



1.10. ТРАНЗИСТОРЫ В ИП

Широкое применение в ИЭП получили полупроводниковые транзисторы. Они используются в схемах усилителей, переключаемых схемах и в устройствах управления работой ИЭП. Наиболее популярными являются биполярные транзисторы, полевые транзисторы с изолированным затвором, биполярные транзисторы с изолированным затвором.

Биполярные транзисторы. Транзисторы в силовых узлах ИЭП импульсного действия работают в ключевом режиме, для которого характерно два основных состояния: в течение определенной части периода коммутации транзистор находится в *открытом (насыщенном) состоянии*, в течение оставшейся части периода – в *закрытом состоянии*. При переходе из закрытого состояния в открытое (процесс включения) или из открытого состояния в закрытое (процесс выключения) транзистор кратковременно находится в *активной области* – в течение доли или единиц микросекунд, что обычно на несколько порядков меньше длительности открытого или закрытого состояния.

При выборе типа транзистора и их числа, для конкретной схемы определяющими являются мгновенные значения напряжения в закрытом состоянии и тока в открытом состоянии, а также их сочетание в активной области. Предельно допустимые сочетания параметров приводятся в технических условиях на транзисторы в виде графика *области безопасной работы*, называемой также *областью максимальных режимов* (рис. 1.10.1). Типовая область безопасной работы транзистора размещена внутри ломаной линии, состоящей из четырех отрезков (1, 2, 3 и 4).

Максимальное граничное значение тока коллектора I_k (отрезок 1) определяется из условия допустимой плотности тока для выбранной структуры и конструкции транзистора. При увеличении плотности тока нагрев транзистора повышается, что приводит к снижению коэффициента усиления. Максимальная рассеиваемая мощность при работе транзистора в активной области ограничивается отрезком 2 и определяется допустимой температурой нагрева кристалла. Отрезок 3 ограничивает сочетания токов и напряжений, не вызывающих вторичный пробой транзисторной структуры. Отрезок 4 ограничивает значение напряжения $U_{кЭ0гр}$, которое соответствует напряжению первичного лавинного пробоя при разомкнутой цепи базы (т. е. когда ток базы $I_B = 0$).

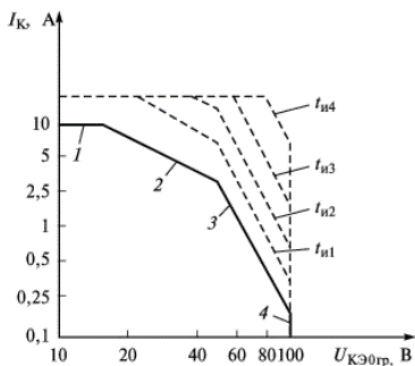


Рис. 1.10.1. Области безопасной работы транзистора для различных длительностей импульсов:

1–4 – отрезки, ограничивающие область безопасной работы

Положение отрезка 3 зависит от режима цепи управления транзистором. При обратном смещении цепи эмиттер-база в процессе выключения транзистора вторичный пробой наступает при меньших значениях импульсной мощности по сравнению с мощностью в режиме прямого смещения в процессе включения транзистора. Это объясняется концентрацией избыточных носителей, которая прямо пропорциональна значению запирающего тока во входной цепи транзистора.

Различают две разновидности вторичного пробоя: тепловой и токовый. *Тепловой вторичный пробой* обусловлен неоднородностью проводимости кристалла в отдельных местах и, следовательно, различными плотностью тока и температурой по поверхности кристалла. При повышении температуры ее неравномерность увеличивается, на поверхности образуются так называемые «горячие пятна» и через определенное время происходит полное проплавление кристалла в этих локальных областях, что приводит к короткому замыканию цепи эмиттер-коллектор. *Токовый вторичный пробой* происходит при критическом значении плотности тока, когда увеличение напряженности поля приводит к неконтролируемому умножению носителей в обедненном слое коллектора. При этом напряжение на транзисторе резко уменьшается до 5...8 В. Токовый вторичный пробой в отличие от теплового определяется импульсной мощностью и не зависит от времени нахождения



транзистора в области критического сочетания значений напряжения и тока.

При кратковременном нахождении транзистора в активной области и в области насыщения границы безопасной работы расширяются. На рис. 1.10.1 штриховыми линиями показаны смещения отрезков 2, 3 и 4 для различных значений длительности импульсов $t_{и1} > t_{и2} > t_{и3} > t_{и4}$.

При длительности импульса порядка десятков микросекунд работа транзистора определяется только максимальным током и мощностью вторичного пробоя (линия 3 укорачивается до нуля). Допустимый максимальный импульсный ток, как правило, в 2–3 раза превышает допустимый максимальный постоянный ток.

Область безопасной работы в технических условиях приводится обычно для определенной температуры корпуса транзистора (рис. 1.10.2). Для иного значения температуры необходимо учитывать перемещение линии 3 в соответствии с зависимостью допустимой рассеиваемой мощности $P_{рас}$ от температуры корпуса θ_k :

$$P_{рас} = (\theta_{пер} - \theta_k) / R_\theta,$$

где $\theta_{пер}$ – предельно допустимая температура перехода транзисторной структуры; R_θ – тепловое сопротивление между переходом транзисторной структуры и корпусом.

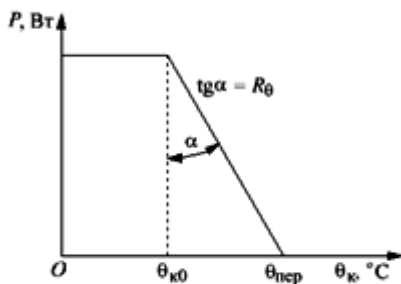


Рис. 1.10.2. Зависимость допустимой рассеиваемой мощности от температуры корпуса



Температура корпуса $\theta_{к0}$, выше которой начинается снижение допустимой рассеиваемой мощности (рис. 1.10.2), определяется из уравнения:

$$\theta_{к0} = \theta_{пер} - P_{рас.ном} R_{\theta} ,$$

где $P_{рас.ном}$ – номинальная длительно рассеиваемая мощность.

Положение отрезка 3 (см. рис. 1.10.1) незначительно зависит от температуры корпуса, особенно при токовом вторичном пробое. Отрезки 1 и 4 приводятся в технических условиях для всего интервала рабочих температур. Потери мощности в транзисторах, работающих в режиме переключения, состоят из потерь статических и динамических. *Статические потери* $P_{ст}$ определяются суммой потерь в состояниях насыщения $P_{нас}$ и отсечки $P_{отс}$:

$$P_{ст} = P_{нас} + P_{отс} = I_{д}^2 R_{нас} + I_{Бср} U_{БЭнас} + I_{КЭ} U_{КЭ} (1 - \gamma).$$

Здесь $I_{д}$ – действующее значение тока транзистора; $I_{Бср}$ – среднее значение тока базы; $R_{нас} = U_{КЭнас} / I_{Кном}$ – сопротивление насыщения; $U_{КЭнас}$ и $U_{БЭнас}$ – остаточные напряжения в режиме насыщения в силовой и входной цепях соответственно; $I_{КЭ}$ – ток коллектора закрытого транзистора; $U_{КЭ}$ — напряжение на закрытом транзисторе; $\lambda = t_{и} / T$ – коэффициент заполнения; $t_{и}$ – длительность импульса.

Динамические потери мощности $P_{дин}$ вычисляют из уравнения:

$$P_{дин} = P_{и.вкл} t_{вкл} / T + P_{и.выкл} t_{выкл} / T,$$

где $P_{и.вкл}$ и $P_{и.выкл}$ – импульсная (пиковая) мощность в процессе включения и выключения транзистора соответственно; T — период коммутации транзистора; $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ — эквивалентное время рассеяния мощности в процессе включения и выключения соответственно.

Значения $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ Определяются после приведения импульса мощности к прямоугольной форме с амплитудой $P_{и.вкл}$ и $P_{и.выкл}$ методом равенства площадей (Вт·с). Амплитуды импульсов мощности $P_{и.вкл}$ и $P_{и.выкл}$ можно определить осциллографированием траектории рабочей точки в процессе включения и выключения.



Для этого на канал Y высокочастотного осциллографа подается ток i_K , а на канал X — напряжение $u_{ЭК}$.

При выборе транзистора для работы в ключевом режиме учитываются следующие основные физические и конструктивно-технологические параметры:

- время рассасывания $t_{\text{рас}}$ – для обеспечения быстродействия ключа (должно быть минимальным);
- время включения (нарастания тока) $t_{\text{вкл}}$ и выключения (спада тока) $t_{\text{выкл}}$ – для снижения динамических потерь (минимально);
- ток загрузки $I_{\text{Ккл}}$ — классификационный ток, превышение которого технически нецелесообразно;
- потери $P_{\text{нас}}$ во включенном состоянии (минимальные);
- коэффициент передачи тока транзистора в ключевом режиме $h_{21\text{нас}}$, определяющий приведенные выше параметры и требуемую мощность предварительного усилителя;
- массу m_{min} (минимальную);
- площадь S_{min} , занимаемую корпусом транзистора на теплоотводе (минимальную);
- площадь кристалла транзистора $S_{\text{кр}}$ (минимальную).

Полное удовлетворение всех требований к транзистору не представляется возможным, так как некоторые из них являются взаимоисключающими. В большинстве практических случаев решающим является какой-либо один параметр, например коэффициент передачи $h_{21\text{нас}}$ при выборе транзистора для маломощных устройств управления или для синхронного выпрямителя. При больших рабочих токах важное значение приобретает напряжение $U_{\text{КЭнас}}$.

Параметры транзистора при работе в режиме переключения могут быть найдены при определенном значении так называемого классификационного тока загрузки транзистора $I_{\text{Ккл}}$, который является предельным при выборе рабочего тока коллектора I_K . Значение классификационного тока для конкретного типа транзистора выбирается по соображениям технической целесообразности и определяется из условия минимальных потерь мощности в транзисторе. В качестве количественного критерия насыщения при оценке классификационного тока принята мощность $P_{\text{нас min}}$.



В то же время показательной характеристикой транзистора в режиме переключения является коэффициент передачи тока. Его значение меняется при изменении тока коллектора. Ухудшение передаточных свойств транзистора с увеличением тока приводит к неравномерному изменению мощности статических потерь в транзисторе. При значении коллекторного тока, равного току $I_{Ккл}$, на графике зависимости $h(I_K)$ имеется точка перегиба (рис. 1.10.3). Наличие этой точки обусловлено в основном более резким увеличением потерь мощности в базовой цепи $P_{БЭнас}$ при превышении током коллектора значения $I_{Ккл}$.

На практике чаще используют зависимость $P_{БЭнас.опт} = U_{КЭ}(I_K/h)$ (рис. 1.10.4), точка перегиба которой определяет искомое значение классификационного тока. В табл. 1.10.1 приведены рекомендуемые значения классификационных токов нагрузки некоторых типов транзисторов при работе в ключевом режиме.

Таблица 1.10.1.

Классификационные токи транзистора

Тип транзистора	2Т836Б	286ЕПЗ	2Т866А	2Т945А
Классификационный ток, А	2	2	3,5	3,5

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы). Полевые транзисторы в настоящее время получили широкое распространение во всех областях электронной техники, в частности в ИЭП, постепенно вытесняя биполярные транзисторы. Разработано большое количество типов полевых транзисторов, однако в ИЭП нашли применение в основном мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы). Если в биполярном транзисторе управление осуществляется подачей тока в базу, то управление полевым транзистором осуществляется приложением напряжения к затвору, изолированному от силового р—п-перехода тонким слоем оксида. Сопротивление постоянному току в цепи управления весьма велико, поэтому полевой транзистор принято считать потенциальным прибором. Эта особенность полевого транзистора позволяет упростить схему управления его работой, существенно снижая значение мощности управляющего сигнала.

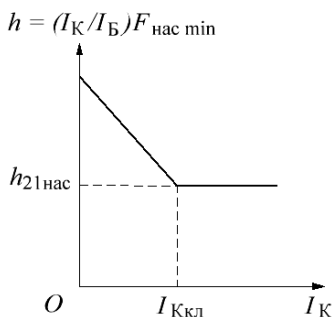


Рис.1.10.3. Зависимость коэффициента передачи тока транзистора в режиме минимальных потерь от тока коллектора

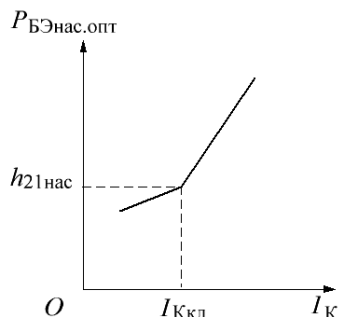


Рис.1.10.4. Зависимость потерь в базовой цепи транзистора в режиме оптимального насыщения

Вторым отличием полевого транзистора от биполярного является отсутствие неосновных носителей, что снижает время рассеивания практически до нуля.

Важным является повышенная теплоустойчивость полевых транзисторов. Рост температуры приводит к увеличению сопротивления открытого прибора и соответственно к уменьшению тока, что способствует нормальной работе приборов при их параллельном включении.

Однако не следует считать, что полевой транзистор является идеальным прибором при работе в режиме ключа. Его применение в электронных схемах имеет свои особенности.

На рис. 1.10.5 приведена структура вертикального МДП-транзистора с коротким каналом, обладающего высоким пробивным напряжением, оптимальным использованием площади кристалла и хорошим теплоотводом. Двойная имплантация с коротким каналом обеспечивает высокую скорость нарастания тока. Металлизация истока соединяет отдельные элементы структуры параллельно и создает короткое замыкание между областями n^+ и p истока. Вследствие этого образуется короткое замыкание между базой и эмиттером паразитного вертикального биполярного транзистора $n^+ - p - n^-$. Это необходимо, чтобы избежать включения транзистора во время динамических процессов, например вследствие высокой скорости нарастания напряжения. С другой стороны, образуется внутренний обратный диод между базой и коллек-

тором (p - n -переход), так что при отрицательном напряжении между стоком и истоком МДП-транзистор проводит обратный ток.

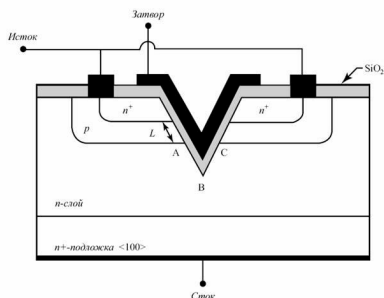


Рис. 1.10.5. Структура вертикального МДП-транзистора [1]

Принцип работы МДП-транзистора поясняет рис. 1.10.6. В закрытом состоянии (рис. 1.10.6 а) под затвором образуется зона объемного заряда ЗОЗ, что препятствует протеканию тока стока. Электрическая прочность перехода зависит, как и у диодов, от легирования и толщины n -области: чем ниже легирование и чем больше толщина, тем выше пробивное напряжение. Обратный ток стока незначителен и составляет несколько наноампер.

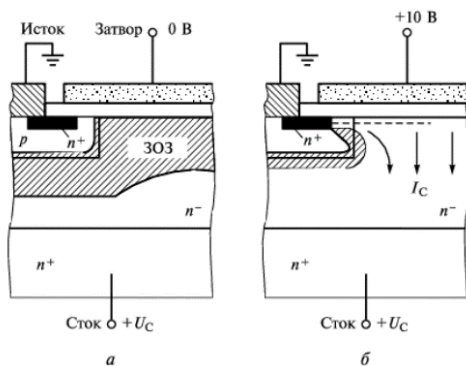


Рис. 1.10.6. Принцип работы МДП-транзистора [6]:
а – закрытое состояние; б – открытое состояние

При положительном напряжении между затвором и истоком происходит инжекция носителей заряда, канал переходит от запертого состояния в проводящее и МДП-транзистор открывается (рис. 1.10.6.б). Ток стока течет только тогда, когда управляющее напря-



жение $U_{зи}$ превышает пороговое напряжение затвора $U_{зипор}$, которое составляет 2,1...4 В и имеет отрицательный температурный коэффициент. Этим достигается собственная термическая стабильность при высоких токах (вторичный пробой отсутствует). При повышении управляющего напряжения выше порогового напряжения затвора ток стока увеличивается соответственно передаточной характеристике, представленной на рис. 1.10.7. При управляющем напряжении ниже порогового напряжения затвора транзистор полностью заперт. В то же время отрицательное управляющее напряжение затвора не повышает степень запираения транзистора. Максимальное значение управляющего напряжения составляет $\pm(20...30В)$ в зависимости от типа транзистора. Превышение этого значения даже кратковременно недопустимо, иначе транзистор может выйти из строя.

Выходные характеристики МДП-транзистора (см. рис. 1.10.7) содержат важную информацию о взаимосвязи между током стока I_c , напряжением сток-исток $U_{си}$ и управляющим напряжением $U_{зи}$. В открытом состоянии транзистор можно рассматривать как омическое сопротивление, т. е. отрицательный ток стока также может протекать, но только до момента, пока не будет превышено пороговое напряжение внутреннего обратного диода. Напряжение обратного диода в открытом состоянии составляет 1...1,5 В.

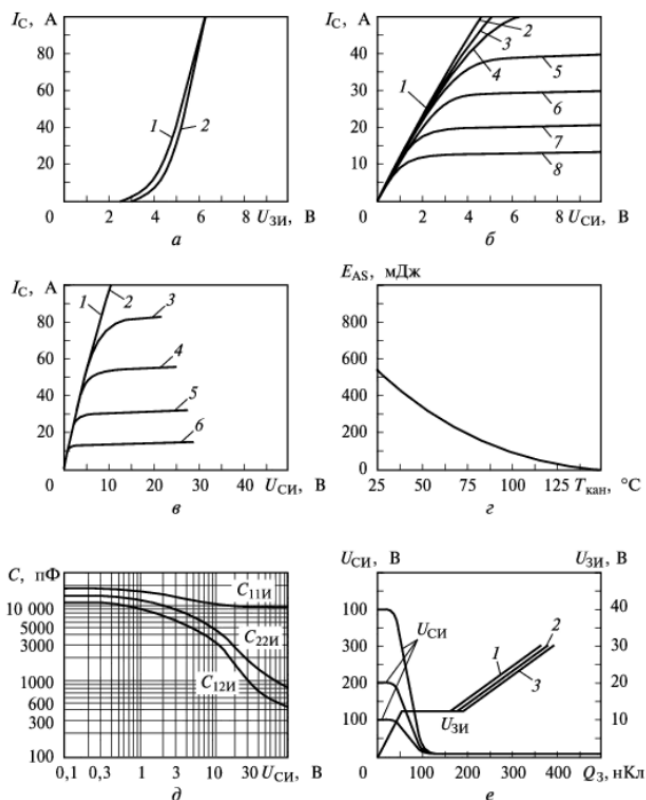


Рис. 1.10.7. Характеристики МДП-транзистора типа 2SK3131 [isc N-Channel MOSFET Transistor 2SK1322. INCHANGE Semiconductor isc Product Specification (<http://www.iscsemi.cn/>)]:
а – передаточные характеристики при $U_{СИ} = 20$ В (*1* – при $T_k = 100$ °С; *2* – при $T_k = 25$ °С); *б* – выходные характеристики при $T_k = 25$ °С в координатных осях $I_C \leq 50$ А и $U_{СИ} \leq 10$ В (*1* – $U_{ЗИ} = 15$ В; *2* – $U_{ЗИ} = 10$ В; *3* – $U_{ЗИ} = 6$ В; *4* – $U_{ЗИ} = 5,5$ В; *5* – $U_{ЗИ} = 5,25$ В; *6* – $U_{ЗИ} = 5$ В; *7* – $U_{ЗИ} = 4,75$ В; *8* – $U_{ЗИ} = 4,5$ В); *в* – выходные характеристики при $T_k = 25$ °С в координатных осях $I_C \leq 100$ А и $U_{СИ} \leq 50$ В (*1* – $U_{ЗИ} = 15$ В; *2* – $U_{ЗИ} = 10$ В; *3* – $U_{ЗИ} = 6$ В; *4* – $U_{ЗИ} = 5,5$ В; *5* – $U_{ЗИ} = 5,25$ В; *6* – $U_{ЗИ} = 5$ В; *7* – $U_{ЗИ} = 4,75$ В; *8* – $U_{ЗИ} = 4,5$ В); *г* – допустимая энергия при лавинном пробое при $I_C = 50$ А, $U_{ВХ} = 90$ В, $L = 375$ мкГц; *д* – зависимости емкостей транзисторов от $U_{СИ}$; *е* – зависимости напряжений $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ от полного заряда затвора Q_3 (*1* – $U_{СИ} = 100$ В; *2* – $U_{СИ} = 400$ В) при $I_C = 50$ А, $T_k = 25$ °С



Типовая область безопасной работы МДП-транзистора при постоянном токе стока и в импульсном режиме приведена на рис. 1.10.8. Следует отметить высокую нагрузочную способность транзистора по току. Например, допустимый ток стока в импульсном режиме в 4 раза выше номинального. Допустимый ток стока определяет кроме граничного постоянного тока стока полное термическое сопротивление R_T ; (кристалл — охлаждающая среда).

Вследствие коротких времен переключения больших токов появляются пиковые напряжения, которые могут превышать пробивное напряжение транзистора $U_{СИпроб}$. Как показано на рис. 1.10.7, z , температура канала $T_{кан}$ ограничивает допустимую энергию E_{AS} , которая может выделяться в транзисторе. На практике необходимо учитывать, что в транзисторе возникают потери переключения и от прямого тока.

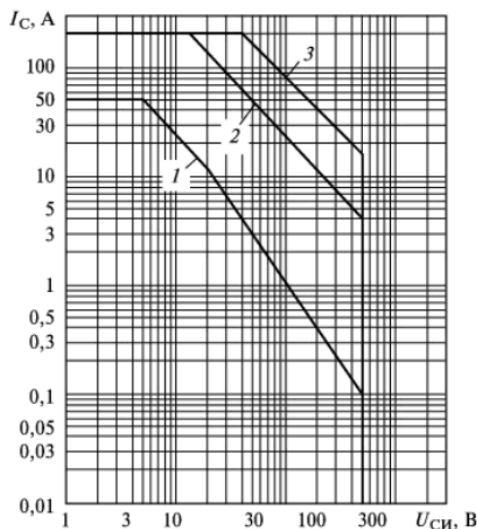


Рис. 1.10.8. Типовая область безопасной работы МДП-транзистора [4, 31]:

1 – при постоянном токе; 2 – при импульсном токе, $\tau_i = 1$ мс; 3 – при импульсном токе, $\tau_i = 100$ мкс

На рис. 1.10.9 приведена упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора. Поскольку на одной подложке обычно находятся более 10 000 параллельно включенных отдельных транзи-



сторов, эквивалентная схема дает лишь некоторое приближение к реальной конструкции. Паразитные емкости и сопротивления являются распределенными и зависят от напряжения сток-исток. Большое влияние на процесс переключения имеет так называемая емкость Миллера C_{Mi} , т. е. емкость между затвором и стоком $C_{зс}$. Она существенно зависит от напряжения. На рис. 1.10.10 показаны изменения емкостей входной $C_{11и}$; проходной $C_{12и}$ и выходной $C_{22и}$ в зависимости от напряжения $U_{си}$. Измерение отдельных емкостей возможно только в виде связанных величин. Основной проблемой применения МДП-транзистора является наличие сопротивления в открытом состоянии $R_{сиоткр}$, которое состоит из паразитных сопротивлений и увеличивается с повышением пробивного напряжения $U_{пр}^a$ ($a=1,6 - 2,5$ – по данным разных производителей) и температуры кристалла. Параллельное включение МДП-транзисторов приводит к снижению сопротивления.

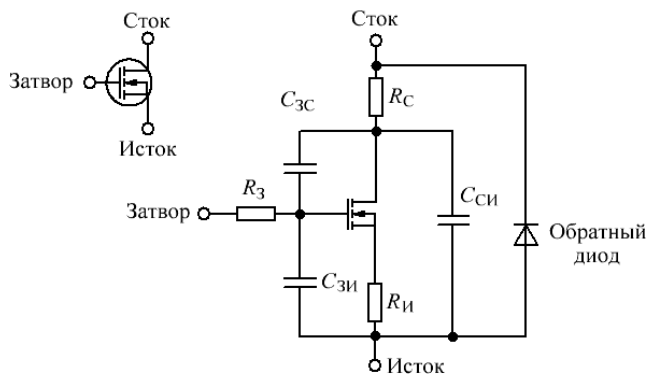


Рис. 1.10.9. Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора

Рассмотрим более подробно процессы, происходящие при работе МДП-транзистора.

В процессе переключения управление МДП-транзистором производится напряжением. Поэтому для управления по затвору требуется незначительная мощность. Однако всякое изменение режима требует перезаряда входных емкостей $C_{11и} \approx C_{зи} + C_{зс}$. Время переключения МДП-транзистора определяется только перезарядом входных емкостей, особенно емкости Миллера, и внутренним со-



противлением транзистора. Выбор внутреннего сопротивления управляющего устройства R_i позволяет установить время переключения в широком диапазоне. На выбор этого сопротивления ограничения сверху накладывают повышенные потери переключения, а снизу – ток перезаряда входных емкостей и колебания, вызванные индуктивностью управляющего контура. На рис. 1.10.10 приведены типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора при омической и индуктивной нагрузках (масштабы $U_{зи}$ и $U_{си}$ различны).

В процессе включения при подаче управляющего напряжения на МДП-транзистор в момент t_0 растет напряжение затвор–исток $U_{зи}$ соответственно заряду входных емкостей. Когда в момент t_1 напряжение достигает порогового напряжения затвора $U_{зипор}$ ток стока I_C начинает возрастать, а напряжение $U_{си}$ при омической нагрузке – падать. В момент t_2 , напряжение сток–исток $U_{си}$ равно напряжению затвор–исток $U_{зи}$ и начинает оказывать влияние повышенная емкость Миллера.

В период времени от t_2 до t_3 ; транзистор работает в качестве интегратора Миллера, т. е. напряжение затвор–исток остается постоянным, ток затвора течет через емкость Миллера и напряжение сток–исток еще более снижается. В течение времени от t_3 до t_4 ; входная емкость заряжается до уровня приложенного управляющего напряжения. При индуктивной нагрузке в период времени от t_1 до t_3 напряжение сток–исток остается постоянным, но с момента t_2 ток стока превышает нагрузочный ток стационарного режима, так как обратный ток включенного параллельно с индуктивностью диода нагружает транзистор дополнительно. После спада обратного тока диода напряжение сток–исток снижается в зависимости от перезаряда емкости Миллера. Надо иметь в виду, что высокая скорость нарастания тока стока при низкоомном управлении МДП-транзистора может вызывать перенапряжения в схеме. В течение времени от t_4 до t_6 транзистор снова работает в режиме интегратора Миллера.

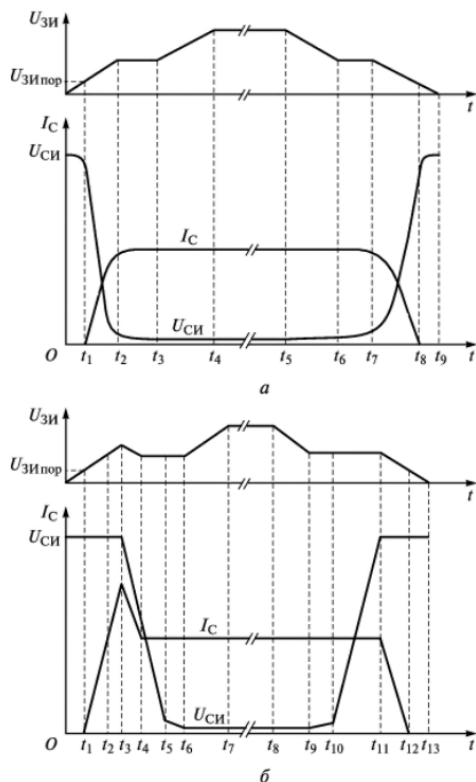


Рис. 1.10.10 Типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора при омической (а) и индуктивной (б) нагрузках [1]

Напряжение затвор-исток повышается к моменту времени t_7 до уровня приложенного управляющего напряжения.

Интервал между моментом времени, когда достигает 10 % своего конечного значения, и моментом времени, когда $U_{зи}$ уменьшается до 10 % своего начального значения, называется *временем включения* $t_{вкл.}$

Процесс выключения МДП-транзистора начинается в момент времени t_5 при омической или в момент времени t_8 при индуктивной нагрузке, когда снимается управляющее напряжение. При этом входная емкость разряжается через внутреннее сопротивление управляющего устройства. Напряжение затвор-исток падает, значение тока стока не изменяется. В течение времени от t_6 до t_7



(или от t_9 до t_{10} при индуктивной нагрузке) транзистор действует опять как интегратор Миллера: напряжение затвор-исток остается постоянным, напряжение сток-исток повышается. В момент t_7 напряжение затвор-исток сравнивается с напряжением сток-исток и емкость Миллера снижается, ток стока падает. В случае индуктивной нагрузки ток стока из-за действия индуктивности остается еще постоянным до момента t_{11} , когда ток нагрузки переходит на включенный параллельно индуктивности диод. Транзистор закроется в момент времени t_8 (или t_{12}), когда напряжение затвор-исток достигнет порогового напряжения затвора. В период времени от t_8 до t_9 (или от t_{12} до t_{13}) происходит разряд входных емкостей.

Интервал между моментом времени, когда напряжение $U_{зи}$ уменьшится до 90 % своего начального значения, и моментом времени, когда напряжение $U_{си}$ достигнет 90 % своего конечного значения, называется *временем выключения* $t_{\text{выкл}}$.

МДП-транзистор с быстродействующим обратным диодом. Важным параметром МДП-транзистора является время обратного восстановления, которое увеличивается с повышением пробивного напряжения и составляет 100...1800 нс. Характеристики обратного восстановления (заряд $Q_{\text{вос}}$, время $t_{\text{вос}}$) оказываются гораздо хуже, чем у специальных диодов с малым временем обратного восстановления, которые применяются в качестве антипараллельных диодов в биполярных транзисторах. Например, у биполярного транзистора 1GR4PC40D заряд обратного восстановления диода $Q_{\text{вос}} = 100$ нКл, а время обратного восстановления $t_{\text{вос}} = 50$ нс. У МДП-транзистора типа 2SK3131 заряд обратного восстановления внутреннего диода $Q_{\text{вос}} = 380$ нКл, а время обратного восстановления $t_{\text{вос}} = 105$ нс.

Большой заряд обратного восстановления внутреннего диода МДП-транзистора приводит к большим потерям включения и токовым перегрузкам в полумостовых и мостовых схемах. Для устранения этого недостатка рекомендуется заменить диод параллельно-последовательным включением двух быстрых диодов. При этом, естественно, возрастут потери проводимости.

Рассмотрим, как осуществляется управление работой МДП-транзистора. Перед приложением рабочего напряжения к переходу сток-исток необходимо, чтобы затвор был подключен к системе управления и не был открытым. В противном случае емкость затвор-исток заряжается через емкость затвор-сток и транзистор включается без управляющего сигнала. Чтобы избежать этого,



нужно включить низкоомное сопротивление между затвором и истоком и обеспечить отключение управляющего напряжения перед приложением рабочего напряжения к переходу сток-исток.

Для расчета управляющего устройства целесообразно использовать заряд затвора Q_z . (рис. 1.10.6, *e*), состоящий из заряда затвор-исток $Q_{зи}$ и заряда затвор-сток $Q_{зс}$.

В этом случае максимальный управляющий ток определяется по выражению:

$$i_z = Q_z / t_{\text{вкл}},$$

а управляющая мощность – по выражению:

$$P_z = Q_z U_{зи} f,$$

где f – частота тока.

Для включения МДП-транзистора требуется энергия от управляющего устройства, причем ее значение невелико. Выключение МДП-транзистора не требует энергии, так как емкости разряжаются полностью.

Схема управления работой МДП-транзистора должна обладать следующими свойствами:

- низким динамическим внутренним сопротивлением, вследствие чего обеспечивается заряд и разряд входной емкости $C_{\text{ин}}$ транзистора, напряжение затвора между циклами перезаряда должно оставаться постоянным, а влияние со стороны стока должно быть минимальным;

- возможностью настройки времени нарастания при сохранении низкого сопротивления, кроме подбора RC-цепочки существуют также другие возможности изменения переключающего фронта (рис. 1.10.11);

- плавающим потенциалом транзисторов в мостовых схемах, работа транзисторов в мостовых схемах, например в инверторах, требует потенциальной развязки, чтобы избежать влияния на управляющее устройство, необходимо обеспечивать малые емкостные связи;

- управляющим напряжением при выключении транзисторов, время выключения транзистора зависит от разряда емко-



сти затвора, чтобы ускорить время выключения, рекомендуется замкнуть емкости затвора или приложить отрицательное управляющее напряжение;

– малой емкостью связи между контуром управления и контуром нагрузки для снижения влияния помех на управляющее устройство, например вследствие больших скоростей нарастания напряжения в цепи нагрузки, при этом могут иметь место значительные импульсные помехи даже при сравнительно малой емкости;

– плотной конструкцией с минимальной индуктивностью, целесообразным является размещение усилителя управления непосредственно у контактов МДП-транзистора.

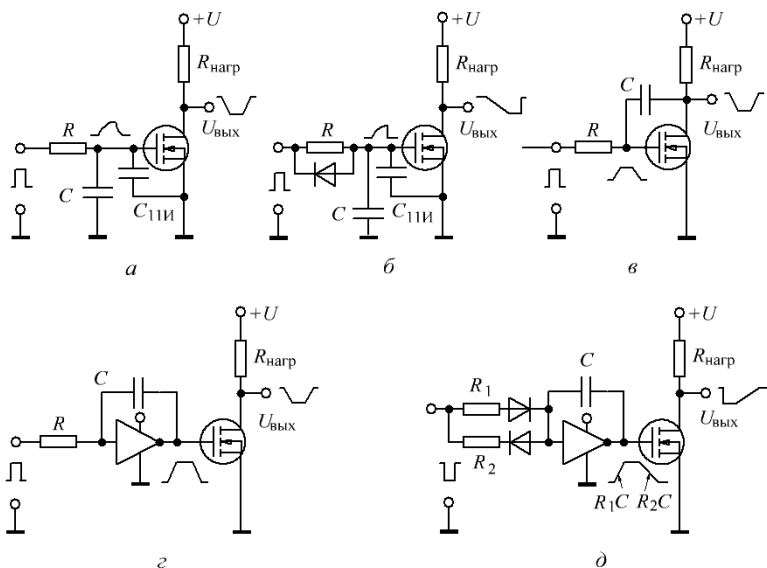


Рис. 1.10.11. Варианты схем управления МДП-транзистором для изменения крутизны управляющего сигнала: *а* – RC-цепочка; *б* – диод; *в* – емкость обратной связи; *г, д* – интегратор

При параллельном включении МДП-транзисторов их сопротивление в открытом состоянии повышается с увеличением температуры, и нагрузка автоматически распределяется между транзисторами. Если в одном из транзисторов ток повышается, то транзистор нагревается, его сопротивление в от-

крытом состоянии увеличивается, ток стока уменьшается и устойчивое состояние восстанавливается. При параллельном соединении транзисторов необходимо соблюдать следующие правила:

- применение транзисторов одного типа; в зависимости от обстоятельств отбор транзисторов по пороговому напряжению затвора;
- симметричное расположение на стороне нагрузки;
- короткие длины проводов (низкие индуктивности);
- возможно низкие емкостные связи;
- взаимная развязка затворов при помощи сопротивлений развязки (от 10 до 100 Ом для каждого транзистора) или применение отдельных схем управления, как приведено на рис. 1.10.12.

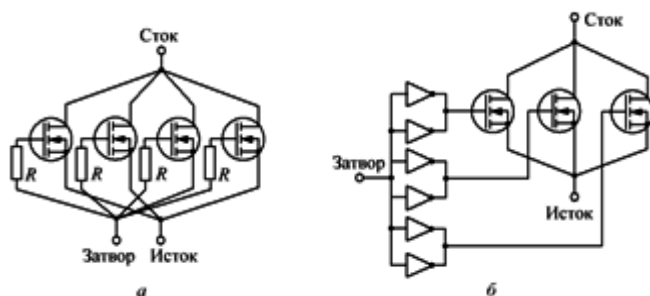


Рис. 1.10.12. Управление параллельно включенными МДП-транзисторами по цепям затворов с помощью: *а* – резисторов; *б* – операционных усилителей

Рассмотрим особенности построения схем управления работой МДП-транзистора. Простейшая схема управления приведена на рис. 1.10.13, *а*. Параллельное включение нескольких таких логических схем позволяет согласовать выходной ток с необходимым управляющим током МДП-транзистора.

Другим вариантом является управление МДП-транзистором от комплементарных маломощных транзисторов с МДП-структурой или биполярных транзисторов (рис. 1.10.13, *б*). В усилителе на рис. 1.10.13, *в* используется схема с эмиттерным повторителем. Быстродействующая схема управления с усилителем по схеме Дарлингтона на комплементарных транзисторах показана на рис. 1.10.13, *г*.

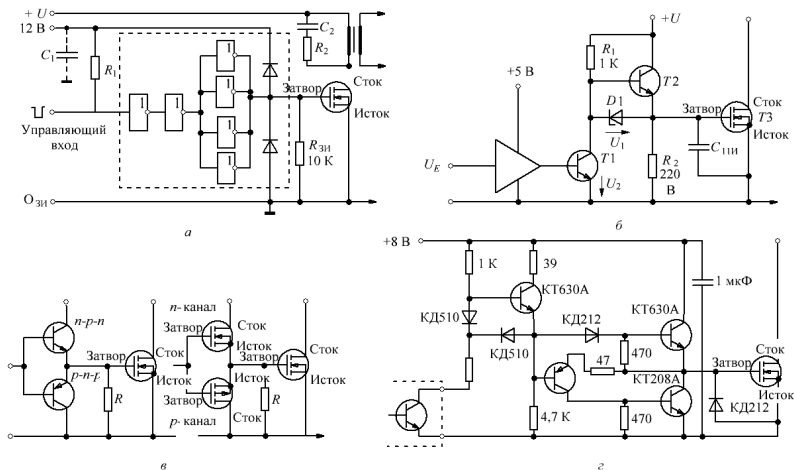


Рис.1.10.13. Варианты схем управления МДП-транзисторами

Важным для работы МДП-транзистора в ИЭП является его защита от перенапряжения. Благодаря устойчивости МДП-транзистора к лавинному пробое перенапряжения являются опасными только в случае короткого замыкания, когда значения токов пробоя превышают допустимые. Эффективную защиту можно обеспечить работой по схеме с зенеровским диодом (рис. 1.10.14). Зенеровский диод $V3$ защищает электрод затвора от перенапряжения. Диод выбирается для конкретных значений напряжения и ударного тока. Дополнительный зенеровский диод $V1$ с соответствующим напряжением и обыкновенный диод $V2$ между стоком и затвором защищают транзистор от пробоя. Если в закрытом состоянии напряжение сток-исток превышает сумму напряжения зенеровского диода, порогового напряжения диода и порогового напряжения затвора, то транзистор включается. Открытие транзистора препятствует его разрушению из-за неконтролируемого пробоя. Различают два вида короткого замыкания: МДП-транзистор включается на короткое замыкание; короткое замыкание происходит в открытом состоянии МДП-транзистора.

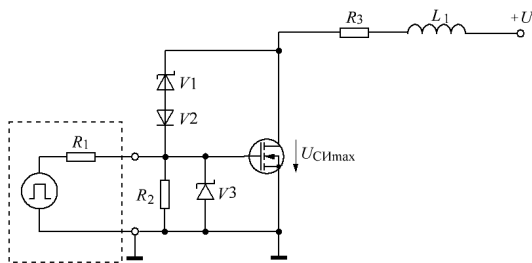


Рис. 1.10.14. Защита МДП-транзистора от перенапряжения в схеме с зенеровским диодом

Защита от короткого замыкания осуществляется контролем напряжения сток-исток транзистора. Контроль должен начинаться при включении транзистора после времени запаздывания в момент, когда напряжение сток-исток достигает стационарного значения. Вследствие этого короткие замыкания первого вида определяются с задержкой, а короткие замыкания второго вида – без задержки. Время запаздывания следует выбирать меньше, чем самая короткая длительность импульса из области безопасной работы МДП-транзистора (см. рис. 1.10.10). При превышении допустимого значения напряжения сток-исток рекомендуется выключить транзистор за возможно короткое время.

Силовые МДП-транзисторы изготавливают в пластмассовых или металлических корпусах, а также в виде модулей. Применение полностью изолированных модулей особенно целесообразно в инверторах повышенной и высокой частоты. Модули выпускают в виде отдельных ключей или полумостовых схем с быстродействующими обратными диодами. Значения параметров некоторых импортных силовых МДП-транзисторов приведены в табл. 1.10.2.



Таблица 1.10.2.

Значения параметров импортных МДП-транзисторов

Тип транзистора	Параметры					
	Тип проводимости	$U_{СИотк}, В$	$I_C, А$	$R_{СИ}, Ом$	$P_{max}, Вт$	Тип корпуса
1RFP460	n	500	20	0,27	–	ТО-247
MTY30N50E	n	500	30	0,15	300	ТО-264
2SK3131	n	500	50	0,085	250	ТО-3P(L)

Параметры некоторых отечественных МДП-транзисторов с горизонтальной и вертикальной структурами приведены в табл. 1.10.3 и 1.10.4 соответственно.

Таблица 1.10.3.

Значения параметров МДП-транзисторов с горизонтальной структурой

Тип транзистора	$I_{Cmax}, А$	$U_{СИmax}, В$	$S, mA / В$	$C_{зи}, пФ$	$R_{СИ}, Ом$
КП901	2	85	120	40	8
КП902	0,2	70	20	6,5	50
КП904	7,5	100	450	180	2
КП905	0,3	60	30	5	33
КП907	2,2	60	185	20	5
КП908	0,3	55	32	3,8	30

Биполярные транзисторы с изолированным затвором – БТИЗ (IGBT). Биполярный транзистор с изолированным затвором (рис. 1.10.15) является комбинацией биполярного и МДП-транзистора и отличается по структуре от МДП-транзистора $p^+ - n$ -переходом на стороне стока (коллектора). Управление транзистором осуществляется как у МДП-транзистора напряжением затвора, поэтому мощность управления сравнительно мала.



Таблица 1.10.4.

Значения параметров МДП-транзисторов с вертикальной структурой

Тип транзистора	Тип проводимости	$U_{СИ\max}$, В	I_C , А	$R_{СИотк}$, Ом	C_{11} , пФ	$P_{рас}$, Вт	Тип корпуса
2П701А 2П701Б	<i>n</i>	500 400	9	1100	1,5 1,2	40	КТ-57
2П703А 2П703Б	<i>p</i>	150 100	12	0,85 0,7	1500	60	КТ-57
КП704А КП704Б	<i>n</i>	200	10	0,35 0,5	1350	75	КТ-28-2
КП705А КП705(Б,В)	<i>n</i>	1000 800	6 7	3,7 2,5	1500	125	КТ-9
2П706А 2П706(Б,В)	<i>n</i>	500 400	20	0,65 0,4...0,6	2500	100	КТ-61А
2П803А 2П803Б	<i>n</i>	1000 800	3 4,5	4,5 4,0	1100	60	КТ-57
КП804	<i>n</i>	60	4	0,45	150	2	КТ-27
КП805	<i>n</i>	600	8	1,6	1500	60	КТ-28
КП921	<i>n</i>	45	15	0,3	1500	60	КТ-28
2П922А 2П922Б	<i>n</i>	100	15... 20	0,2 0,4	1700	75	КТ-9
КП922(А,А1) КП922(Б,Б1)	<i>n</i>	100	15... 20	0,2 0,2	1700	60	КТ-9(А,Б) КТ-28(А1,Б1)

Достаточно высокое напряжение затвора $U_{зз}$ вызывает инжекцию электронов в канале. Образующийся ток электронов, со своей стороны, ведет к инжекции носителей заряда (дырок) в базовую зону n^- . Из-за этого, по сравнению с МДП-транзистором, снижается сопротивление в открытом состоянии и БТИЗ работает как биполярный транзистор. Максимальное запирающее напряжение коллектор-эмиттер, возможно использовать без временного ограничения в стационарном закрытом состоянии и высокой скорости

как в начале, так и в конце процессов переключения. Для обеспечения низкого напряжения в открытом состоянии и высокой скорости переключения в схемах с БТИЗ отказываются от запирания в обратном направлении. Поэтому в БТИЗ-модулях параллельно транзистору включают быстродействующий диод.

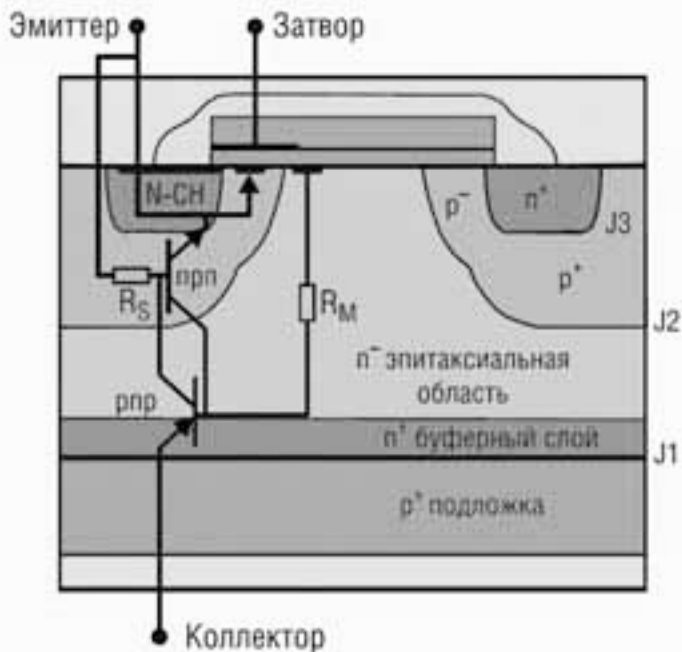


Рис. 1.10.15. Структура *n*-канального БТИЗ (IGBT) [1]

Поскольку БТИЗ, как и МДП-транзисторы, управляются не током, а напряжением, то БТИЗ одного типоминнала можно соединять параллельно без выравнивающих резисторов в цепях эмиттеров.

Как видно по выходным характеристикам БТИЗ типа BMS300GA120DN2, приведенным на рис. 1.10.16, при определенном значении тока I_K напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ}$ уменьшается с повышением напряжения затвора $U_{ЗЭ}$ до значения насыщения $U_{КЭнас}$. Максимальное напряжение между затвором и эмиттером составляет ± 20 В. При более высоких значениях напряжения затвора параметры транзистора могут измениться.



Область безопасной работы БТИЗ при постоянном токе ив импульсном режиме показана на рис. 1.10.17. *а*. Как следует из характера изменения области безопасной работы, при выключении БТИЗ обеспечивается его высокая перегрузочная способность. В случае короткого замыкания первого вида напряжение затвора +15 В ограничивает коллекторный ток до значения, лежащего в допустимой области.

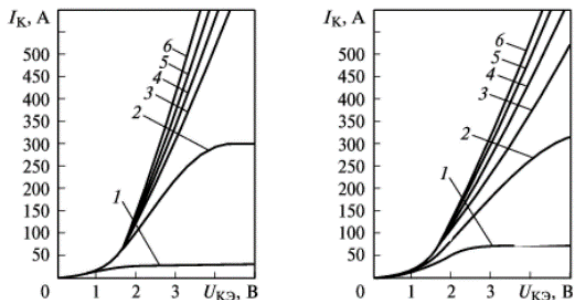


Рис. 1.10.16. Выходные характеристики БТИЗ (BMS300GA120DN2) [BSM 200 GA 120 DN2. Eupec. 1997.

<http://www.eupec.com/>]:

a – $t_{и}=80$ мкс; $T_k = 25$ °С; *б* – $t_{и}=80$ мкс; $T_k = 125$ °С; 1 – $U_{зэ}=7$ В; 2 – $U_{зэ}=9$ В; 3 – $U_{зэ}=11$ В; 4 – $U_{зэ}=13$ В; 5 – $U_{зэ}=15$ В; 6 – $U_{зэ}=17$ В

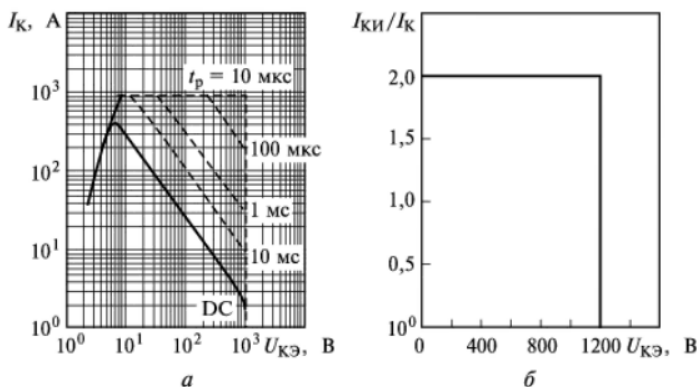


Рис. 1.10.17. Область безопасной работы БТИЗ (BMS300GA120DN2) [BSM 200 GA 120 DN2. Eupec. 1997.

<http://www.eupec.com/>]:

a – для постоянного тока и импульсного режима; *б* – для выключения



В течение времени короткого замыкания из-за нагревания прибора падает коллекторный ток. Режим короткого замыкания при уже открытом транзисторе (короткое замыкание второго вида) является опасным. Растущий ток приводит к высокой скорости нарастания напряжения коллектор–эмиттер и вследствие наличия емкости Миллера к повышению напряжения затвора. При спаде результирующего тока до стационарного значения из-за паразитных индуктивностей возникают перенапряжения. Чтобы их избежать, рекомендуется ограничивать напряжение затвора, например зенеровским диодом. Биполярные транзисторы с изолированным затвором устойчивы при коротком замыкании до полного предельного напряжения коллектор–эмиттер.

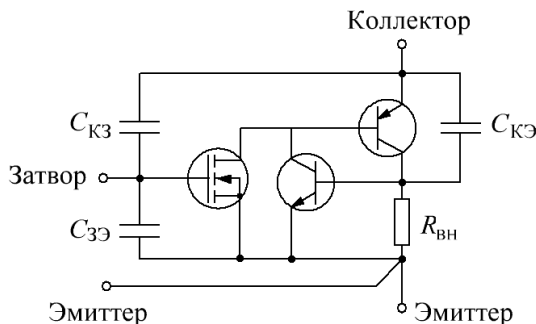


Рис. 1.10.18. Эквивалентная схема БТИЗ

Эквивалентная схема БТИЗ приведена на рис. 1.10.18. Как и у МДП-транзистора, у БТИЗ паразитные емкости влияют на процесс переключения. Внутренний $p-n-p$ -транзистор и паразитный $n-p-n$ -транзистор БТИЗ образуют *тиристорную* структуру. При большом токе и высокой скорости выключения (di/dt) этот тиристор может включиться (Latch-up-эффект) и БТИЗ нельзя будет управлять. Проводимость в обратном направлении, как и у МДП-транзистора, не существует из-за дополнительного коллекторного $p-n$ -перехода.

Рассмотрим процессы, происходящие в транзисторе БТИЗ при его работе. Свойства униполярного и биполярного транзисторов определяют процессы переключения, характеризующиеся изменениями напряжения и тока (рис. 1.10.19). Если затвор и эмиттер короткозамкнуты, БТИЗ находится в закрытом состоянии. Объемный



заряд, как и у МДП-транзистора, блокирует протекание коллекторного тока.

В процессе включения БТИЗ при подаче на затвор напряжения выше порогового напряжения затвора $U_{з\text{пор}}$ включается МДП-транзистор, так что коллекторный ток $I_{к\text{почт}}$ скачкообразно растет (см. рис. 1.10.19). После этого коллекторный ток повышается из-за инжекции дырок из p^+ -области эмиттера, причем снижается внутреннее сопротивление $R_{\text{пл}}$, и дополнительные дырки проходят к эмиттеру через p - n - p -транзистор. Нарастание коллекторного тока последнего определяет время включения БТИЗ. В полумостовых и мостовых схемах через открывающийся транзистор текут ток нагрузки (ограниченный параметрами нагрузки) и ток через обратный диод противоположного транзистора (в зарубежной литературе противоположный транзистор и соответствующий ему обратный диод называют оппозитными), ограниченный только характеристиками проводимости. На рис. 1.10.20 приведены осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включающегося на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме при использовании быстрого (рис. 1.10.20, а) или идеального (рис. 1.10.20, б) оппозитного диода. Разница между осциллограммами показывает вклад процесса обратного восстановления диода в энергию включения. Этот вклад, как правило, учитывается в значении энергии включения $E_{\text{вкл}}$. Параметр $I_{L\text{max}}$ (максимальный ток при индуктивной нагрузке) гарантирует, что транзистор способен коммутировать ток индуктивной нагрузки и при этом обеспечивать прямоугольную область безопасной работы (ОБР) в режиме тяжелого переключения, т. е. при большом токе и высоком напряжении одновременно.

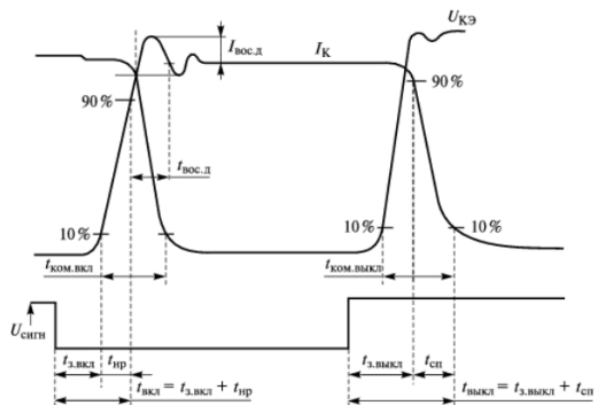


Рис. 1.10.19. Характеристики тока и напряжения при включении и выключении БТИЗ [1]:

$t_{\text{вкл}}$ – время включения; $t_{\text{выкл}}$ – время выключения; $t_{\text{з.вкл}}$ – время задержки включения; $t_{\text{з.выкл}}$ – время задержки выключения; $t_{\text{нр}}$ – время нарастания; $t_{\text{сп}}$ – время спада; $t_{\text{вос.д}}$ – время обратного восстановления диода; $t_{\text{ком.вкл}}$ – время коммутации при включении; $t_{\text{ком.выкл}}$ – время коммутации при выключении

Для выключения БТИЗ отрицательное управляющее напряжение не требуется. Достаточно замкнуть накоротко затвор с эмиттером, при этом емкость между затвором и эмиттером разряжается. Когда напряжение затвора становится ниже порогового значения, исчезает канал и электропитание и n^- зоны с электронами прерывается.

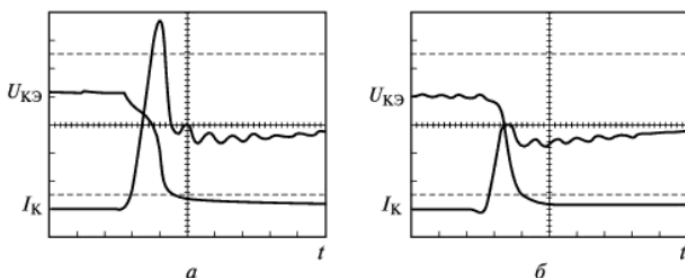


Рис. 1.10.20. Осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включенного на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме с быстрым диодом (а) и идеальным диодом (б) [1]



Рекомбинация остальных накопленных носителей заряда в n -области поддерживает остаточный ток, который почти не зависит от температуры кристалла. На рис. 1.10.21 приведены осциллограммы выключения БТИЗ, на которых виден процесс затягивания тока в то время, когда напряжение $U_{КЭ}$ достигло максимального значения.

Остаточный ток можно снизить различными способами, однако полностью избавиться от него не удастся, поэтому энергия выключения всегда остается больше энергии включения (рис. 1.10.22). Значение энергии выключения $E_{\text{выкл}}$ с учетом остаточного тока для ряда транзисторов приводится в справочных данных производителей, что упрощает расчет потерь. Достижение высоких динамических характеристик и сокращение потерь при переключении обуславливает рост потерь проводимости. В свою очередь, снижение статических потерь за счет увеличения коэффициента передачи p - n - p -транзистора и уменьшения напряжения насыщения приводит к росту потерь переключения. Поэтому для использования при разных частотах переключения выпускаются БТИЗ с различным быстродействием. Например, существует классификация БТИЗ по следующим категориям: категория W (warp speed) для частот 75...150 кГц; категория U (ultra fast speed) для частот 10...75 кГц; категория F (fast speed) для частот 3...10 кГц и категория S (standart speed) для частот 1...3 кГц.

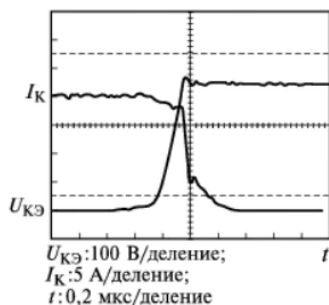


Рис. 1.10.21. Осциллограммы выключения БТИЗ [1]

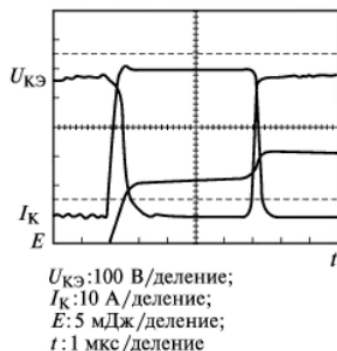


Рис. 1.10.22. Осциллограммы переключения БТИЗ и энергия потерь [1]



Время включения или выключения транзистора возможно установить при помощи сопротивлений R_1 или R_2 (рис. 1.10.23). При омическо-индуктивной нагрузке необходимо учитывать совместно процесс включения БТИЗ и процесс выключения обратного диода. При повышении сопротивления включения R_1 имеют место: повышение потерь включения БТИЗ, снижение потерь выключения в обратном диоде, увеличение времени задержки включения, уменьшение скорости нарастания напряжения du/dt , снижение максимального значения обратного тока диода.

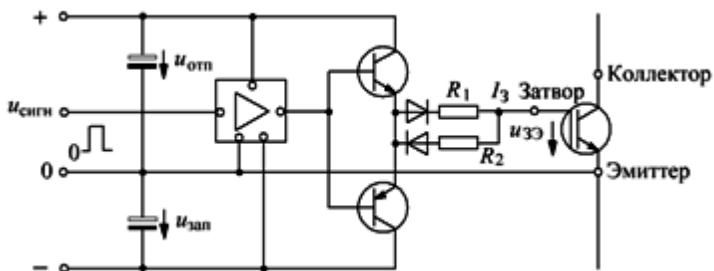


Рис. 1.10.23. Схема управления переключением БТИЗ

Суммарные потери включения БТИЗ и потери выключения диода, а также время задержки включения определяют максимальный коллекторный ток и максимальную частоту переключения. На практике выбирают $R_1 \leq 50$ Ом.

При увеличении сопротивления выключения R_2 повышаются потери выключения, увеличивается время задержки выключения, снижается скорость спада тока (di/dt), в результате чего время спада увеличивается и повышается чувствительность БТИЗ к скорости изменения напряжения du/dt .

Допустимые потери выключения и время задержки выключения определяют максимальный коллекторный ток и рабочую частоту. Максимальный пик перенапряжения и чувствительность к скорости изменения напряжения du/dt зависят от выбора сопротивления включения R_1 . Чтобы избежать повторного включения БТИЗ вследствие наличия емкости между коллектором и затвором, рекомендуется выбирать значение сопротивления выключения R_2 из соотношения: $R_2 \leq R_1 + 18$ Ом.



Транзисторы БТИЗ выпускаются в виде отдельных приборов в пластмассовом корпусе и в виде модулей по различным схемам с внутренним быстродействующим диодом. В табл. 1.10.5 приведены сравнительные характеристики некоторых типов БТИЗ в корпусе ТО-247 при $U_{КЭ} = 600$ В.

Таблица 1.10.5.
Характеристики различных типов БТИЗ

Тип транзистора	$I_{К}$ при 25 °С, А	$U_{КЭнас}$, В	P_D при 25 °С, Вт	$R_{т-к}$, °С/Вт	Q_g , нКл	$E_{вкл}$, мДж	$E_{выкл}$, мДж
IRG4PC50W	80	2,3	200	0,64	180	0,8	0,4
IRG4PS71K	85	1,8	350	0,36	340	0,8	2
BUP604	80	2,2	300	0,4	160	4	8
IXGK50N60	75	2,7	300	0,75	200	3	9,6
APT30GT60BR	55	2,0	200	0,63	95	1	0,7
2E802A, A1	23	2,7	100	1,25	–	–	–

Современные силовые полностью управляемые полупроводниковые приборы – МДП-транзисторы или БТИЗ – предназначены для коммутации напряжений до 4500 В и токов до 2400 А. Со стороны управляющего входа приборы с полевым управлением представляют собой емкостный элемент. Входная емкость затвористок, обозначаемая $C_{вх}$, для отдельных МДП-транзисторов составляет 650...11000 пФ.

Емкость затвор-эмиттер у БТИЗ составляет 1350...3600 пФ, у БТИЗ-модулей – 20...50 нФ. При параллельном включении дискретных приборов и чипов суммарные входные емкости достигают 100 нФ. Задачей управления затвором является заряд входной емкости за короткое время до напряжения, обеспечивающего насыщение вентиляющего элемента.

Поскольку управление БТИЗ осуществляется чаще всего от микро-ЭВМ или от специальной интегральной микросхемы, рекомендуется потенциальную развязку располагать между микро-ЭВМ и конечным усилителем. Это снижает влияние напряжения



помех от БТИЗ-ключей на управляющее устройство. Для согласования схемы управления с входными цепями силовых ключей применяют устройства, называемые *драйверами*.

Драйвера – как правило, полностью законченные функциональные устройства, содержащие все необходимые элементы для управления затворами мощных транзисторов. Они обеспечивают необходимые уровни согласования токовых и потенциальных сигналов, длительностей фронтов задержек, а также необходимые уровни защиты управляемых транзисторов. Встроенные DC/DC-преобразователи и транзисторные выходные каскады должны обладать необходимыми мощностями для обеспечения переключения транзисторов любой мощности с достаточной скоростью, обеспечивая минимальные потери коммутации до 100 кГц.

Преобразователи DC/DC и оптронные устройства должны иметь достаточные уровни гальванической развязки для применения в высоковольтных системах. Одни из основных функций драйверов - гарантия надежной защиты управляемых силовых транзисторов от короткого замыкания и перегрузки и формирование необходимых статусных сигналов, характеризующих режимы работы транзисторов. Ток силового транзистора можно измерять с помощью токоизмерительного шунта, трансформатора тока или посредством измерения напряжения насыщения коллектор-эмиттер $U_{KЭнас}$. Драйверы также можно использовать для управления силовыми транзисторами с «кельвиновскими» выходами. В этом случае дополнительный токоизмерительный эмиттер в IGBT формирует «токовое зеркало», позволяющее измерять ток с помощью маломощных резисторов.

Измерение напряжения насыщения требует минимального количества внешних компонентов и не создает потерь мощности. К сожалению, зависимость $U_{KЭнас}=f(I_K)$ для IGBT-транзисторов не является линейной в отличие от MOSFET(полевых), что затрудняет применение данного метода для измерения тока. Для мониторинга напряжения насыщения приходится использовать быстрый высоковольтный диод в цепи коллектора, что вносит некоторые искажения, обусловленные прямым падением напряжения на диоде. Кроме того, напряжение насыщения имеет отрицательный температурный коэффициент и зависит от напряжения на затворе. Однако данная зависимость достаточно четко определяется и всегда приводится в технических характеристиках. Для расчета



напряжения насыщения с учетом температурной зависимости используют следующие формулы:

$$U_{CTsat}(t) = U_{CE(TO)}(T_i) + r_{CE}(T_i)I_{C(t)};$$

$$U_{CE(TO)}(T_i) \leq 1,2 - 0,001(T_i - 25);$$

$$r_{CE}(T_i) = 0,009 + 0,00004(T_i - 25),$$

где $U_{CTsat}(t)$ – напряжение насыщения при температуре t ; T_i – температура кристалла; r_{CE} – объемное сопротивление эмиттера; $U_{CE(TO)}$ – пороговое напряжение коллектор-эмиттер (статическое значение).

Измеренное напряжение насыщения открытого транзистора сравнивают с опорным напряжением с помощью компаратора. Если U_{CTsat} превышает пороговое значение, начинает работать схема защиты. Для надежного включения транзистора необходимо отключить схему защиты на время его открывания. Дело в том, что после подачи отпирающего напряжения на затвор напряжение коллектор-эмиттер спадает с некоторой задержкой. Чтобы схема защиты не восприняла это состояние как перегрузку, а также для исключения ложных срабатываний, время анализа состояния неисправности обычно устанавливается в диапазоне 1...10 мкс. Эта концепция защиты широко используется для надежной защиты IGBT-транзисторов.

Иногда контроль за током через транзистор осуществляется с помощью внешнего токоизмерительного резистора — шунта. Такие резисторы, обладающие сопротивлением от 0,1 до нескольких миллионов Ом и мощностями в десятки и сотни ватт, выполнены на керамических основаниях в виде полос никрома или манганина точной геометрии с подгонкой номинала. Драйверы обеспечивают контроль напряжений и защиту затворов транзисторов в случае недостаточного или избыточного напряжения для них, формируя сигнал с оптронной развязкой, сигнализирующий об этом.

Модули драйверов изготавливают в различном исполнении – одноканальные и двухканальные. Входы драйверов имеют гальваническую развязку от силовой части с напряжением изоляции до 4000 В.



Управление цепями затворов БТИЗ можно осуществлять через разделительный импульсный трансформатор (рис. 1.10.24). Этот способ обычно применяют при работе на повышенной фиксированной частоте преобразования с половинным коэффициентом заполнения. Ему свойственны недостатки схем с импульсными трансформаторами, в том числе наличие паразитных связей, порождающих высокочастотные колебания в цепи затвора за счет больших скоростей изменения тока и напряжения в обмотках.

Тенденция наращивания единичной мощности БТИЗ-модулей ужесточает требования к драйверам по электрической прочности, двустороннему обмену данными, системе защиты и диагностики модуля. Таким образом, драйвер превращается в функционально законченный процессор, сочетающий в себе перечисленные функции. Примером такого драйвера может служить устройство типа HCPL-3120, предназначенное для управления модулями БТИЗ с током 150 А и напряжением 1200 В.

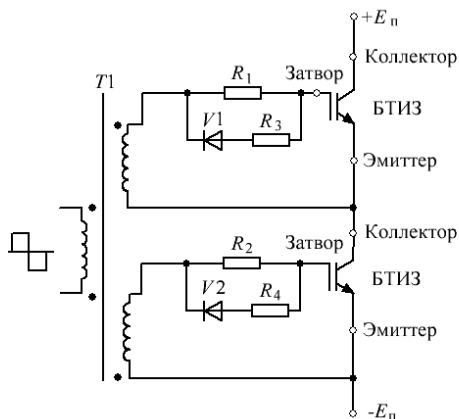


Рис. 1.10.24. Управление затворами БТИЗ через разделительный импульсный трансформатор

Функциональная схема драйвера HCPL-3120 приведена на рис. 1.10.25. В устройстве предусмотрены система защиты от недостаточного насыщения ключа, блокировка выключения при выходе напряжения электропитания за допустимые пределы, режим «мягкого» выключения БТИЗ (SoftTurn-Off) и канал обратной связи с оптической развязкой для выставления флага останова. Драйвер



имеет двухступенчатую структуру: первая ступень является сигнальной, вторая – силовой и предназначена для управления затвором и считывания сигнала защиты (недостаточного насыщения и снижения напряжения электропитания) силового ключа.

Триггер останова осуществляет запрет прохождения импульсов управления во вторую ступень драйвера. Наличие двух входов – прямого и инверсного, а также дополнительного вывода для электропитания непосредственно излучателя первой ступени позволяет управлять как логическими ТТЛ-уровнями, так и сигналом излучателя, минуя триггер останова. Сигнал с выхода фотоприемника поступает на вход парафазной схемы управления выходным двухтактным каскадом, имеющим биполярно-полевую конфигурацию, причем верхним плечом является тройной составной транзистор (схема Дарлингтона), а нижним – два параллельных МДП-транзистора. При такой схеме построения выходного каскада достигается высокий коэффициент передачи по току при отпирании и обеспечивается режим SoftTurn-off при запирании. За счет неодновременного срабатывания МДП-транзисторов их суммарное сопротивление $R_{СИ}$ неодинаково, что дает возможность изменения постоянной времени разряда входной емкости МДП-транзистора.

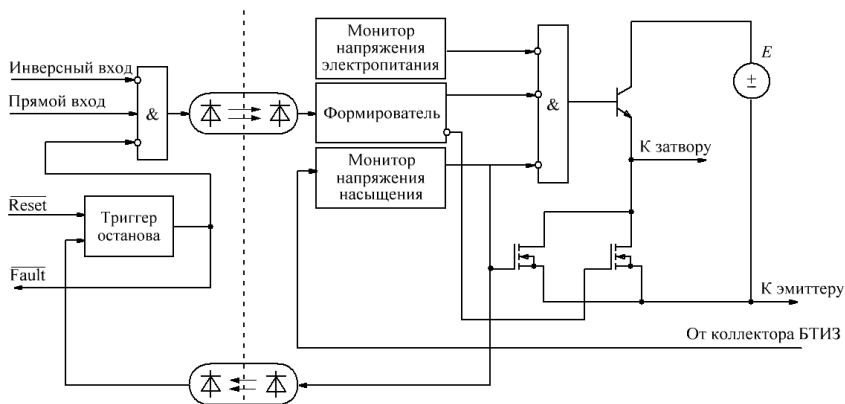


Рис. 1.10.25. Функциональная схема драйвера HCPL-3120

Схема контроля напряжения электропитания осуществляет перевод цепи затвора в состояние низкого уровня выходного напряжения при снижении напряжения электропитания менее 12,6 В без



выдачи сигнала отключения в первую ступень. Схема контроля напряжения насыщения силового ключа дает команду на «мягкое» выключение путем одновременного отпириания МДП-транзисторов выходного каскада и передает через оптопару сигнал останова (в первую ступень) и во внешние устройства (каскад с открытым коллектором). В рабочее состояние драйвер переводится подачей сигнала начальной установки по входу Reset.