодах. Индуктивные делители тока эффективно работают в переходных режимах или когда через диоды протекают пульсирующие токи, периодически изменяющиеся по величине от максимального значения до нуля. Если же через диоды в течение длительного времени будет протекать постоянный ток, то произойдет насыщение магнитной системы индуктивных делителей и выравнивание токов прекратится. Вообще говоря, лучшим способом выравнивания токов параллельно включенных диодов является их тщательный подбор из большого числа однотипных приборов экземпляров с идентичными параметрами.

В случае, если обратное напряжение, прикладываемое к диоду, превышает максимально допустимое значение, то осуществляется последовательное включение нескольких диодов. Количество их n определяется соотношением величин прикладываемого обратного напряжения $U_{\text{обр}}$ и максимально допустимой величины обратного напряжения диодов $U_{\text{обр max}}$:

$$n = \frac{U_{\text{обр}}}{U_{\text{обр max}}} \quad (1.6)$$

причем при дробном значении отношения (1.6) оно округляется до целого значения в сторону увеличения.

Пусть последовательно включены два диода (рис. 1.7, а). Тогда, учитывая, что величина обратного тока $I_{\text{обр}}$ будет одинакова для обоих диодов, то обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ распределится между диодами D_1 и D_2 в соответствии с обратными ветвями вольт-амперных характеристик (рис. 1.7, б).

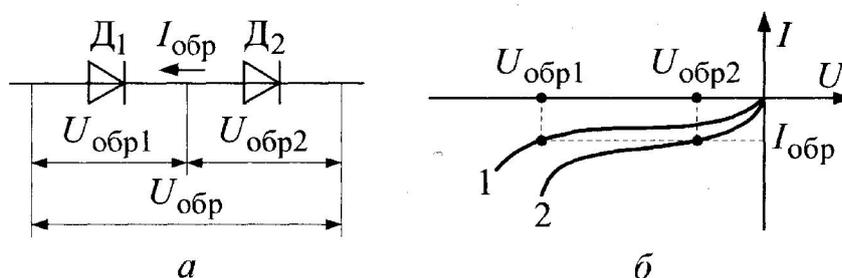


Рис. 1.7. Последовательное включение диодов и их вольт-амперные характеристики

Очевидно, что в нашем случае $U_{\text{обр1}} > U_{\text{обр2}}$ и, если оно превысит максимальное значение обратного напряжения, то вся система может выйти из строя. Для предотвращения этого принимают меры для принудительного

выравнивания обратного напряжения между последовательно включенными диодами. Это достигается с помощью шунтирования каждого из последовательно включенных диодов резисторами $R_{ш}$ (рис. 1.8), сопротивление которых должно быть меньше сопротивления диодов в обратном направлении, в результате чего результирующее обратное сопротивление будет определяться в основном резисторами $R_{ш}$, а следовательно, будут выравниваться величины обратных напряжений на диодах.

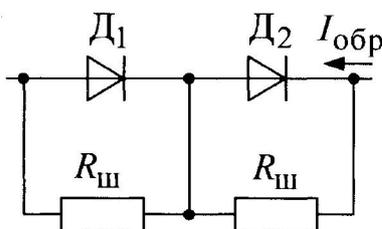


Рис. 1.8. Выравнивание обратных напряжений с помощью шунтовых резисторов

Сопротивление выравнивающих резисторов определяется по формуле:

$$R_{ш} < \frac{nU_{обр \max} - U_{обр}}{(n-1)I_{обр \max}}, \quad (1.7)$$

где n – число последовательно включенных диодов; $U_{обр \max}$ – максимально допустимое обратное напряжение для данного типа диодов; $U_{обр}$ – максимальное обратное суммарное напряжение, приложенное к диодам; $I_{обр \max}$ – максимальное значение обратного тока диодов.

Для выравнивания напряжений в переходных режимах параллельно диодам включают RC -цепочки (рис. 1.9).

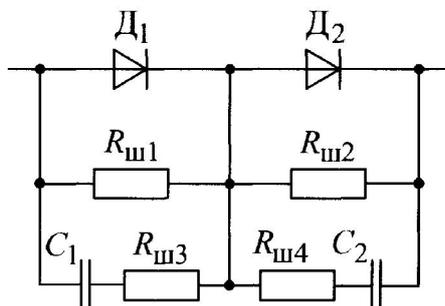


Рис. 1.9. Схема выравнивания обратных напряжений в переходных режимах

1.1.2. Транзисторы

Транзисторы представляют собой управляемые полупроводниковые приборы, использующие различные физические принципы в своей работе. В

силовой преобразовательной технике наибольшее распространение получили:

- биполярные транзисторы;
- полевые транзисторы с изолированным затвором;
- комбинированные транзисторы.

1.1.2.1. Биполярные транзисторы

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих $p-n$ -перехода. Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (рис. 1.10, а). Структура биполярного транзистора изображена на рис. 1.10, б).

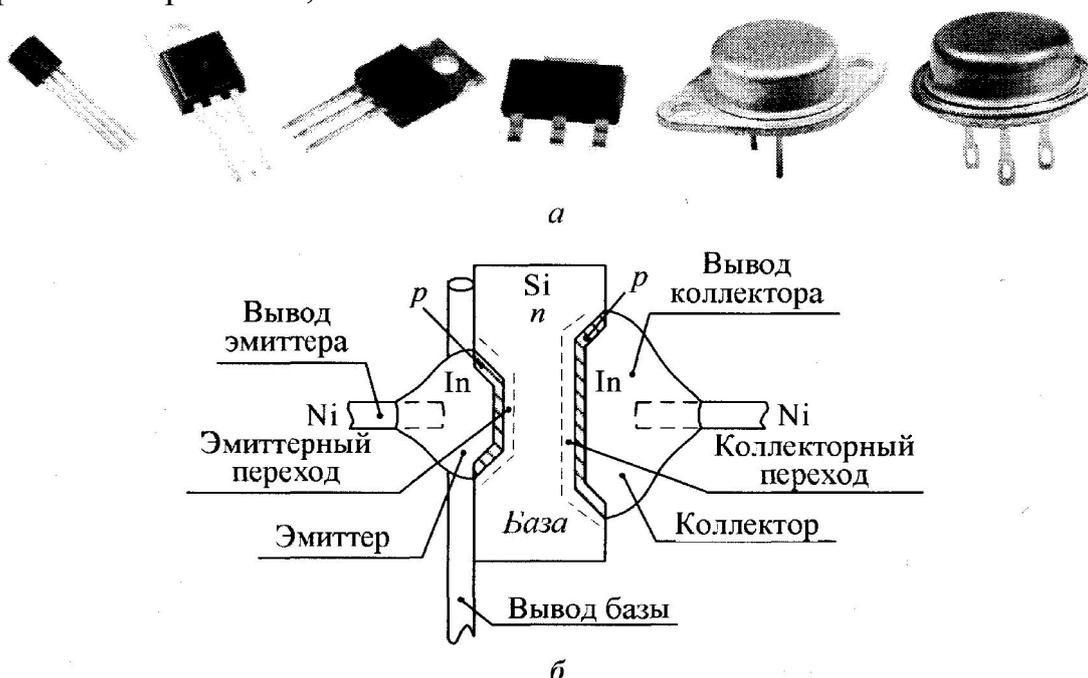


Рис. 1.10. Биполярный транзистор: конструкции (а); структура одного из транзисторов (б)

Он представляет собой монокристалл полупроводника, в котором созданы три области с чередующимися типами электропроводности. На границах этих областей возникают электронно-дырочные переходы. От каждой области полупроводника сделаны токоотводы (омические контакты, не имеющие контактной разности потенциалов). Среднюю область транзистора, расположенную между электронно-дырочными переходами, называют базой. Примыкающие к базе области обычно делают неодинаковыми. Одну из областей делают так, чтобы из неё на более эффективно проходила инжекция носителей в базу, а другую так, чтобы $p-n$ -переход между базой и этой областью наилучшим образом собирал инжектированные в базу носители, то есть осуществил экстракцию носителей из базы. Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей в базу, называют эмиттером, а $p-n$ -переход

между базой и эмиттером – эмиттерным. Область транзистора, основным назначением которой является собирание, экстракция носителей из базы называют коллектором, а $p-n$ -переход между базой и коллектором – коллекторным.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают $p-n-p$ -транзисторы и $n-p-n$ -транзисторы, условные графические обозначения которых представлены, соответственно, на рис. 1.11.

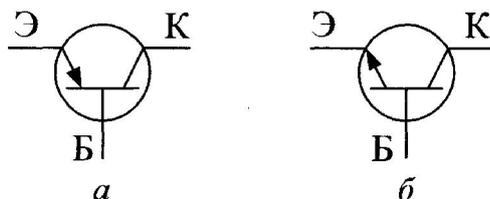


Рис. 1.11. Условные обозначения биполярных транзисторов: транзистор $p-n-p$ -типа (а); транзистор $n-p-n$ -типа (б)

В обоих типах транзисторов физические процессы аналогичны, они различаются только типом инжектируемых и собираемых носителей и имеют одинаково широкое применение.

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на коллекторном переходе напряжение обратное и он собирает носители из базы, то такое включение транзистора называют нормальным.

Если же на коллекторном переходе напряжение прямое и он инжектирует носители в базу, а на эмиттерном переходе напряжение обратное и он осуществляет экстракцию носителей из базы, то такое включение транзистора называют инверсным. Следует отметить, что вследствие несимметрии реальной структуры транзистора относительно базы схемное включение транзистора в инверсном режиме, как правило, не применяется, в переходных процессах оно иногда имеет место. При работе транзистора возможны следующие три режима: линейный (усилительный), насыщения и отсечки. В линейном режиме эмиттерный переход смещён в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении, а в режиме отсечки – в обратном. Работа транзистора основана на управлении токами электродов, в зависимости от приложенных к его переходам напряжений. В линейном режиме, когда эмиттерный переход открыт благодаря приложенному к нему прямому напряжению, через него протекает ток базы $I_{\text{б}}$, что приводит к инжекции носителей из эмиттера в базу. Смещённый в обратном направлении коллекторный переход экстрагирует неосновные носители из базы, образуя ток коллектора $I_{\text{к}}$:

$$I_{\text{к}} = \beta I_{\text{б}} \quad (1.8)$$

где β – коэффициент передачи транзистора по току.

В зависимости от соединения двух источников напряжений, смещающих эмиттерный и коллекторный переходы транзистора, различают три способа включения:

- с общей базой,
- общим эмиттером,
- общим коллектором.

В силовой электронике, где наиболее важными являются энергетические показатели, схемы с общей базой и с общим коллектором практически не применяются, а используются схемы с общим эмиттером. Семейство входных и выходных характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером представлены на рис. 1.12, а, б.

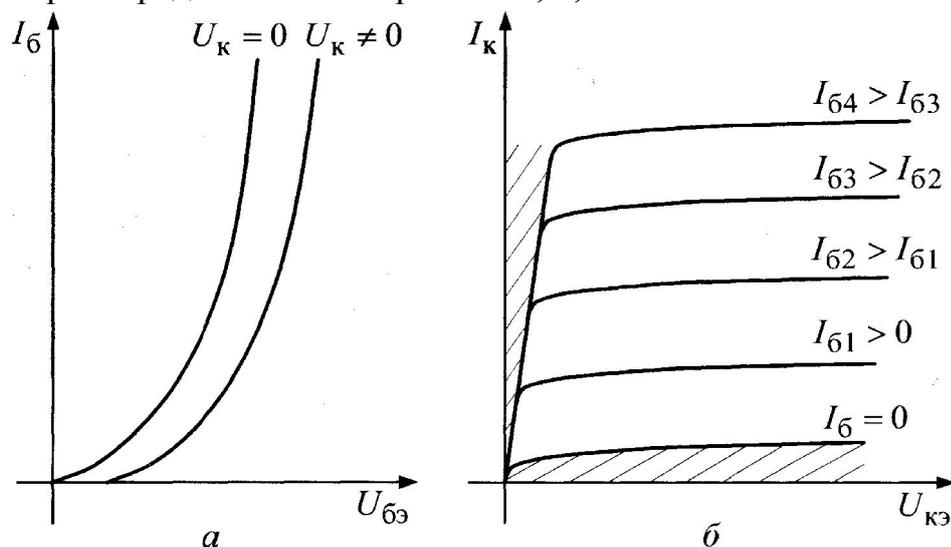


Рис. 1.12. Семейство входных (а) и выходных характеристик (б) биполярного транзистора

Заштрихованная область около оси абсцисс называется зоной отсечки, а область около оси ординат называется зоной насыщения. Между ними располагается линейная область, которую ещё называют активной зоной. Основными особенностями работы транзистора в активной зоне являются следующие:

- ток коллектора изменяется пропорционально току базы;
- ток коллектора при $I_{\text{б}} = \text{const}$ слабо зависит от напряжения на коллекторе;
- напряжение на базе транзистора слабо зависит от напряжения на коллекторе;
- напряжение на базе слабо зависит от тока базы $I_{\text{б}}$.

Отсюда следует, что в линейном режиме для малых приращений тока транзистор можно представить как источник тока коллектора, управляемого током базы.

Для перехода из линейного режима в режим насыщения необходимо увеличивать ток базы до тех пор, пока напряжение на коллекторе не

понижится до такого значения $I_{\bar{b} \text{ нас}}$, при котором произойдет отпирание коллекторного перехода. Условие насыщения транзистора, выраженным в формуле (1.9), является равенство напряжения между коллектором и базой, которое приравнивается нулю:

$$U_{\text{кб}} = U_{\text{кэ}} - U_{\bar{b}\bar{э}} = 0 \quad (1.9)$$

Это условие обычно называют граничным режимом. В режиме насыщения базовый ток транзистора $I_{\bar{b}}$ превышает граничное значение базового тока насыщения $I_{\bar{b} \text{ нас}}$. По выражению (1.10) можно определить относительное значение насыщения транзистора, называемое степенью насыщения:

$$N = \frac{I_{\bar{b}} - I_{\bar{b} \text{ нас}}}{I_{\bar{b} \text{ нас}}} \quad (1.10)$$

При глубоком насыщении транзистора $U_{\text{кб}} \gg 0$, а в базе накапливается электрический заряд из инжектированных туда неосновных носителей, который затягивает процесс выключения. В режиме отсечки между базой и эмиттером транзистора прикладывается обратное, запирающее напряжение.

Граничным режимом в этом случае является выполнение условия $U_{\bar{b}\bar{э}} = 0$. В режиме отсечки через транзистор протекает очень маленький обратный коллекторный ток $I_{\text{к0}}$, которым в силовых транзисторах часто пренебрегают, а сам транзистор представляют в виде замкнутого ключа. Наоборот, в режиме насыщения через транзистор протекает максимальный коллекторный ток $I_{\text{к max}}$, а напряжение $U_{\text{кэ}}$ очень мало, что позволяет представить насыщенный транзистор в виде замкнутого ключа. И в режиме насыщения, и в режиме отсечки на транзисторе выделяется небольшая мощность, значительно меньшая, чем в линейном режиме. Для транзисторного ключа очень важным является скорость переключения, т. е. время, необходимое для перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и наоборот.

Рассмотрим процесс включения и выключения транзистора (рис. 1.13).

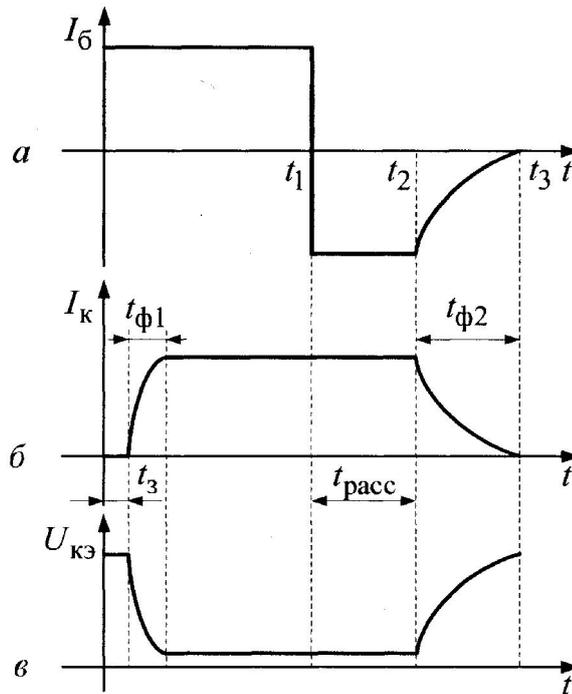


Рис. 1.13. Процесс включения и выключения биполярного транзистора

На интервале $(0...t_1)$ эмиттерный переход смещён в прямом направлении и по нему протекает базовый ток $I_б$ (рис. 1.13, а). При этом ток в коллекторной цепи начнёт протекать с задержкой на время t_3 , которое требуется инжектируемым в базу носителям для прохождения расстояния, равного ширине базовой области. Затем коллекторный ток нарастает постепенно в течение времени фронта $t_{ф1}$, что связано с процессом накопления носителей в базе. После окончания входного импульса в точке t_1 входной сигнал меняет полярность, эмиттерный переход смещается в обратном направлении и инжекция носителей в базу прекращается. Но поскольку в базе был накоплен некоторый заряд носителей, то ток коллектора ещё в течение времени рассасывания $t_{расс}$ будет поддерживаться, а затем снижаться до нуля в течение времени фронта $t_{ф2}$. Время рассасывания сильно зависит от степени насыщения транзистора перед его выключением. Минимальное время рассасывания, а следовательно, и время выключения получается при граничном режиме насыщения. Для ускорения процесса рассасывания к эмиттерному переходу прикладывают обратное запирающее напряжение, которое во избежание пробоя перехода не превышает величины нескольких вольт.

Динамические потери транзистора (потери на переключение) (как видно из рис. 1.13, б, в) определяются, в основном, длительностью фронтов нарастания $t_{ф1}$ и спада $t_{ф2}$ тока коллектора, когда и напряжение $U_{кэ}$, и ток коллектора $I_к$ имеют значительную величину. Силовые ключи, построенные

на биполярных транзисторах, имеют ряд серьёзных недостатков, главными из которых являются:

низкое быстродействие, по сравнению с силовыми ключами других типов;

низкий коэффициент передачи по току в области больших нагрузок и, как следствие, сложность и большая стоимость систем управления;

малая стойкость к перегрузкам.

Поэтому в настоящее время биполярные транзисторы почти полностью вытеснены более эффективными силовыми ключами, кроме устройств массового применения, где определяющим фактором является низкая стоимость на единицу мощности.

1.1.2.2. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы по принципу действия подразделяются на две группы:

с управляющим $p-n$ -переходом;

с изолированным затвором.

Первая группа полевых транзисторов (с управляющим $p-n$ -переходом) в качестве силовых управляемых ключей, по ряду причин, широкого распространения не получила, а вторая группа – с изолированным затвором – на сегодняшний день является одной из самых распространённых в силовой электронике.

Конструктивно полевые транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах, их конструкции практически не отличаются от конструкций биполярных транзисторов. На рис. 1.14 представлены конструкции некоторых полевых транзисторов.

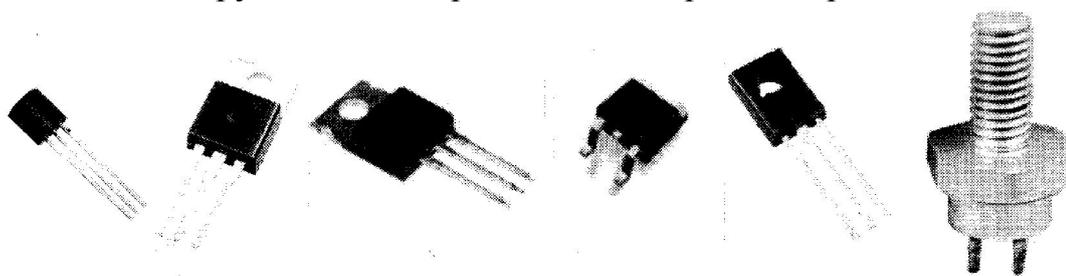


Рис. 1.14. Полевые транзисторы

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором с индуцированным каналом и его условное графическое изображение представлено на рис. 1.15.

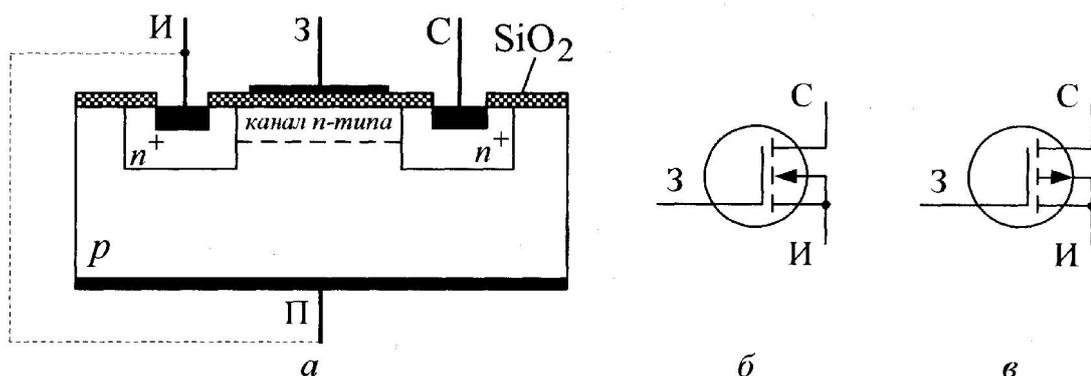


Рис. 1.15. Полевой транзистор с изолированным затвором: структура с индуцированным каналом n -типа (а); условные графические обозначения транзистора с каналом n -типа (б) и p -типа (в)

В монокристалле полупроводника какого-либо типа проводимости, например p -типа (рис. 1.15, а), созданы две области противоположного типа проводимости, от которых сделаны электрические выводы, называемые истоком (И) и стоком (С).

От подложки исходного полупроводника также сделан электрический вывод, который часто электрически соединяют с истоком. Между истоком и стоком на слой окисла полупроводника (SiO_2), который является прекрасным изолятором, напыляется слой металла – затвор. В исходном состоянии между истоком и стоком электрическая цепь отсутствует, так как эти области отделяются друг от друга слоем полупроводника противоположного типа проводимости.

Если теперь между истоком и затвором подать управляющее напряжение (+) на затвор, (–) на исток, то между затвором и исходным полупроводником возникает электрическое поле, которое будет выталкивать дырки из приповерхностной области, а притягивать туда электроны. В результате, когда в приповерхностной области концентрация электронов превысит концентрацию дырок, произойдет инверсия проводимости и там возникнет канал n -типа проводимости, соединяющий области истока и стока. Чем больше напряжение между затвором и истоком, тем больше концентрация носителей в канале и больше его проводимость. Таким образом, отпирание транзистора и поддержание его в открытом состоянии осуществляется электрическим полем, что отражено в его названии.

В данном случае мы рассмотрели полевой транзистор с каналом n -типа проводимости. Аналогичные процессы протекают в транзисторе с каналом проводимости p -типа, но в графическом обозначении такого транзистора стрелка направлена в противоположную сторону (рис. 1.15, в).

В отечественной литературе полевые транзисторы с изолированным затвором получили обозначение МОП-транзисторы (Металл– Окисел– Полупроводник) или МДП-транзисторы (Металл–Диэлектрик– Полупроводник). В последнее время их всё чаще обозначают термином,

заимствованным из зарубежной литературы MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Аналогично биполярному транзистору, полевой транзистор имеет две области работы: область линейного режима и область насыщения (область малого сопротивления сток–исток). И ведёт он себя в этих режимах аналогично биполярному транзистору. Семейство выходных (стоковых) характеристик MOSFET представлено на рис. 1.16.

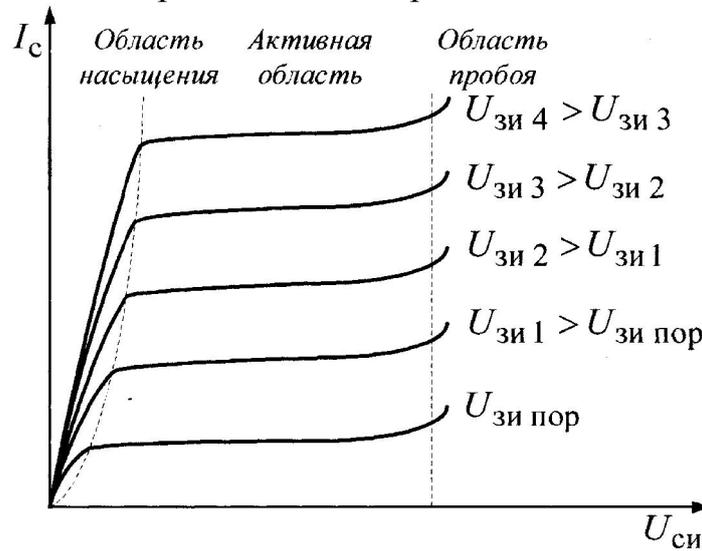


Рис. 1.16. Семейство выходных (стоковых) характеристик MOSFET

Процессы включения и выключения MOSFET рассмотрим на примере схемы рис. 1.17.

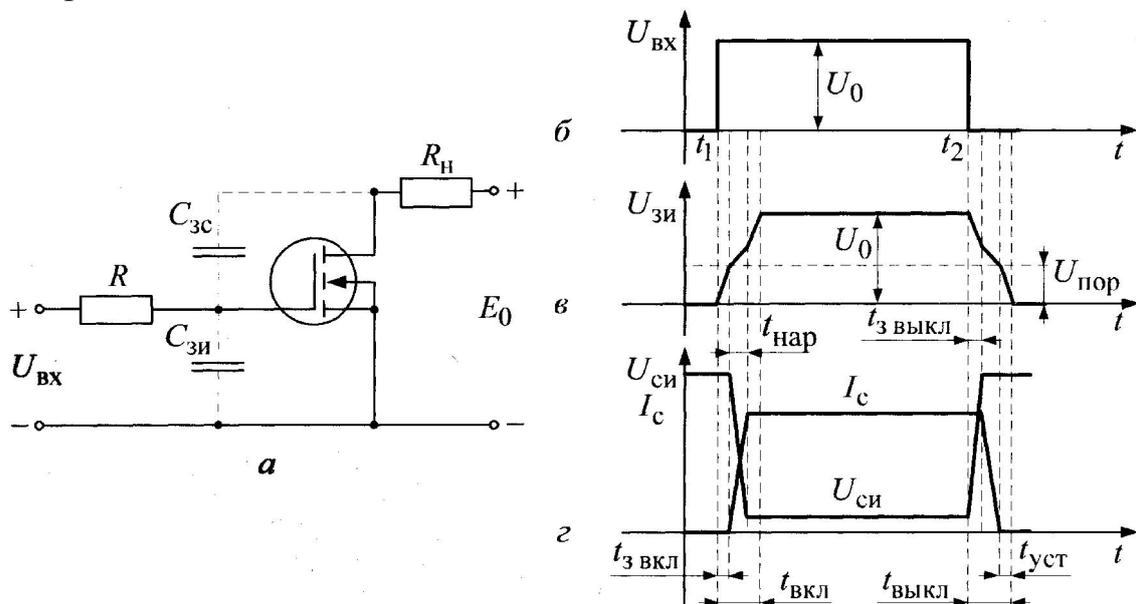


Рис. 1.17. Процессы включения и выключения MOSFET

Следует отметить, что при изготовлении транзистора в его составе всегда присутствуют паразитные емкости, из которых наибольшее значение имеют емкости между затвором и истоком $C_{зи}$, и между затвором и стоком

$C_{зс}$. При подаче на затвор прямоугольного импульса $U_{вх}$ амплитудой U_0 вначале начнёт заряжаться емкость $C_{зи}$ от источника входного напряжения через его внутреннее сопротивление $R_{и}$. До тех пор, пока напряжение на емкости $C_{зи}$ не достигнет порогового значения $U_{пор}$, ток стока равен нулю, а напряжение на стоке равно напряжению источника питания E_0 . Когда напряжение на емкости $C_{зи}$ достигнет порогового значения $U_{пор}$, транзистор откроется и некоторое время будет находиться в области насыщения.

Ток стока I_c возрастает, а напряжение на стоке $U_{си}$ будет уменьшаться, так как

$$U_{си} = E_0 - I_c R_{н} \quad (1.11)$$

Емкость $C_{зс}$ образует цепь отрицательной обратной связи по напряжению, связывая выходную цепь (стока) с входной цепью (затвора). В результате входное напряжение будет уменьшаться, а поскольку энергия входного конденсатора $C_{вх}$, определяемого $C_{зи}$, находится по формуле

$$Q_c = \frac{C_{вх} U_{вх}^2}{2} \quad (1.12)$$

то с уменьшением напряжения $U_{вх}$ емкость $C_{вх}$ должна резко возрасти. Поэтому скорость нарастания напряжения на затворе транзистора будет уменьшаться обратно пропорционально увеличению емкости $C_{вх}$. Таким образом, процесс заряда емкости $C_{вх}$ будет продолжаться до тех пор, пока напряжение стока не уменьшится до значения, при котором транзистор окажется в линейной области. Ток стока, а следовательно, и напряжение $U_{си}$ станут примерно постоянными, и сигнал отрицательной обратной связи через емкость $C_{зс}$ исчезнет. При этом выходная емкость станет равной $C_{зи}$ и скорость нарастания напряжения на ней резко возрастёт, в результате в конце процесса включения напряжение на затворе транзистора будет равно U_0 . Рассмотренный эффект изменения входной емкости транзистора называется эффектом Миллера и количественно его можно учесть по выражению

$$C_{вх} = C_{зи} = (1 + k_y) C_{зс} \quad (1.13)$$

где $k_y = SR_{н}$ – коэффициент усиления каскада;

$S = \frac{\Delta i_c}{\Delta U_{зи}} \Big|_{U_c = \text{const}}$ – крутизна стоко-затворной характеристики транзистора. В результате процесса включения выходной импульс тока стока

задерживается относительно импульса управления на время, определяемое по выражению:

$$t_{\text{вкл}} = t_{\text{з вкл}} + t_{\text{нар}} \quad (1.14)$$

Аналогичный процесс происходит при выключении транзистора (рис. 1.17). На рисунке обозначено: $t_{\text{з выкл}}$ – время задержки выключения транзистора; $t_{\text{выкл}}$ – время выключения, в течение которого спадает импульс тока стока; $t_{\text{уст}}$ – время установления исходного состояния.

Следует отметить, что указанные промежутки времени, характеризующие динамические свойства полевых транзисторов, значительно меньше, чем аналогичные параметры у биполярных транзисторов.

Таким образом, MOSFET в качестве управляемых силовых ключей обладают следующими очевидными достоинствами:

более простые системы управления и малая мощность управления;
отсутствие инжекции неосновных носителей и, следовательно, отсутствие явления накопления их в виде объёмного заряда, а значит, и отсутствие так называемого времени рассасывания, что значительно улучшает динамические свойства транзистора;

отсутствие саморазогрева полевого транзистора, характерного для биполярных транзисторов, а следовательно, хорошая термоустойчивость, что позволяет легко и просто решать проблему параллельного включения нескольких транзисторов;

полное отсутствие вторичного пробоя, что позволяет эффективнее использовать полевой транзистор по передаваемой мощности.

К числу основных недостатков MOSFET следует отнести вредное влияние на его работу ряда «паразитных» элементов, возникающих в структуре транзистора на стадии его изготовления. Влияние некоторых из этих элементов на процесс переключения транзистора уже рассматривалось выше (паразитные емкости $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зс}}$). Кроме них очень вредное влияние на работу MOSFET оказывает паразитный биполярный транзистор VT_2 (рис. 1.18), образованный n^+ -истоком (эмиттер), p -областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n^- -слоем (коллектор). Паразитный транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-транзистора.

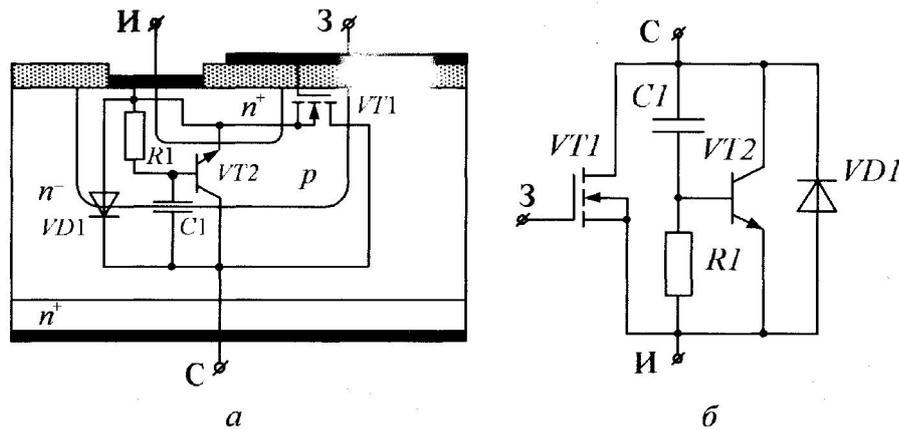


Рис. 1.18. Паразитные элементы структуры мощного МДП-транзистора (а), эквивалентная схема базовой ячейки (б)

Для сохранения положительных свойств МДП-транзистора и исключения начала работы биполярного транзистора часть p -области всегда подключают к металлизированному контакту истока (это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного транзистора). Биполярный транзистор оказывается запертым и не оказывает существенного влияния на работу полевого транзистора. Однако быстрый спад или, наоборот, рост напряжения «сток – исток» полевого транзистора, что является обычным в динамических режимах, может привести к несанкционированному открытию паразитного транзистора, а это, в свою очередь, может привести к выходу из строя всей силовой схемы.

Подключение p -области транзистора к истоку создает еще один дополнительный элемент – обратновключенный диод $VD1$. Поэтому МДП-транзистор проектируют таким образом, чтобы данный диод соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел малое время восстановления запирающих свойств.

1.1.2.3. Комбинированные транзисторы

Вред от паразитного биполярного транзистора в составе *MOSFET*-транзистора можно обратить в пользу, если к нему добавить ещё один дополнительный биполярный транзистор обратного типа проводимости по отношению к паразитному. Такое компромиссное решение, позволившее объединить положительные качества биполярного и МДП- транзистора, представляет собой создание монокристаллической структуры, называемой *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), т. е. биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ). Отличие в структуре заключается в материале исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с дырочной p^+ -электропроводностью (рис. 1.19, а).

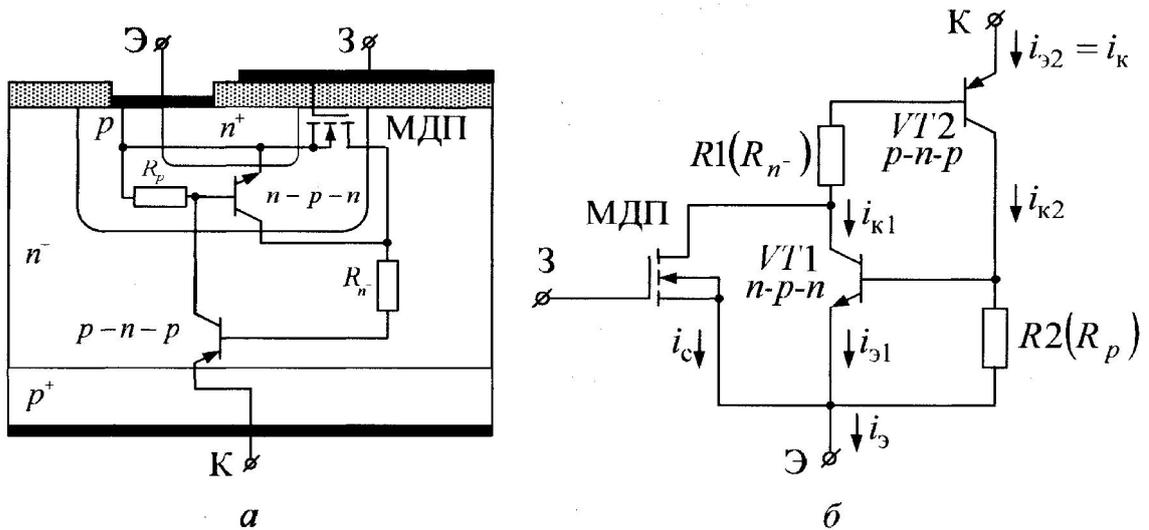


Рис. 1.19. Структура IGBT (а) и её эквивалентная схема (б)

В результате получится комбинированная схема (рис. 1.19, б), содержащая: МДП-транзистор, паразитный биполярный транзистор $VT1$ и подключённый к нему ещё один биполярный транзистор $VT2$. Образовавшаяся структура из транзисторов $VT1$ и $VT2$ имеет положительную внутреннюю обратную связь, т.к. базовый ток транзистора $VT1$ является частью коллекторного тока транзистора $VT2$, и наоборот – базовый ток транзистора $VT2$ является частью коллекторного тока транзистора $VT1$.

Коэффициенты передачи по току транзисторов $VT1$ и $VT2$ равны, соответственно, α_1 и α_2 .

Тогда токи коллектора и эмиттера определяются:

$$i_{к2} = i_{э2} \alpha_2 \quad (4.8)$$

$$i_{к1} = i_{э1} \alpha_1 \quad (4.9)$$

$$i_э = i_{к1} + i_{к2} + i_c \quad (4.10)$$

Ток стока полевого транзистора определяется по выражению

$$i_c = i_э (1 - \alpha_1 - \alpha_2) \quad (4.11)$$

С другой стороны, ток стока можно определить через крутизну S сток-затворной характеристики:

$$i_c = S U_{зэ} \quad (4.12)$$

Ток силовой части всей схемы определяется:

$$i_K = i_{Э} \frac{SU_{ЭЭ}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} = S_{ЭКВ} U_{ЭЭ} \quad (4.13)$$

где $S_{ЭКВ} = \frac{S}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$ – эквивалентная крутизна всей схемы.

Очевидно, что при $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ эквивалентная крутизна значительно превосходит крутизну S МДП-транзистора, входящего в эту схему. Коэффициентами α_1 и α_2 можно управлять величиной резисторов R_1 и R_2 , которая осуществляется на этапе изготовления этой схемы.

Всю рассмотренную схему можно представить как единый полупроводниковый прибор, имеющий вывод коллектора, эмиттера и затвора, который управляется электрическим полем, как *MOSFET*, но имеет по сравнению с ним значительно большую крутизну и значительно меньшее сопротивление в открытом состоянии. Кроме того, здесь отсутствует явление вторичного пробоя, характерное для классических биполярных транзисторов.

Конструктивно *IGBT* выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.20, а), силовых модулей (рис. 1.20, б), имеющих в своём составе несколько *IGBT*, выполненных в едином корпусе. Условное графическое изображение транзисторов представлено на рис. 1.20, в, г.

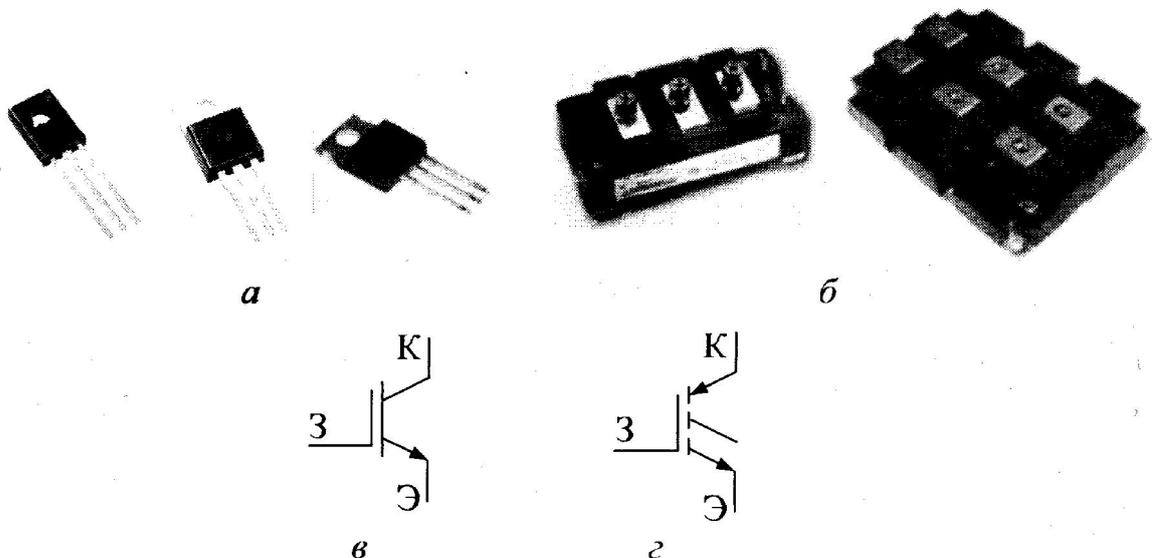


Рис. 1.20. Конструкции IGBT: дискретное (а) и модульное (б) исполнение; условное графическое обозначение: отечественное (в); зарубежное (г)

На рис. 1.21 изображены типовые коллекторные характеристики (выходные).

Динамические свойства *IGBT* несколько хуже, чем у *MOSFET*, но значительно лучше, чем у биполярных транзисторов. Это связано с явлением накопления заряда неосновных носителей в базе биполярного транзистора и, как следствие, со временем рассасывания этих носителей.

Процесс запираания *IGBT* представлен на рис. 1.22. Заряд, накопленный в базе биполярного транзистора, вызывает характерный «хвост» тока при

включении *IGBT*. Как только имеющийся в составе *IGBT* МДП-транзистор прекращает проводить ток, в силовой цепи начинается рекомбинация неосновных носителей, которая является началом «хвоста». Этот «хвост» ведет к увеличению тепловых потерь, а также его необходимо учитывать в мостовых схемах и вводить промежуток между интервалами проводимости двух ключей, установленных в одном плече моста. Для уменьшения «хвоста» необходимо снижать коэффициент усиления биполярного транзистора, но тогда увеличивается напряжение насыщения открытого *IGBT* и, соответственно, статические потери.

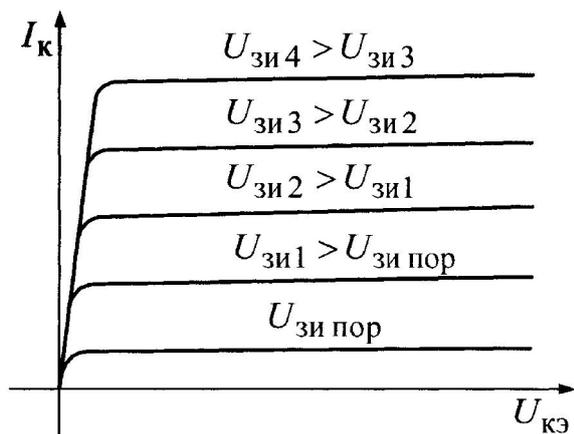


Рис. 1.21. Выходные характеристики *IGBT*

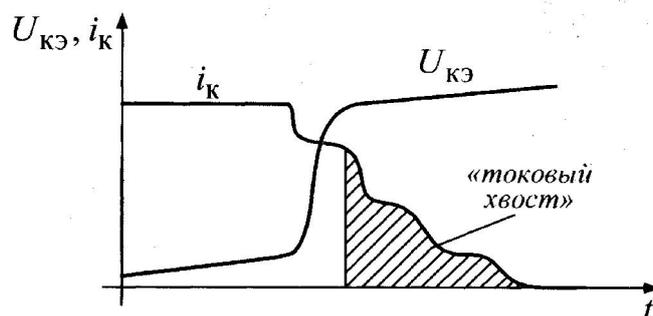


Рис. 1.22. Процесс запаривания *IGBT*

Тем не менее, несмотря на отмеченные особенности, *IGBT* на сегодняшний день представляются самыми перспективными элементами для использования в качестве силовых управляемых ключей в диапазоне мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт.

1.1.3. Тиристоры

Конструктивно тиристоры выполняются в виде дискретных элементов (рис. 1.23, а) и силовых модулей (рис. 1.23, б). Тиристоры представляют собой четырехслойную полупроводниковую структуру $p_1 - n_1 - p_2 - n_2$ - типов проводимости (рис. 1.23, в).

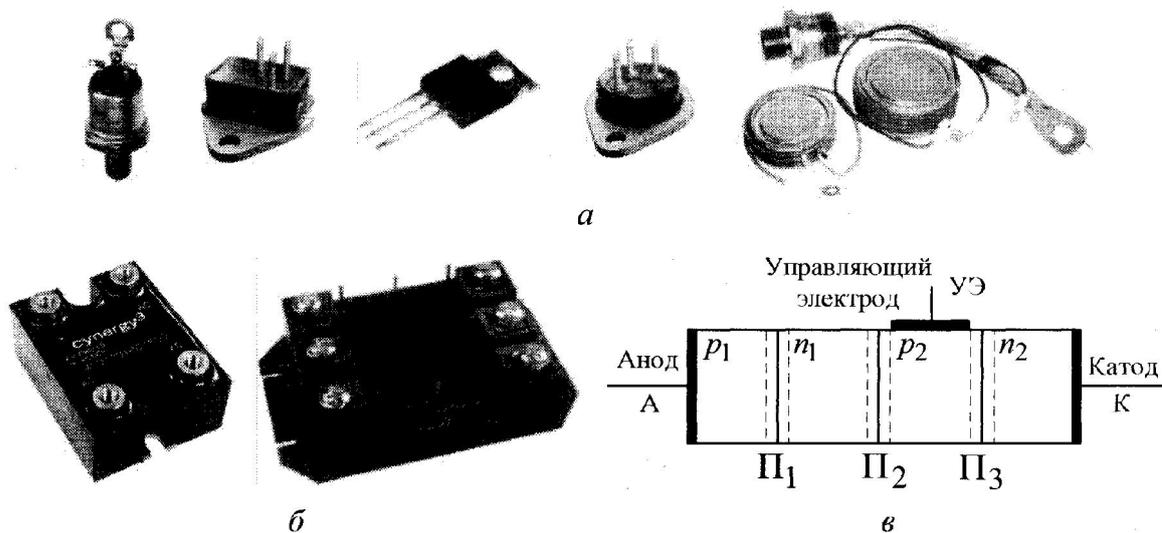


Рис. 1.23. Тиристоры: дискретное (а) и модульное (б) исполнение; структура тиристора (в)

Вывод от крайней области p_1 называют анодом, вывод от крайней области n_2 называют катодом, а вывод от одной из промежуточных областей (n_1 или p_2) называют управляющим электродом.

Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 1.24.

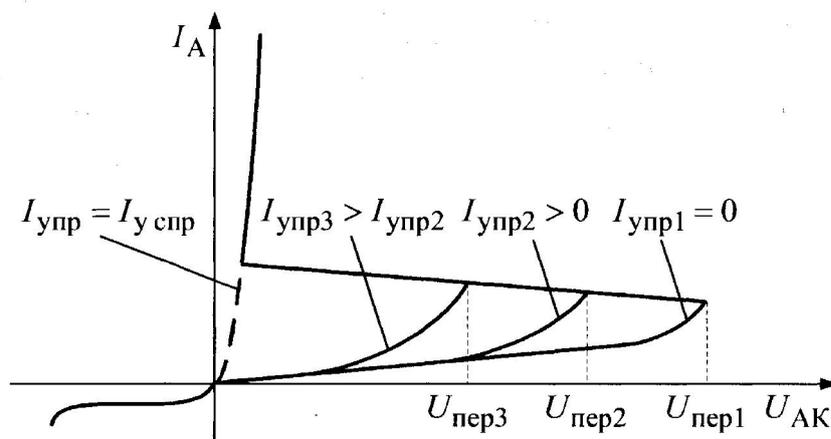


Рис. 1.24. Вольт-амперная характеристика

Если на анод тиристора подать положительный потенциал относительно катода, то p - n -переходы Π_1 и Π_3 будут смещены в прямом направлении, а p - n -переход Π_2 – в обратном. Поэтому тиристор будет находиться в закрытом состоянии. Если между управляющим электродом и катодом пропустить маленький ток управления i_y , то в зависимости от величины этого тока произойдет переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при большем или меньшем значении напряжения между анодом и катодом.

Чем больше ток управления, тем меньше значения напряжения переключения $U_{пер}$. И если в цепи управления создать ток управления

спрямления $i_{y\text{спр}}$, то тиристор откроется сразу, как если бы это был обычный диод. При отрицательном потенциале на аноде относительно катода тиристор при любых условиях открыться не может, так как p - n -переходы Π_1 и Π_3 смещены в обратном направлении, поэтому обратная ветвь вольтамперной характеристики тиристора такая же, как и у обычного диода.

Механизм включения тиристора обычно рассматривают на примере двухтранзисторной модели (рис. 1.25, а, б).

Структуру на рис. 1.23, в можно изобразить в виде рис. 1.25, а, представляющую собой включение двух транзисторов p - n - p и n - p - n по схеме, аналогичной рис. 1.19, б, т.е. так, что коллекторный ток $I_{к2}$ транзистора $VT2$ является базовым током транзистора $VT1$, и наоборот, коллекторный ток $I_{к1}$ транзистора $VT1$ является базовым током транзистора $VT2$. Как уже было показано выше, в такой схеме возникает внутренняя положительная обратная связь, которая после включения тиристора делает цепь управления неэффективной, так как оба транзистора поддерживают друг друга в открытом состоянии и без цепи управления, т.е. закрыть обычный тиристор по цепи управления невозможно. Поэтому он называется однооперационным тиристором или в зарубежной терминологии *SCR (Silikon Controlled Rectifier)*. Для запираания тиристора необходимо каким-либо способом снизить анодный ток до нуля и удерживать его на нулевом уровне в течение времени рассасывания неосновных носителей, накопившихся в базах транзисторов $VT1$ и $VT2$.

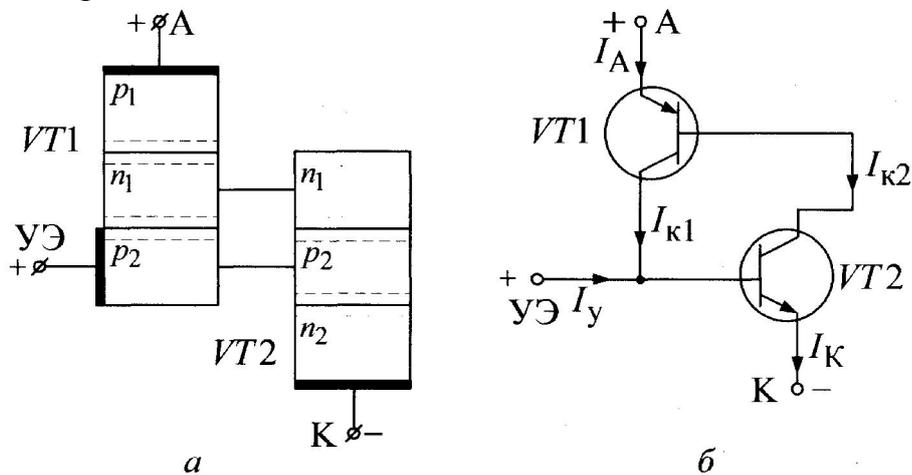


Рис. 1.25. Двухтранзисторная модель тиристора

Графическое изображение рассмотренного тиристора представлено на рис. 1.26, а. Если вывод управляющего электрода сделан от промежуточной зоны n , то тогда управляющий сигнал подают между анодом и управляющим электродом, а графическое изображение такого тиристора представлено на рис. 1.26, б.

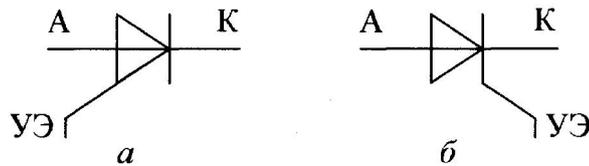


Рис. 1.26. Однооперационный тиристор – SCR

Основные параметры тиристорov вo включенном состоянии повторяют параметры диодов, а к динамическим параметрам еще добавляется время включения $t_{\text{вкл}}$ и время выключения $t_{\text{выкл}}$. Рассмотрим подробнее процесс включения и выключения тиристора по его диаграммам на рис. 1.27.

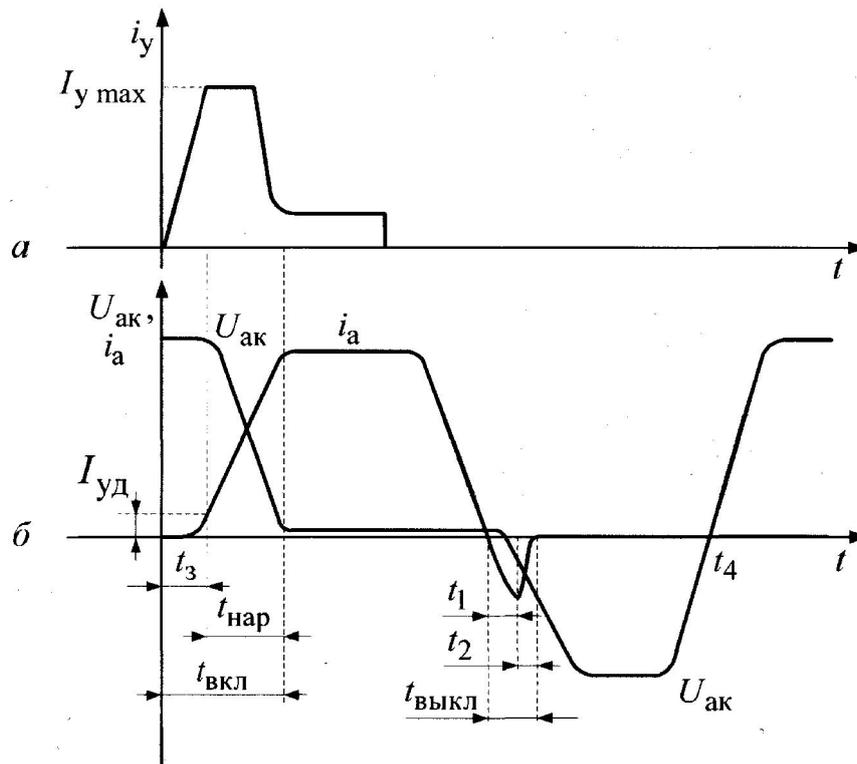


Рис. 1.27. Диаграммы процесса включения и выключения SCR

Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления на начальном участке – амплитуда $I_{y \text{ max}}$, длительность и скорость нарастания $\frac{di_y}{dt}$ отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают быстрое и надежное включение тиристора. Процесс нарастания тока в тиристоре начинается только спустя некоторое время задержки t_3 , которое зависит от амплитуды импульса тока управления $I_{y \text{ max}}$ на начальном участке.

В течение времени задержки ток в тиристоре нарастает до величины тока удержания – минимального прямого тока тиристора, при котором он еще находится в открытом состоянии. Обычно принимают

$$I_{\text{уд}} = 0,1I_{\text{H}}.$$

В зависимости от тока управления время задержки может составлять от 0,1 мкс до 1...2 мкс. Затем происходит нарастание тока до величины, определяемой сопротивлением нагрузки и напряжением источника питания. Это происходит в течение времени $t_{\text{нар}}$.

В сумме t_3 и $t_{\text{нар}}$ определяют время включения тиристора:

$$t_{\text{вкл}} = t_3 + t_{\text{нар}} \quad (1.21)$$

После включения тиристора, как уже было отмечено выше, цепь управления становится неэффективной и ток управления может быть значительно уменьшен или даже выключен совсем.

Для запираания тиристора необходимо снизить его прямой ток до нуля. Для этого к открытому тиристоры обычно подключают в обратном, запирающем направлении источник коммутирующей ЭДС, в качестве которого чаще всего используют предварительно заряженный конденсатор. Процесс выключения складывается из двух этапов (рис. 1.27, б):

нарастание обратного тока через тиристор (интервал t_1);

спад обратного тока до нуля (интервал t_2).

И только через промежуток времени, не меньший $t_{\text{выкл}}$, равный:

$$t_{\text{выкл}} = t_1 + t_2 = t_1 \quad (1.22)$$

к тиристоры можно повторно прикладывать прямое напряжение. Очевидно, что в течение этого времени происходит восстановление управляющих свойств тиристора. При $t_1 > t_4$ тиристор заперт до тех пор, пока не будет подан сигнал управления i_y .

Среди динамических параметров тиристоры важную роль играют скорость нарастания напряжения $\frac{du}{dt}$ и скорость нарастания тока $\frac{di}{dt}$. Первый

из них $\frac{du}{dt}$ при быстром нарастании напряжения на аноде может привести к самопроизвольному включению тиристора или даже вывести его из строя.

Быстрое нарастание тока при включении тиристора $\frac{di}{dt}$ может привести к локальному перегреву полупроводниковой структуры и выводу тиристора из строя даже при токах, не превышающих предельно допустимого значения.

Однооперационные тиристоры, в силу присущего им серьезного недостатка невозможности включения по цепи управления, в настоящее время используют преимущественно в преобразователях с естественной коммутацией, когда тиристоры включаются в результате смены полярности напряжения питающей сети. Это управляемые выпрямители, инверторы,

ведомые сетью, статические регуляторы переменного тока. И даже в этих устройствах, за исключением очень больших мощностей, однооперационные тиристоры постепенно вытесняются современными полупроводниковыми приборами, в том числе и двухоперационными (запираемыми) тиристорами. В отличие от рассмотренных однооперационных тиристоров, двухоперационные тиристоры можно не только включить по цепи управления, но и выключить. Это достигается благодаря тому, что в областях анода и катода, такой прибор состоит из большого числа технологических ячеек, представляющих отдельные тиристоры, которые включены параллельно. В результате чего прибор приобретает способность выключаться по управляющему электроду. Такой тиристор в зарубежной терминологии получил обозначение *GTO*-тиристор (*Gate Turn – Off*).

Структура *GTO*-тиристора изображена на рис. 1.28, а.

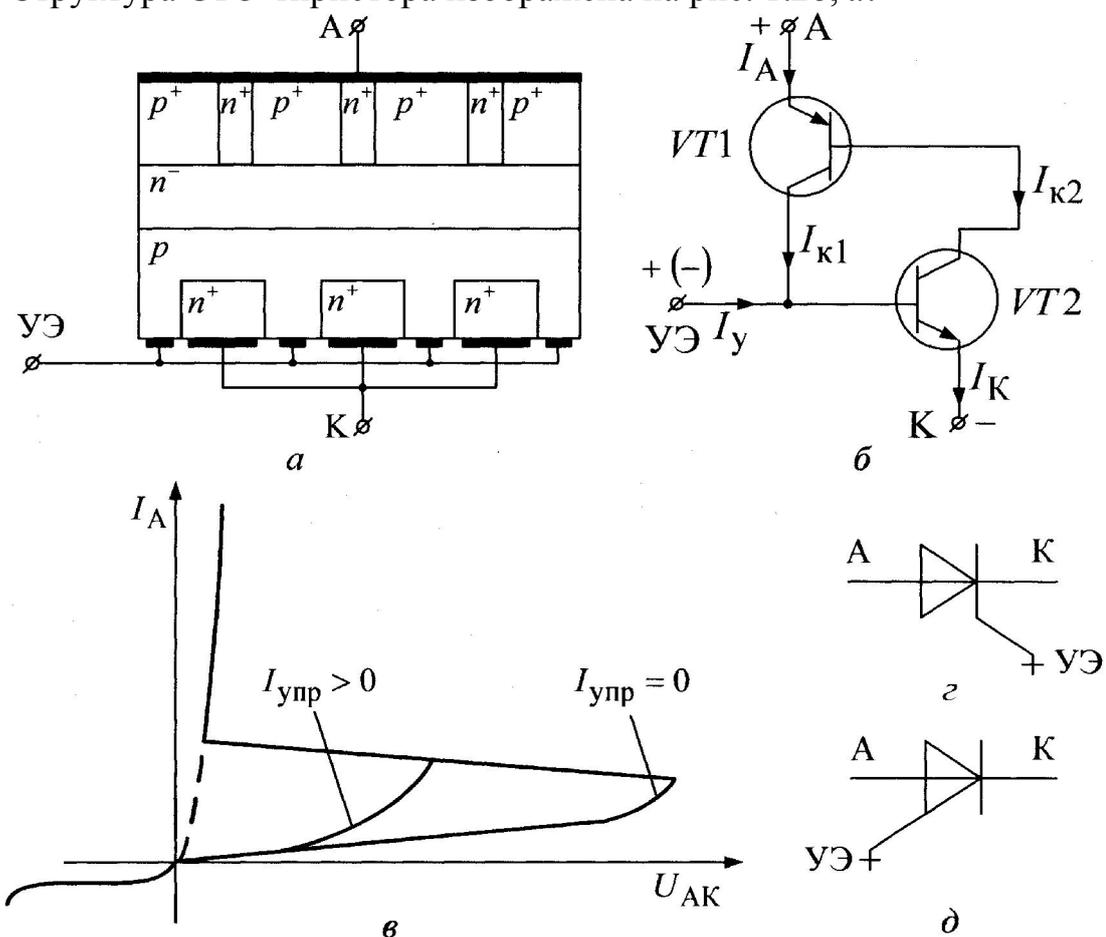


Рис. 1.28. *GTO*-тиристор: структура тиристора (а); двухтранзисторная модель (б); вольт-амперная характеристика (в); условные обозначения тиристоров с управлением по катоду (з), с управлением по аноду (д)

Процессы, протекающие в таком тиристоре, во многом аналогичны как и для однооперационного тиристора. Исключение составляет процесс выключения отрицательным током управления. При подаче отрицательного тока управления оба транзистора начинают работать в активном режиме и в структуре возникает положительная обратная связь при отрицательном

базовом токе в $n-p-n$ -транзисторе $VT2$. Вследствие лавинообразного уменьшения зарядов в базовых областях анодный ток начинает снижаться. Транзистор $VT2$ $n-p-n$ -типа первый входит в режим отсечки. Действие положительной обратной связи прекращается, и дальнейший спад анодного тока определяется рекомбинацией в n^- базе тиристора.

Вольт-амперная характеристика GTO-тиристора аналогична характеристике обычного тиристора. Цикл работы его рассмотрен на рис. 1.29.

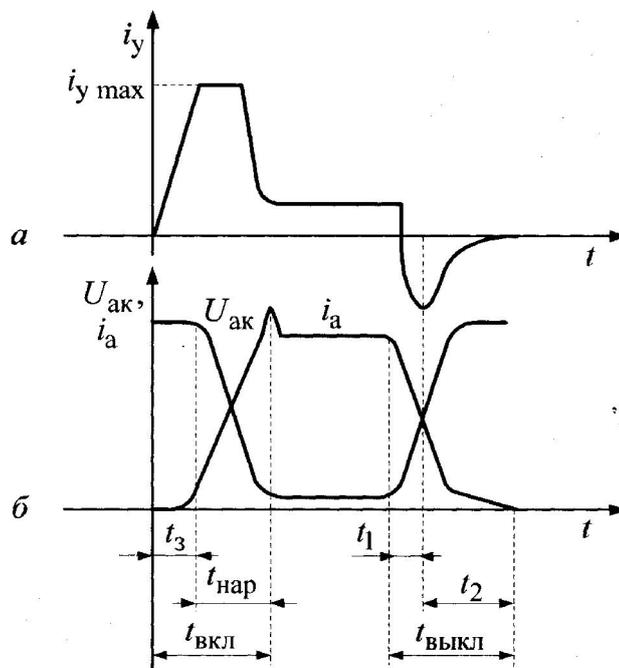


Рис. 1.29. Процессы включения и выключения GTO-тиристора

Процесс включения состоит из времени задержки включения t_3 и времени нарастания $t_{нар}$, в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается до 0,1 от первоначального значения. Сумма этих времен составляет время включения, равное:

$$t_{вкл} = t_3 + t_{нар} \quad (1.23)$$

Для обеспечения малого времени включения и малых потерь при включении управляющий ток i_y в начале должен обладать значительной

скоростью нарастания $\frac{di}{dt} > 5 \frac{A}{\text{мкс}}$.

Процесс выключения в GTO-тиристорах протекает довольно медленно. На первой стадии ток тиристора спадает до 0,1...0,2 от своего первоначального значения. На второй стадии происходит достаточно медленное уменьшение тока (так называемый «хвост»). Это время обычно больше времени спада и его необходимо учитывать.

Отрицательный ток управляющего электрода, выключающий тиристор, должен иметь значительную скорость нарастания $\frac{di}{dt} = 20 \frac{\text{А}}{\text{мкс}}$ и значительную амплитуду. Для современных *GTO*-тиристоров эта амплитуда доходит до 30 % от амплитуды анодного тока. Считается, что эти тиристоры, благодаря своим свойствам, найдут наиболее широкое применение в высоковольтных преобразователях.

1.1.4. Предельные характеристики полупроводниковых ключей

Система предельно допустимых параметров полупроводниковых ключей объединяет граничные значения напряжений и токов для входной и выходной цепи, предельно допустимые температуры переходов и корпуса, а также максимально возможную рассеиваемую мощность. Предельное значение напряжения определяется развитием какого-либо из видов пробоев в структуре прибора. В современных ключевых приборах, как правило, определяющим является лавинный пробой, приводящий к неконтролируемому процессу умножения носителей при достижении критической напряженности электрического поля.

Максимально допустимые токи ключа устанавливаются из условия не превышения предельно допустимой рабочей температуры переходов, обеспечения надежности электрических выводов и контактов, а также допустимыми пределами изменения усилительных свойств ключа, которые не должны ухудшаться при заданной величине тока нагрузки.

Предельно допустимая температура полупроводниковой структуры прибора и его корпуса определяются свойствами исходного материала и особенностями конструкции.

Максимально рассеиваемая мощность определяется тепловым сопротивлением ключа, которое связывает этот параметр с предельно допустимой температурой полупроводника. Зависимость температуры от выделяющейся мощности определяется конструкцией охладителя и способом отведения тепла.

Предельные возможности силовых ключей наглядно представляются диаграммами области безопасных режимов (ОБР).

1.1.4.1. Область безопасных режимов

Областью безопасных режимов называется совокупность электрических параметров, при соблюдении которых обеспечивается надежная работа полупроводникового ключа без существенного ухудшения его характеристик. Границы ОБР определяются предельными значениями выходного тока, напряжения, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой полупроводниковой структуры. Типовая диаграмма ОБР представлена на рис. 1.30.

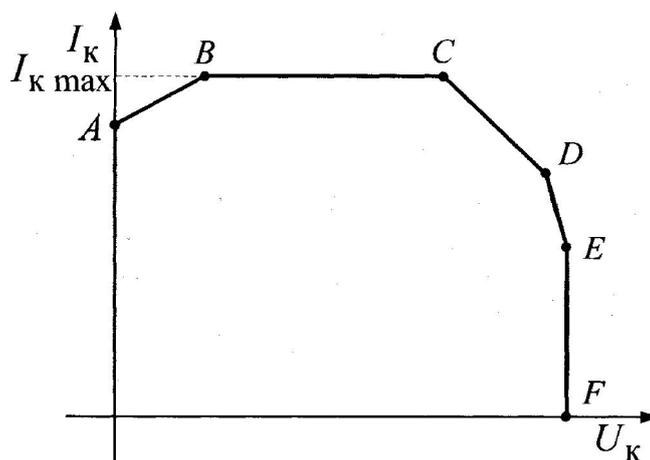


Рис. 1.30. Типовая диаграмма ОБР

По оси абсцисс здесь откладывается напряжение на ключе U_k , а по оси ординат - ток ключа I_k . Отрезок АВ определяет значение минимально возможного напряжения насыщения ключа при заданном токе нагрузки и представляет собой динамическое сопротивление открытого прибора. Это ограничение практически отсутствует в ключах с биполярным механизмом переноса тока. Отрезок ВС ограничивает предельное значение тока ключа $I_{k \max}$. Граница, определяемая отрезком CD, характеризуется предельным значением мощности, рассеиваемой в полупроводниковой структуре, при которой достигаются предельно допустимые значения температуры T_{\max} , обусловливаемые тепловым пробоем.

В импульсном режиме допустимая токовая нагрузка ключа зависит от длительности импульса протекания тока. Поэтому при уменьшении длительности импульса границы ОБР расширяются с одинаковым наклоном температурной границы и неизменном предельном напряжении (рис. 1.31).

Отрезок DE на диаграмме ОБР характеризует границу вторичного пробоя, который возникает после развития одного из видов первичного пробоя или сразу, минуя стадию первичного пробоя. Развитие вторичного пробоя происходит обычно в области сравнительно высоких напряжений на ключе и связано с развитием так называемого «токового шнура». При этом, ток ключа концентрируется в очень малой области перехода, что приводит к проплавлению полупроводниковой структуры и выходу прибора из строя. Вторичный пробой возникает в термонестабильных полупроводниковых приборах, например в биполярных транзисторах, когда повышение тока приводит к росту температуры, а это приводит к дальнейшему увеличению тока и т. д.

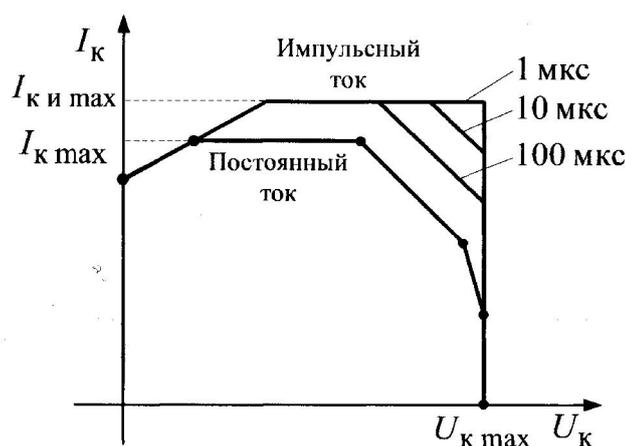


Рис. 1.31. Типовая диаграмма ОБР в импульсном режиме

Для развития вторичного пробоя требуется определенное время, называемое временем задержки вторичного пробоя. Если время нахождения прибора в опасном режиме меньше времени развития вторичного пробоя, то вторичный пробой не наступает.

Поэтому при коротких импульсах тока в ключе вторичный пробой может и не возникнуть. Следует отметить, что в термонеустойчивых полупроводниковых приборах, например полевых транзисторах, вторичный пробой отсутствует в принципе.

Вертикальный отрезок EF на диаграмме ОБР характеризует предельно допустимое напряжение ключа U_k , обуславливающее возникновение лавинного пробоя. Границы области безопасной работы полупроводникового ключа зависят от температуры его корпуса. С увеличением температуры корпуса прибора, границы ОБР, обусловленные тепловым пробоем, перемещаются влево. Границы ОБР, обусловленные лавинным или вторичным пробоем, от температуры практически не зависят.

1.1.4.2. Защита полупроводниковых ключей от пробоя

При эксплуатации полупроводникового ключа необходимо обеспечить нахождение его рабочей точки внутри ОБР без выхода за её пределы. Даже кратковременный выход рабочей точки за пределы соответствующей ОБР влечет за собой попадание прибора в область пробоя. По этой причине, а также потому, что силовые ключи являются наиболее дорогими компонентами схемы, вопросам их защиты уделяется очень большое внимание. Защита преобразовательной схемы и ее элементов идет в основном по двум направлениям:

- устранение причин и источников электрической перегрузки;
- борьба с естественными перегрузками.

Поэтому в начале необходимо установить причины появления перегрузок по току и по напряжению, а также оценить их амплитуду и мощность.

Основными видами перегрузки по напряжению являются:

всплески напряжения в питающей сети;

всплески напряжения, связанные с процессами коммутации в схеме преобразователя и обусловленные конечным временем переключения силовых ключей;

перенапряжения, связанные с характером нагрузки.

Для защиты его от возможного пробоя необходимо соответствующим образом формировать траекторию его переключения. Перегрузки по напряжению, указанные в первой группе, определяются качеством питающей сети. Поскольку данные перенапряжения опасны и для всех остальных потребителей, то для борьбы с ними используются внешние, по отношению к конкретной схеме, защитные устройства, включаемые параллельно входу преобразователя, как показано на рис. 1.32.

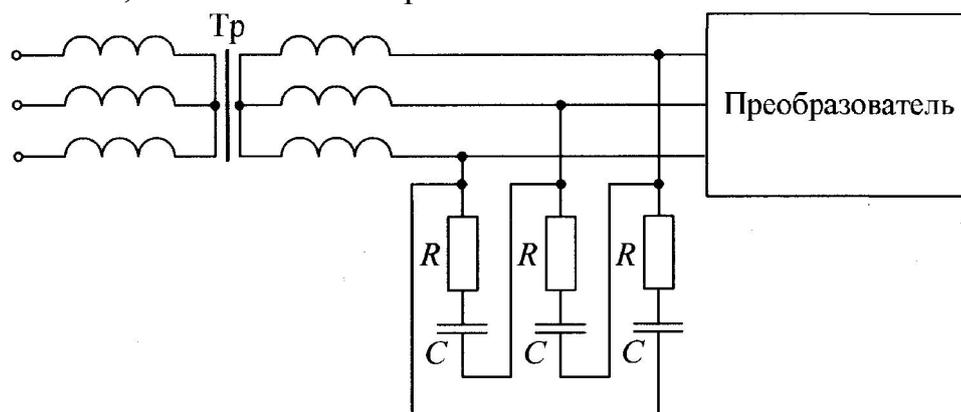


Рис. 1.32. Схема подключения внешнего защитного устройства

Чаще всего они представляют собой защитные RC -цепи, воспринимающие на себя всплески напряжения питающей сети.

Перегрузки по напряжению, отмеченные во второй группе, связаны с эффектом накопления и рассасывания зарядов в силовых ключах, а также с влиянием паразитных элементов монтажа и корпусов приборов.

Эти перегрузки ограничивают применением дополнительных защитных цепочек, называемых в зарубежной терминологии «снабберами» (*Snubber circuit*).

Простейшей из них является демпфирующая RC -цепочка, подключаемая параллельно ключу или группе ключей (рис. 1.33, а, б) для защиты от всплесков приложенного к ним напряжения. В зависимости от условий работы и от типа применяемого комбинированного прибора демпфирующие цепи могут быть более сложными.

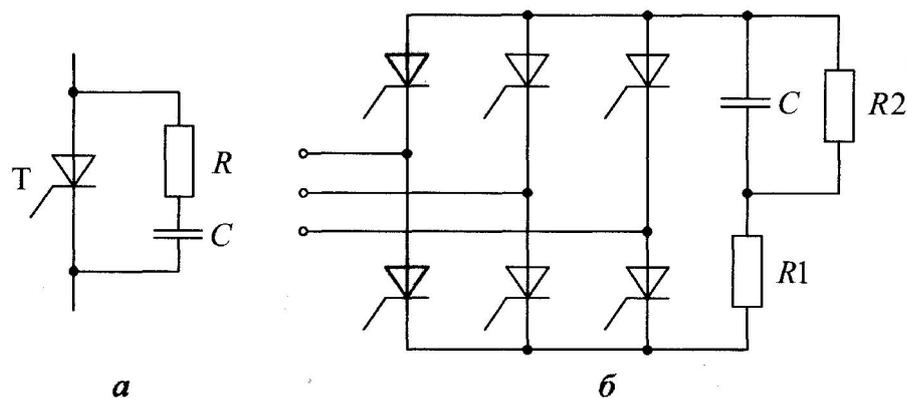


Рис. 1.33. Схемы подключения защитного устройства

Перегрузки по напряжению, отмеченные в третьей группе, обусловлены чаще всего реакцией активно-индуктивной нагрузки, связанной с накоплением энергии в магнитном поле индуктивности на интервале замкнутого состояния ключа, а затем всплеском ЭДС самоиндукции при размыкании цепи. Для защиты от этого вида перегрузок обычно используют шунтирование RL -нагрузки обратными диодами (рис. 1.34).

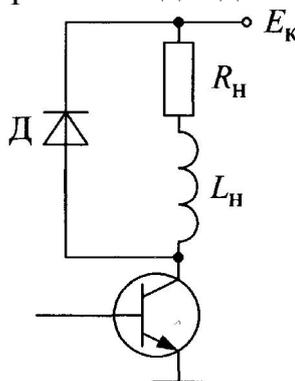


Рис. 1.34. Схема защитного устройства

Основными видами аварийных перегрузок по току являются:
 короткое замыкание цепи нагрузки;
 короткое замыкание выходных клемм преобразователя;
 короткие замыкания из-за повреждения силовых ключей преобразователя;

токовые перегрузки, связанные с нарушением алгоритма работы силовых ключей («опрокидывание» инвертора, самопроизвольное включение выходящего из работы ключа и т. д.);

токовые перегрузки, связанные с особенностями работы силовой схемы и неидеальностью ключей (сквозные токи в мостовых схемах и т. д.);

токовые перегрузки, обусловленные переходными процессами и характером нагрузки (пусковой режим, реверс двигателя; перегрузка двигателя и т. д.).

Во всех перечисленных случаях силовой ключ либо включается на короткозамкнутый контур, либо попадает в режим токовой перегрузки в

процессе нормального открытого состояния. Для защиты от токовых перегрузок наиболее важными мероприятиями являются:

повышение помехозащищенности систем управления и самого силового ключа, исключаящее самопроизвольное, несанкционированное включение;

использование внешних защитных устройств, ограничивающих воздействие токовой перегрузки на силовые ключи и другие элементы схемы (токоограничительные цепочки и дроссели);

использование быстродействующих систем защиты. При любых электрических перегрузках и по току, и по напряжению не должны превышать параметры, определяемые областью безопасной работы, кроме того, при токовых перегрузках в схеме необходимо учитывать перегрузочные характеристики ключа, определяющие предельно допустимые токи короткого замыкания при разной длительности их протекания. Типовой вид такой характеристики представлен на рис. 1.35.

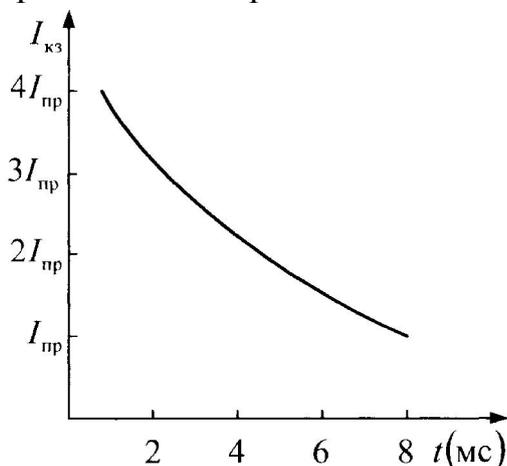


Рис. 1.35. Типовая перегрузочная характеристика

Построение систем защиты от сверхтоков для разных типов преобразователей может проводиться по-разному. Так, например, в преобразователях переменного тока часто используют защиту, основанную на блокировании системы управления и прекращении подачи управляющих импульсов (так называемые «полуволновые системы защиты»). Они не всегда обеспечивают восстановление запирающей способности силовых ключей, а некоторые типы запираемых тиристоров вообще запрещается выключать обычными методами при токовых перегрузках. В этих случаях следует использовать другие средства защиты, такие как плавкие предохранители, а также согласование с перегрузочной характеристикой ключа быстродействующих автоматических выключателей, обеспечивающих обесточивание силовой цепи в течение времени, не превышающего половину периода питающего напряжения.

В преобразователях постоянного тока обычно используются быстродействующие электронные системы защиты (защиты мгновенного действия), время срабатывания которых в основном определяется временем

запирания силового ключа. Более подробно вопросы защиты различных схем вентильных преобразователей рассмотрены ниже, в п. 8.6.

Для управления силовыми ключами разработаны специальные интегральные схемы управления, получившие название драйверов. Драйверы преобразовывают стандартные сигналы от микросхем или от микропроцессора в сигналы, которые управляют силовыми ключами.

1.2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНДЕНСАТОРЫ

В силовых преобразователях электрической энергии конденсаторы широко используются:

- как элементы фильтров постоянного и переменного тока;
- как накопители энергии;
- как элементы узлов принудительной коммутации;
- как элементы защиты полупроводниковых приборов и для решения ряда других задач.

На рис. 1.36 представлены конструкции различных типов конденсаторов.

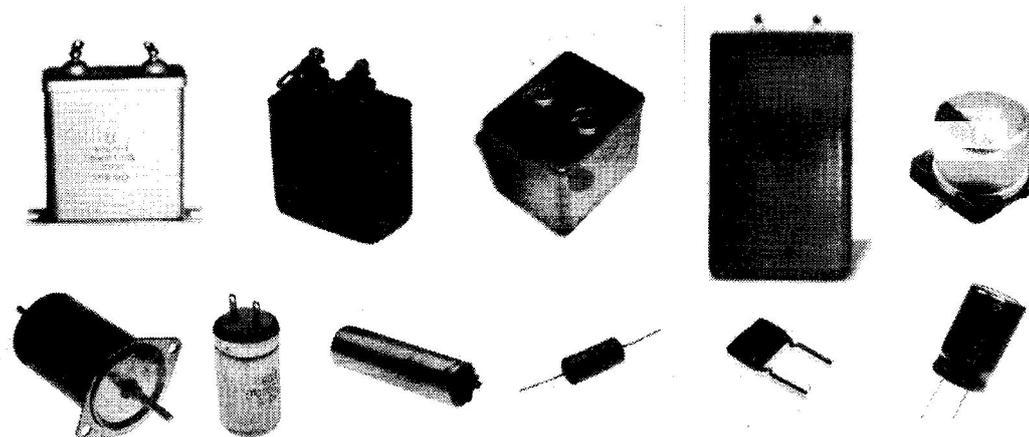


Рис. 1.36. Конденсаторы

Распространенными типами конденсаторов переменного тока в преобразовательной технике являются металлобумажные и бумажно-фольговые конденсаторы. Металлобумажные конденсаторы типов МБГЧ, КЧ2У-2, К-75-10 и др. используются в преобразователях малой и средней мощности. Они выпускаются на напряжение от 0,25 до 1кВ и номинальную частоту 50 Гц. Фольговые конденсаторы типов КС, ЭС, ЭСВ и др. используют в преобразователях большой мощности. Они выпускаются на напряжения от 0,38 до 10 кВ и номинальные частоты от 50 Гц до 8 кГц.

Основным критерием при выборе типа конденсатора в преобразователях является обеспечение минимальных значений их массы и объема при заданных технических условиях и сроке службе. Основными техническими параметрами, характеризующими режим работы конденсатора при синусоидальном напряжении, являются действующие значения

напряжения, тока и частоты, при которых работает конденсатор. Напряжение и частота определяют мощность потерь в диэлектрике:

$$P_C = 2\pi U_C^2 f C \operatorname{tg} \delta \dots\dots\dots(1.24)$$

где U_C – действующее значение напряжения на конденсаторе; f – рабочая частота; C – емкость конденсатора; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике конденсатора (указывается в паспортных данных конденсатора).

Параметр $\operatorname{tg} \delta$ зависит от частоты и в меньшей мере от амплитуды приложенного к конденсатору напряжения. В частности, для металлобумажных конденсаторов $\operatorname{tg} \delta$ резко возрастает на частотах свыше 1кГц. Мощность потерь в диэлектрике определяет надежность конденсатора и срок его службы. Мощность потерь в токоведущих частях конденсатора пропорциональна квадрату действующего значения проходящего через него тока. При выборе типа конденсатора на синусоидальное напряжение необходимо чтобы значения вышеуказанных параметров не превосходили значений, указанных в паспортных данных выбранного конденсатора.

При использовании конденсаторов переменного тока в цепях с несинусоидальным напряжением, что часто встречается в устройствах преобразовательной техники, необходимо учитывать потери в конденсаторе от каждой из гармоник, присутствующих в разложении несинусоидальной функции в гармонический ряд:

$$P_C = \sum_{n=1}^{\infty} P_{Cn} \quad (1.25)$$

где n – порядковый номер гармоники.

Очевидно, что в цепях с несинусоидальным напряжением мощность потерь будет возрастать из-за наличия высших гармоник. Поэтому в таких устройствах конденсатор необходимо использовать при более низких значениях напряжения, чем указано для синусоидального напряжения.

Импульсные токи и напряжения, имеющие место в различных схемах импульсных преобразователей, а также в узлах принудительной коммутации силовых тиристоров накладывают дополнительные ограничения на использование конденсаторов обычного типа. Для работы в импульсных режимах созданы специальные типы импульсных конденсаторов.

В цепях постоянного тока обычно используются электролитические конденсаторы. У них диэлектриком служит оксидная пленка, образующаяся на фольговой ленте, которая является также одной из обкладок конденсатора, другой обкладкой является электролит. Электролитические конденсаторы обладают большой емкостью на единицу объема, но имеют большие потери и ток утечки, а также малую стабильность емкости. Кроме того,

электролитические конденсаторы не допускают смены полярности приложенного напряжения.

В преобразовательной технике наибольшее распространение из электролитических конденсаторов получили конденсаторы типа К-50-12, которые широко используются в цепях постоянного тока низкого напряжения (до 100 В). В цепях с более высоким напряжением обычно используют металлобумажные конденсаторы постоянного тока, например, типа МБГО, но они обладают низкими значениями удельной емкости. Поэтому на высокие напряжения были также разработаны электролитические конденсаторы, например, типа К-75-12, имеющие лучшие массогабаритные показатели по сравнению с металлобумажными конденсаторами на такое же напряжение.

В цепях постоянного тока конденсаторы, как правило, работают с пульсирующими напряжениями, которые содержат как постоянную, так и переменную составляющие. Переменная составляющая содержит целый спектр высших гармоник, которые обуславливают дополнительные потери в конденсаторе. Кроме того, для высших гармоник электролитический конденсатор не обладает той емкостью, которая указана для постоянного тока. Это необходимо учитывать при использовании электролитических конденсаторов в цепях с пульсирующим напряжением, обеспечивая такой режим их работы, при котором амплитуды и частоты высших гармоник не превышают значений, указанных в паспортных данных на используемые конденсаторы.

1.3. РЕЗИСТОРЫ

В силовых преобразователях электроэнергии резисторы применяются в цепях управления, защиты, сигнализации. Как правило, в силовых цепях резисторы используют в качестве датчиков тока, но из-за больших потерь мощности в них, они применяются редко и все интенсивнее вытесняются другими, более эффективными и экономичными способами измерения тока. В маломощных цепях вентиляльных преобразователей, так же как и в других электронных схемах, резисторы применяются очень широко. Они подразделяются на резисторы постоянные и резисторы переменные (рис. 1.37).

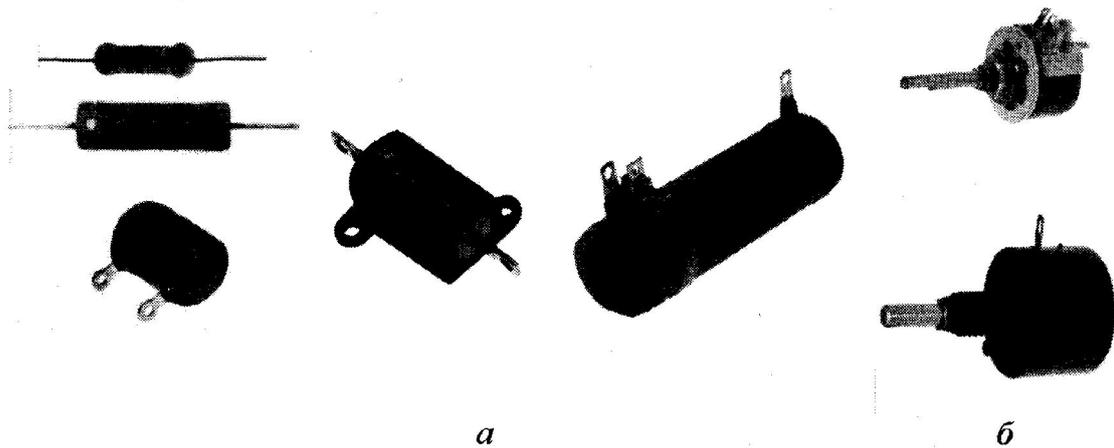


Рис. 1.37. Резисторы: постоянные (а) и переменные (б)

Постоянные резисторы характеризуются следующими основными параметрами:

номинальной мощностью рассеивания $P_{\text{НОМ}}$;

номинальным сопротивлением $R_{\text{НОМ}}$;

температурным коэффициентом сопротивления (ТКС).

Номинальная мощность рассеивания $P_{\text{НОМ}}$ – мощность, которую резистор может длительное время рассеивать в пределах допустимого значения перегрева, при условии, что температура окружающей среды $t_{\text{окр}}$ не превышает установленного значения.

Значение $P_{\text{НОМ}}$ в ваттах указывает число, входящее в обозначение резистора, например:

$$\text{ВС-0,125} - P_{\text{НОМ}} = 0,1256 \text{ Вт};$$

$$\text{МЛТ-2} - P_{\text{НОМ}} = 2 \text{ Вт}.$$

Номинальное сопротивление $R_{\text{НОМ}}$ – это сопротивление, обозначенное на резисторе. Фактическое сопротивление резистора может отличаться от обозначенного на величину, не превышающую допустимого отклонения. Ряды номинальных сопротивлений резисторов приведены в табл. 1.1

Таблица 1.1

Ряды номинальных сопротивлений резисторов

Омы, Ряд E6	килоомы, Ряд E12	мегаомы, Ряд E24	Омы, Ряд E6	килоомы, Ряд E12	мегаомы, Ряд E24	Омы, Ряд E6	килоомы, Ряд E12	мегаомы, Ряд E24
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			
		1,2		12	12		120	120
1,5	1,2							
		1,3			13			130
	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
		2,2		22	22	220	220	220
2,2	2,2	2,4	22		24			240
		2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
		9,1			91			910
Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %			Соответствующие данному ряду допускаемые отклонения от номинального сопротивления, %		
± 20	± 10	± 5	± 20	± 10	± 5	± 20	± 10	± 5

На резисторах относительно больших размеров номинальное сопротивление маркируют, применяя общепринятые сокращенные обозначения единиц, и указывают возможное отклонение от номинала в процентах, например 1,2 кОм ± 10 %. На малогабаритных резисторах номинальные сопротивления маркируют с помощью следующего кода:

1. Единицы Ом обозначают буквой Е, килоомы – буквой К, мегаомы – буквой М, гигаом – буквой Г, тераом – буквой Т. При этом сопротивления от 100 до 910 Ом выражают в сотых долях килоома, а сопротивления от 100 до 910 тыс. Ом – в сотых долях мегаома.

2. Если сопротивление выражается целым числом, то обозначение единицы ставят после этого числа, а если сопротивление выражается целым

числом с десятичной дробью, то целое число ставится впереди буквы, обозначающей единицу, а дробь – после буквы (буква заменяет запятую). Например, сопротивление 47 Ом обозначают 47E; 4,7 кОм – 4К7; 47 кОм – 47К; 4,7 МОм – 4М7;

3. Когда же сопротивление выражается десятичной дробью, меньшей единицы, буквенное обозначение единицы измерения располагается перед числом, а нуль и запятая из маркировки исключаются. Например, сопротивление 470 Ом = 0,47 кОм обозначают К47, а 470 кОм = 0,47 МОм – М47. На малогабаритных резисторах допустимое отклонение наносится после обозначения номинального сопротивления следующими буквами:

Допуск, %	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20
Маркировка	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В

Температурный коэффициент (ТКС) характеризует относительные изменения сопротивления резистора при изменении температуры на 1 °С. Если при увеличении температуры сопротивление увеличивается, а при уменьшении – снижается, то ТКС резистора положительный; если наоборот, то ТКС – отрицательный, а перед его численным значением ставят знак минус. Непроволочные постоянные резисторы широкого применения имеют ТКС в пределах $(0,03-0,12 \frac{\%}{^{\circ}\text{C}})$, при этом ТКС углеродистых и бороуглеродистых резисторов, как правило, отрицательный. ТКС проволочных резисторов ПЭ, ПЭВ и ПВТ не нормируется.

Проволочные эмалированные резисторы представляют собой керамическую трубку, на которую намотана неизолированная проволока высокого удельного сопротивления. Для низкоомных резисторов применяют проволоку из константана (сплав меди с никелем), а для высокоомных – из нихрома. Обмотку покрывают теплостойкой неорганической стеклоэмалью, которая изолирует друг от друга витки обмотки и защищает ее от влаги, механических повреждений и загрязнений. Выводы обмоток – металлические лепестки для подпайки внешних проводников или гибкие жгутики, свитые из тонких медных проволочек.

Проволочный эмалированный регулируемый резистор отличается от постоянного резистора наличием охватывающего корпус латунного хомутика, который может перемещаться вдоль корпуса и таким образом изменять величину используемого сопротивления.

Регулировочные переменные резисторы применяют для изменения напряжения или тока в процессе эксплуатации электронных устройств.

Переменные резисторы могут использоваться либо в качестве регулируемого сопротивления (рис. 1.38, а), либо в качестве потенциометра (рис. 1.38, б) – регулируемого делителя напряжения.

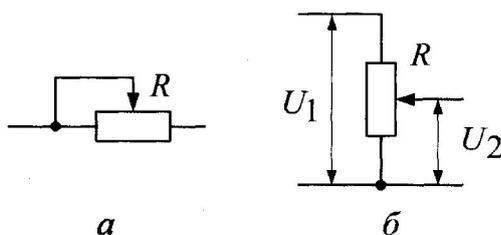


Рис. 1.38. Реостатное и потенциметрическое включение переменного резистора

Переменные резисторы выпускают с различными функциональными характеристиками – зависимостью введенного сопротивления переменного резистора от положения его подвижной части:

тип А – сопротивление между средним и любым из крайних выводов резистора изменяется линейно (рис. 1.39, а);

тип Б – сопротивление между средним и левым выводом изменяется по логарифмическому закону (рис. 1.39, а);

тип В – сопротивление между средним и левым выводом изменяется по закону показательной функции (рис. 1.39, а);

тип Е – сопротивление вначале изменяется незначительно, а затем резко возрастает (рис. 1.39, б);

тип Н – сопротивление вначале изменяется резко, а затем – незначительно (рис. 1.39, б).

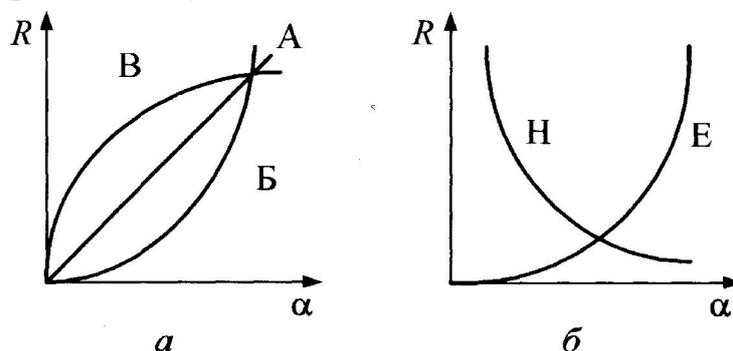


Рис. 1.39. Типовые характеристики переменных резисторов

1.4. ИНДУКТИВНОСТИ

Индуктивными элементами в преобразовательной технике являются трансформаторы и дроссели (рис. 1.40).

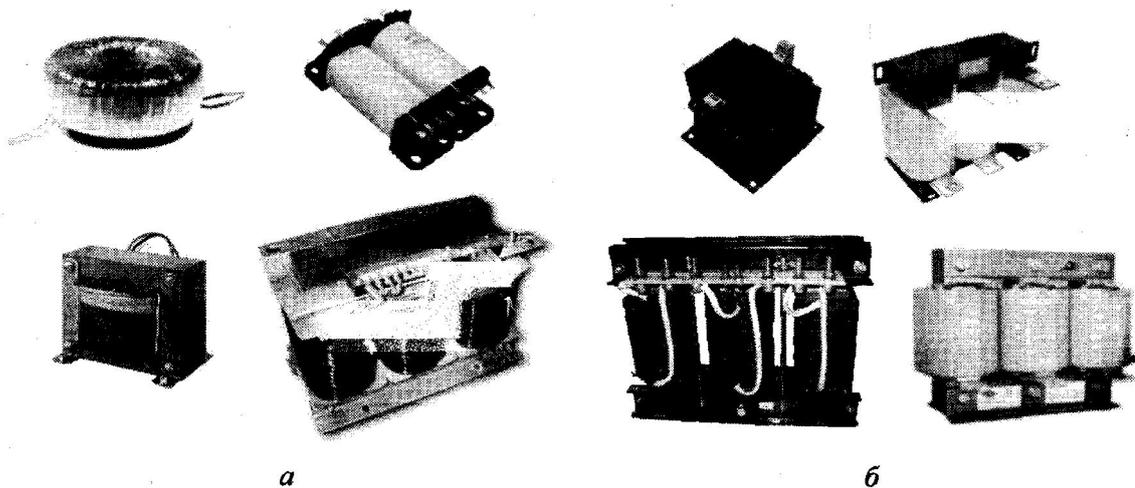


Рис. 1.40. Трансформаторы (а) и дроссели (б)

Трансформаторы в силовой преобразовательной технике широко используются для изменения уровня переменного напряжения и для обеспечения гальванической развязки между отдельными электрическими цепями.

Основной особенностью преобразовательных трансформаторов является то, что во многих случаях напряжения и токи в их обмотках имеют несинусоидальную форму, что приводит целый ряд особенностей в их работу. В зависимости от схемы преобразователя, его режима работы и мощности параметры силового трансформатора могут оказывать большое влияние на протекающие электромагнитные процессы.

Как известно из теории трансформаторов, кроме основного потока Φ_0 , связывающего первичную w_1 и вторичную w_2 обмотки (рис. 1.41, а), существуют потоки рассеяния, связанные только с витками своей обмотки: поток рассеяния первичной обмотки Φ_{s1} и вторичной обмотки Φ_{s2} .

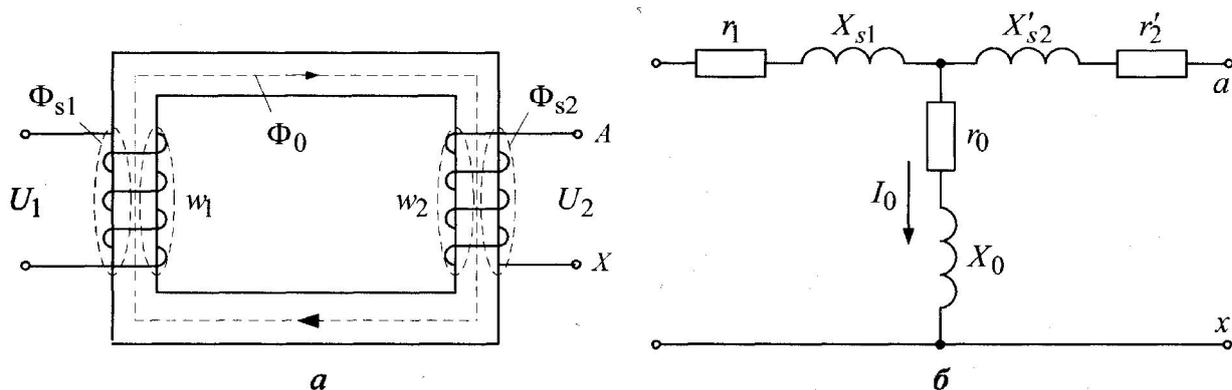


Рис. 1.41. Магнитные потоки в трансформаторе (а) и схема его замещения (б)

Потоки рассеяния зависят от конструкции трансформатора, расположения обмоток, свойств магнитопровода, но они всегда значительно меньше основного вного потока Φ_0 . В схеме замещения трансформатора

потоки рассеяния обмоток учитываются в виде индуктивностей рассеяния L_{s1} и L_{s2} или в виде индуктивных сопротивлений рассеяния $X_{s1} = \omega L_{s1}$, $X_{s2} = \omega L_{s2}$ при частоте $\omega = 2\pi f$ приложенного напряжения. Помимо индуктивных сопротивлений рассеяния в схему замещения входят активное сопротивление первичной и вторичной обмоток r_1 и r_2 , а индуктивное сопротивление намагничивания $X_0 = \omega L_0$ учитывает ток намагничивания I_0 , необходимый для создания потока Φ_0 . Сопротивление r_0 учитывает потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Параметры на рис. 1.41, б, обозначенные со штрихом, представляют собой приведенные значения, учитывающие коэффициент трансформации $k_{тр} = \frac{w_1}{w_2}$ (для случая подачи напряжения на первичную обмотку):

$$\overset{\cdot}{X}_{s2} = k_{тр} X_{s2} \quad \overset{\cdot}{r}_2 = k_{тр} r_2 \quad (1.26)$$

Параметры элементов схемы замещения определяются обычно из опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора. Из опыта холостого хода определяются параметры цепи намагничивания:

$$r_0 = \frac{P_{xx}}{I_0^2} \quad \cos \varphi_{xx} = \frac{P_{xx}}{S_{xx}} X_0 = r_0 \operatorname{tg} \varphi_{xx}, \quad (1.27)$$

где P_{xx} – мощность потерь холостого хода; I_0 – ток намагничивания; S_{xx} – полная мощность в режиме холостого хода; $S_{xx} = U_{1н} I_0$, где $U_{1н}$ – номинальное напряжение первичной обмотки в режиме холостого хода.

Из опыта короткого замыкания можно определить активное сопротивление обмотки r_1 и r_2 и индуктивное сопротивление рассеяния X_{s1} и X_{s2} :

$$r_1 + r_2 = \frac{P_{кз}}{I_{1н}^2} \cos \varphi_{кз} = \frac{P_{кз}}{S_{кз}} X_{s1} + X_{s2} = (r_1 + r_2) \operatorname{tg} \varphi_{кз} \quad (1.28)$$

где $I_{1н}$ – номинальный ток первичной обмотки; $P_{кз}$ – мощность потерь в режиме короткого замыкания; $S_{кз}$ – полная мощность в режиме короткого замыкания; $S_{кз} = U_{кз} I_{1н}$, где $U_{кз}$ – напряжение короткого замыкания; в этом опыте можно пренебречь сопротивлением цепи намагничивания r_0 и X_0 ввиду малости тока намагничивания по сравнению с номинальным.

В ряде схем силовых преобразователей работа силовых вентилях вызывает периодические кратковременные режимы короткого замыкания,

поэтому параметры X_{s1} , X_{s2} , r_1 , r_2 оказывают существенное влияние на работу схемы и их необходимо учитывать при расчете ее элементов. При этом в трансформаторах малой мощности преобладают активные сопротивления r_1 и r_2 , а индуктивными сопротивлениями рассеяния X_{s1} и X_{s2} обычно пренебрегают. В трансформаторах большой мощности, наоборот, учитывают только индуктивные сопротивления рассеяния X_{s1} и X_{s2} , которые значительно больше активных сопротивлений обмоток.

В ряде случаев преобразовательные трансформаторы работают в условиях подмагничивания постоянным магнитным потоком, например, тогда, когда по обмотке протекает однонаправленный пульсирующий ток. Подмагничивание уменьшает располагаемую индукцию для переменной составляющей магнитного потока, что приводит к необходимости снижения рабочего значения индукции, во избежание насыщения магнитопровода, что ухудшает массогабаритные показатели трансформатора. В некоторых случаях избежать постоянного подмагничивания магнитопровода трансформатора можно и конструктивным путем, что будет подробно рассмотрено ниже.

Потери в магнитопроводе, выполняемом в большинстве случаев из электротехнической стали, складываются из потерь на гистерезис и потерь на вихревые токи. Обе составляющие потерь зависят от частоты и амплитуды индукции в стали. Потери на гистерезис в меньшей степени зависят от частоты, чем потери на вихревые токи. Для снижения потерь на вихревые токи магнитопроводы трансформаторов и дросселей выполняют из тонкой листовой стали. Поскольку частота в силовых вентильных преобразователях во многих случаях изменяется в определенных диапазонах, то следует учитывать, что массогабаритные показатели трансформаторов и дросселей существенно улучшаются с увеличением частоты. Это связано с тем, что ЭДС, наводимая в обмотках трансформатора, имеет зависимость:

$$E = 4k_{\phi} W f B_m S, \quad (1.29)$$

где k_{ϕ} – коэффициент формы напряжения (для синусоиды $k_{\phi}=1,11$); W – число витков обмотки; f – частота преобразования; B_m – амплитуда индукции в сердечнике; S – сечение сердечника.

Из (1.29) следует, что с увеличением частоты f при неизменной величине ЭДС E необходимо уменьшать либо число витков W , либо индукцию B_m , либо сечение сердечника S . В любом случае это приводит к снижению массы и габаритов всего трансформатора. Учитывая, что потери в стали пропорциональны частоте в степени 1,3, а индукции B_m – в квадрате, то для исключения перегрева трансформатора приходится снижать индукцию с ростом частоты приблизительно

$$B \approx \frac{1}{f^{0,65}}$$

В связи с этим масса трансформатора с увеличением частоты сначала снижается быстро, затем значительно медленнее, а после достижения оптимального значения частоты масса снова начинает возрастать из-за увеличения потерь. Так, например, типовая зависимость удельной массы трансформатора ($\frac{\text{кг}}{\text{кВт}}$) из электротехнической стали Э360 толщиной 0,05 мм имеет вид, представленный на рис. 1.42.

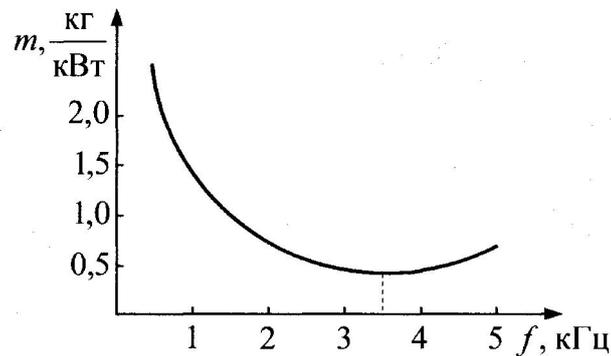


Рис. 1.42. Зависимость удельной массы трансформатора от частоты

Из приведенной зависимости следует, что оптимальное значение частоты для электротехнической стали находится в диапазоне 3...5 кГц. При более высоких частотах (5...15 кГц) находят применение сплавы железа с никелем – пермаллой, а при еще более высоких частотах (15...40 кГц) применяются ферритовые материалы.

Потери в обмотках трансформаторов состоят из основных – потери в активных сопротивлениях обмоток и дополнительных – потерь, вызываемых вытеснением тока в проводе (поверхностный эффект) при частотах свыше 1 кГц. Для уменьшения дополнительных потерь обмотки высокочастотных трансформаторов выполняются из многожильных проводов специальной конструкции.

При несинусоидальных напряжениях на обмотках трансформатора потери на вихревые токи определяют учитывая каждую гармоническую составляющую. Потери на гистерезис определяются по максимально возможному значению индукции в магнитопроводе, которое равно сумме амплитуд индукции от отдельных гармоник несинусоидального напряжения.

Дроссели в преобразовательной технике наиболее часто используются в качестве составных элементов фильтров постоянного и переменного тока. При этом на них выделяются отфильтрованные высокочастотные составляющие переменного напряжения несинусоидальной формы. Кроме того, они используются в цепях с импульсными напряжениями и токами в

качестве составных элементов колебательных LC -контуров и элементов, ограничивающих скорость нарастания импульсных токов. В мощных преобразовательных устройствах часто применяются реакторы (дрессели) с малой индуктивностью, но работающие при больших значениях напряжения и тока. Такие реакторы обычно выполняют без магнитопровода – воздушные. В целях уменьшения потоков рассеяния воздушные реакторы конструктивно выполняются в виде тороидов.

Контрольные вопросы

1. Принципы построения управления силовыми ключами.
2. Силовой ключ на основе биполярного транзистора.
3. Силовой ключ на основе *MOSFET*.
4. Силовой ключ на основе *IGBT*.
5. Силовой ключ на основе *SCR* (однооперационного тиристора).
6. Силовой ключ на основе *GTO*-тиристора (запираемого тиристора).
7. Статические и динамические параметры силовых ключей.
8. Особенности параллельного соединения силовых полупроводниковых ключей.
9. Особенности последовательного соединения силовых полупроводниковых ключей.
10. Что такое область безопасной работы силового полупроводникового ключа?
11. Основные параметры постоянных резисторов.
12. Маркировка современных постоянных резисторов.
13. Виды функциональных характеристик переменных резисторов.
14. Виды включения переменных резисторов.
15. Влияние высших гармоник напряжения на работу конденсатора.
16. Основные технические параметры, характеризующие режим работы конденсатора.
17. Объясните причину возникновения потоков рассеяния в индуктивных элементах.
18. Объясните влияние частоты на массогабаритные показатели индуктивных элементов.
19. Влияние высших гармоник на работу индуктивных элементов.
20. Влияние постоянного подмагничивания на работу индуктивных элементов.