

НОРМЫ ПО ТОКУ, ОБЛАСТЬ БЕЗОПАСНОЙ РАБОТЫ И ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ МОЩНЫХ МОП ПТ

Аннотация

Эта статья по применению рассматривает допустимые нагрузки по току, область безопасной работы и рассеиваемую мощность силового МОП ПТ. В ней показано, что способность МОП ПТ пропускать ток существенно ограничивается только нагревом перехода, как для «переключающего», так и для «линейного» режимов работы, в отличие от биполярных транзисторов, в которых ограничение исходит от коэффициента усиления и вторичного пробоя. Поэтому нормы пиковых токов у МОП ПТ высоки по сравнению с аналогичными параметрами биполярных транзисторов. В статье даны примеры использования допустимой нагрузки по току МОП ПТ и показана зависимость рассеиваемой мощности от рабочей частоты в сравнении с аналогичной зависимостью быстродействующего переключающего биполярного транзистора.

Введение

МОП ПТ фирмы International Rectifier хорошо утвердились во многих областях электронной техники, в которых ранее господствовали биполярные транзисторы и продолжают находить много новых применений. Разработчики, которым хорошо известны коэффициенты запаса на параметры, учитываемые при разработке в случае применения биполярных транзисторов, часто не представляют себе, что критерии для определения норм параметров МОП ПТ совершенно другие, и, в результате, часто выбирают транзистор, имеющий чрезмерно большой запас по параметрам, необходимым для решения конкретной задачи. Это может существенно отразиться на эффективности стоимости разработки. Целью этой статьи является объяснение факторов, лежащих в основе номинальных значений тока и области безопасной работы (ОБР) силовых МОП ПТ и таким образом позволить пользователю сделать правильный обоснованный выбор МОП ПТ для его конкретного применения. Кроме этого дается практическое сравнение потерь мощности МОП ПТ и биполярного транзистора. В то время как потери при пропускании тока у биполярного транзистора, как правило, ниже, чем у МОП ПТ, потери при переключении существенно выше. Мощность, необходимая на запуск базы биполярного транзистора, также снижает его эффективность (к.п.д.). Представлены результаты испытаний, которые иллюстрируют разницу в потерях МОП ПТ и биполярного транзистора как функцию частоты. Показано, что МОП ПТ в основном более эффективен на частотах диапазона 20-40 кГц.

Номинальный ток биполярного транзистора

Полезно сначала рассмотреть обоснование номинальных значений тока биполярного транзистора. В то время как номинальные значения постоянного и пикового токов биполярных транзисторов, приведенные в справочных данных, теоретически правомерны, они едва ли применимы на практике. В сфере производства общеприняты значения номинального тока биполярных транзисторов, которые не отражают применяемые уровни тока. Эти данные служат лишь критерием для сравнения разных видов продукции на разумно унифицированной основе. Ахиллесовой пятой допустимой нагрузки по току биполярных транзисторов является проблема зависимости коэффициента усиления, напряжения насыщения и времени переключения при повышенной рабочей температуре. Эти вспомогательные параметры обычно указываются для номинального тока при температуре перехода 25°C (где они выглядят приемлемыми), но в справочных данных обычно не указываются их значения для более высоких «рабочих» температур перехода, когда они, как правило, не допустимы.

Практически, биполярные транзисторы не предназначены для эксплуатации в режиме указанных в таблице «номинальных» значений постоянного тока. Для этого требовались бы неоправданно высокие значения задающего тока, а в реально существующих конструкциях могут возникнуть проблемы из-за напряжения насыщения и времени переключения, так как нормальная рабочая температура перехода, разумеется, значительно выше 25°C. Оптимальный рабочий уровень для биполярных транзисторов, как правило, составляет 60 - 70% приведенного в таблице номинального значения «постоянного» тока коллектора. Опытным разработчикам это известно, и они учитывают это при проектировании. Изготовители приборов также знают об этом, вот почему в таблице данных приводятся минимальный коэффициент усиления, максимальное напряжение насыщения и максимальное время переключения при высокой температуре перехода (обычно 100°C), при токе коллектора, составляющем 60 - 70% указанного в таблице «номинального» значения, но не при «номинальном» токе, как таковом. Этот момент проиллюстрирован примером. Промышленный стандарт биполярного транзистора 2N6542/3 имеет указанное в таблице номинальное значение постоянного тока коллектора 5 А. Однако, максимальное значение $V_{ce(sat)}$, соответствующий коэффициент усиления и максимальное время переключения при высокой температуре ($T_c=100^\circ\text{C}$) указаны при токе коллектора всего 3 А.

Если разработчик действительно хочет использовать этот прибор при указанном в таблице «номинальном» токе, ему следует обратиться к изготовителю для выяснения вспомогательных данных по критическим параметрам «наихудшего случая», необходимых для проектирования схемы. Эта информация не включена в таблицу технических данных. Проще обстоит дело с номинальным пиковым током коллектора биполярного транзистора. Он обычно указывается без ссылки на требования к задающему току базы. Рассмотрим транзистор 2N6542/3. Номинальное значение пикового тока коллектора, указанное в таблице данных, составляет 10 А. Ток базы, необходимый для получения этого тока коллектора, не указан. Кривая коэффициента усиления по постоянному току, взятая из справочных данных и приведенная на рис. 1, завершается номинальным значением «постоянного» тока коллектора 5 А. Учитывая, что этот график является так или иначе типичным, можно лишь предположить, каким будет минимальный коэффициент усиления при токе коллектора 10 А, при высокой

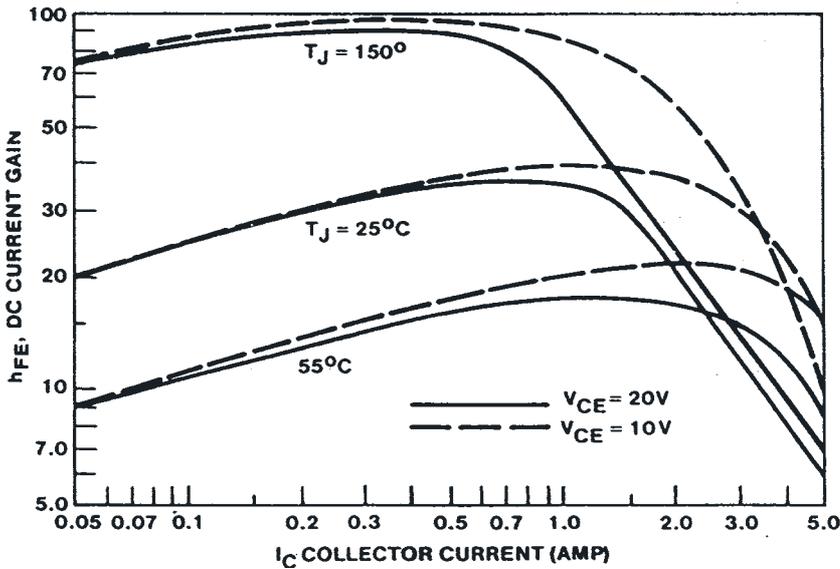


Рис. 1. Типовой коэффициент усиления по постоянному току. БИП ПТ 2N6542/S

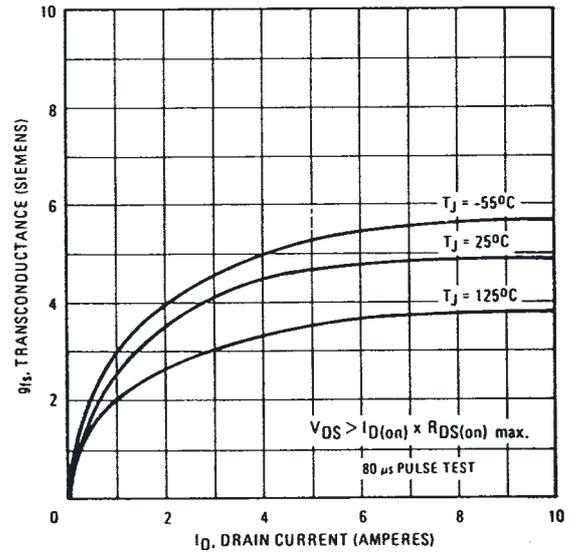


Рис.2. Зависимость проводимости от тока стока МОП ПТ IRF330.

рабочей температуре, а следовательно, какой ток базы потребуется для обеспечения номинального значения пикового тока коллектора 10 А. На практике, коэффициент усиления вероятнее всего будет менее 1. Следовательно, задающий ток базы для прибора 2N6542/3 должен быть по меньшей мере 10 А для реализации номинального пикового тока коллектора 10 А-неприемлемый вариант для большинства практически осуществимых конструкций.

Номинальные значения тока МОП ПТ.

Номинальные значения постоянного тока

МОП ПТ в значительной мере отличается от биполярного транзистора, и номинальное значение постоянного тока I_D выбираются по совершенно иным критериям. В то время, как рабочее значение тока для биполярных транзисторов главным образом ограничено коэффициентом усиления, в мощных МОП ПТ ситуация иная. На рис.2 приведена типичная зависимость между крутизной характеристики МОП ПТ и током стока. Крутизна возрастает с ростом тока стока - ситуация, противоположная биполярным транзисторам. Очевидно, что МОП ПТ, в отличие от биполярных транзисторов, не будет выходить за рамки коэффициента усиления тока стока. Скорость переключения МОП ПТ, как правило, значительно выше скорости переключения биполярных транзисторов. При правильном выборе задающей схемы, скорость переключения МОП ПТ изменяется относительно слабо по мере возрастания тока и не является фактором, определяющим номинальное значение тока. Это следует из графика на рис.3, где показана типичная зависимость между зарядом затвора и током стока для МОП ПТ. Для заданного значения тока зарядки затвора скорость переключения прямо пропорциональна заряду затвора. На заряд затвора, необходимый для переключения, и, следовательно, на скорость переключения как таковую, не оказывает сильного воздействия амплитуда тока стока и не оказывает никакого влияния рабочая температура перехода. Основным критерием, определяющим номинальное значение постоянного тока МОП ПТ, является теплоотвод. Допустимое значение тока в МОП ПТ обусловлено системой охлаждения, при которой пиковая температура перехода не превышает максимального значения. Чем эффективнее теплоотвод, подключенный к МОП ПТ, тем ниже будет температура корпуса, тем выше допустимый рост температуры корпус-переход, тем выше допустимая внутренняя рассеянная мощность и тем выше допустимый ток. Все это, разумеется, правомерно и для других мощных полупроводниковых приборов, не ограниченных коэффициентом усиления, скажем, выпрямителей и тиристоров. Следовательно, допустимый рабочий ток I_D для МОП ПТ будет:

$$I_D = \sqrt{\frac{T_{JMAX} - T_C}{R_{DS(on)} R_{th(JC)}}$$

где $R_{ds(on)}$ - значение сопротивления в открытом состоянии при номинальном значении $T(J \text{ max})$, при соответствующем значении I_D . R_{thJc} - максимальное значение внутреннего теплового сопротивления переход-корпус. T_c - температура корпуса. На рис.4 показано номинальное значение постоянного тока МОП ПТ IRF330 как функция температуры корпуса. Заметим, что ниже температуры корпуса 25°C номинальное значение постоянного тока I_D ограничено допустимой нагрузкой по току проволочного вывода внутреннего истока. Но на практике это ограничение таковым не является. На рис.4 также показана зависимость между внутренним рассеиванием мощности МОП ПТ и током стока. Мощность пропорциональна квадрату тока, поэтому она возрастает довольно быстро с ростом тока. Требуемое тепловое сопротивление теплоотвода уменьшается достаточно быстро с ростом постоянного тока стока по двум причинам: во-первых, снижается допустимая температура корпус - окружающая среда и, во-вторых, возрастает рассеивание мощности. По этой причине постоянный ток мощных МОП ПТ в большинстве случаев на практике связан с температурой корпуса в диапазоне $90 - 100^\circ\text{C}$. Это обеспечивает достаточную разность между температурами корпуса и окружающей среды для осуществления теплоотводом передачи тепла, чтобы температура корпуса оставалась в рамках допустимого максимума. Указанные

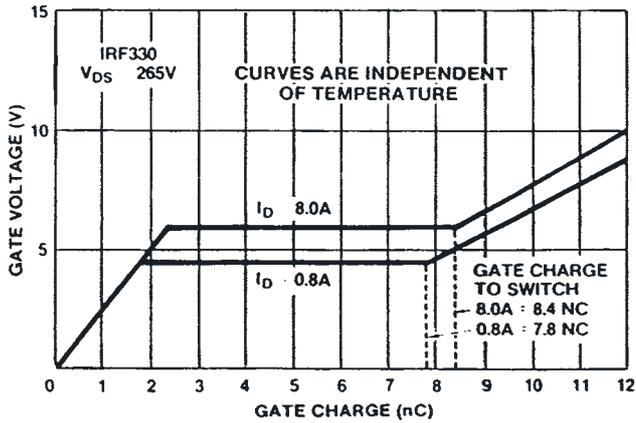


Рис.3. Типичное соотношение между зарядом затворе, напряжением на затворе ч амплитудой тока стока для переключающего МОП ПТ IRF330

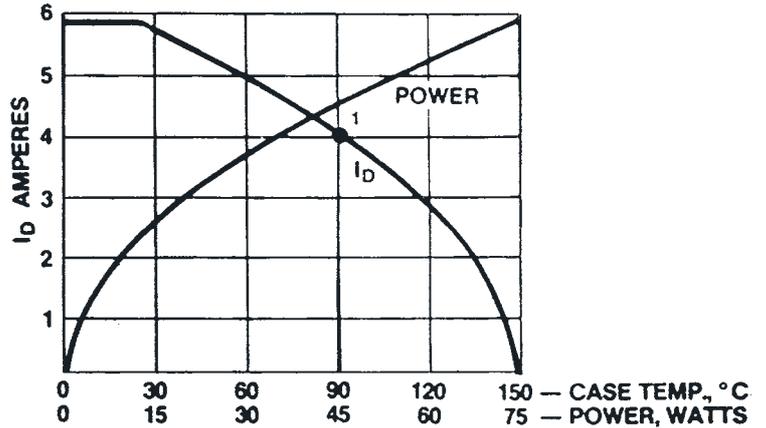


Рис.4. Зависимость температуры корпуса и мощности от тока стока Id МОП ПТ IRF330.

в таблицах данных номинальные значения постоянного тока для большинства мощных МОП ПТ обычно превышают упомянутый выше практически используемый уровень постоянного тока стока. Причиной тому служит тот факт, что общепринятая в промышленности температура корпуса, с которой связывают приведенное в таблице данных номинальное значение постоянного тока I_D , составляет всего 25°C . На рис.6 показаны типичные теплоотводы МОП ПТ в корпусах TO-3 и TO-220, позволяющие им работать в условиях температуры среды 40°C при постоянном токе стока, составляющим 60 - 70% номинального значения постоянного тока стока при $T_c = 25^{\circ}\text{C}$, соответствующая постоянная температура корпуса около 100°C . Практически, номинальное значение постоянного тока МОП ПТ часто лишь косвенно используется разработчиками, в основном, лишь при стендовых испытаниях. Это происходит потому, что во многих случаях эксплуатации в режиме переключения МОП ПТ функционирует при коэффициенте заполнения значительно меньшем, чем 100 %, и на чем действительно акцентируется внимание, так это на допустимой нагрузке по току прибора в реальных рабочих режимах переключения.

Номинальные значения тока при переключении

Как видно, основным критерием, обуславливающим допустимую нагрузку по току МОП ПТ, является нагрев перехода. Практически, в большинстве случаев МОП ПТ может пропускать любой сигнал тока при любом рабочем цикле при условии, что пиковая температура перехода остается в пределах номинального значения $T(j \max)$ 150°C . Эффективное значение волны тока не должно быть более номинального значения тока I_D , чтобы не превышалось эффективное значение допустимой нагрузки по току на проволочном выводе истока. Соответствие этому требованию, как правило, будет

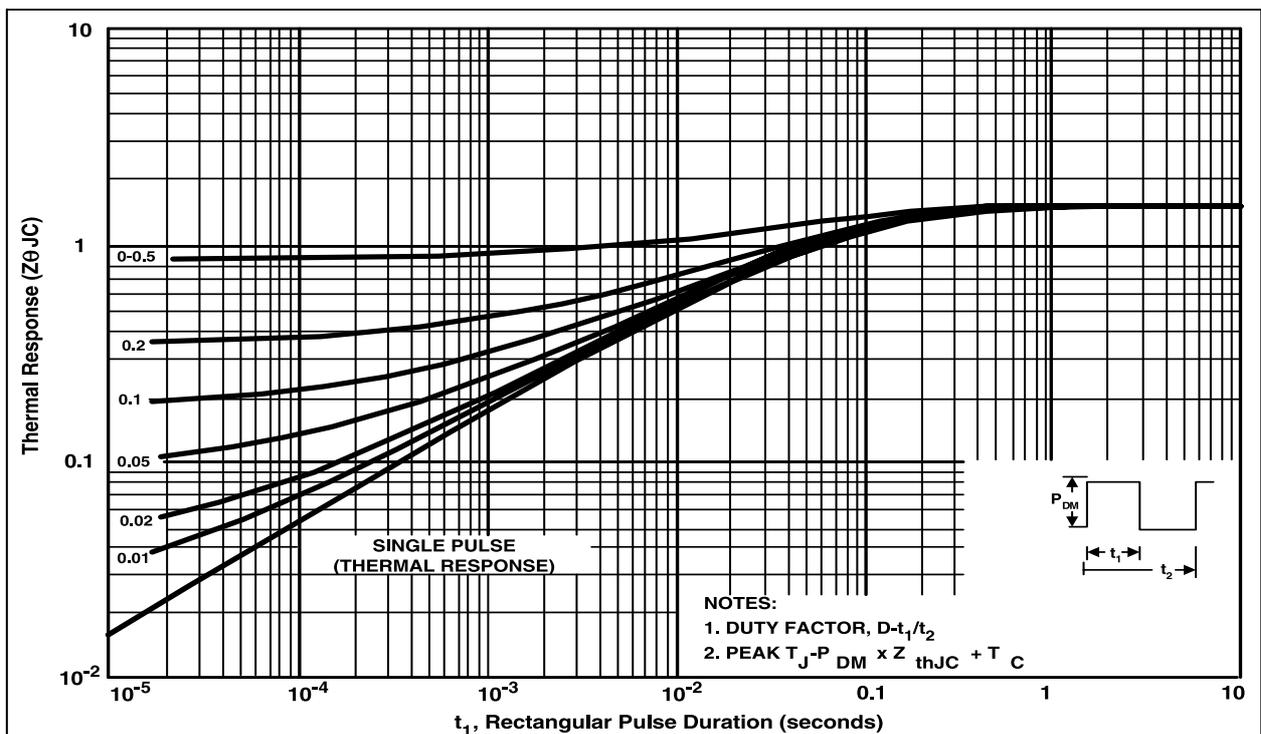


Рис.5. Нормализованные кривые теплового импеданса переходных процессов для МОП ПТ IFP330. Кривые нормализованы относительно постоянного теплового сопротивления ($1,67^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ для IRF330)

естественным результатом соблюдения указанного выше условия. Пиковая температура перехода для любого рабочего цикла может быть рассчитана непосредственно на основе переходной характеристики теплового сопротивления для прибора, приведенной в справочных данных. Графики теплового сопротивления переходного процесса для МОП ПТ IRF330 приведены на рис.5.

Каждый из этих графиков нормирован к тепловому сопротивлению переход-корпус в установившемся режиме постоянного тока (1,67°C/Вт для IRF330). График, помеченный «одиночный импульс», иллюстрирует рост температуры перехода на ватт рассеянной мощности, как функцию длительности импульса. Как и предполагалось, рост температуры перехода усиливается с ростом длительности импульса, выравниваясь до установившегося значения для длительности импульса свыше 1 сек. График «одиночного импульса» эффективен для определения роста температуры перехода в неустановившемся режиме для разовых импульсов мощности или импульсов с очень малым рабочим циклом. Невозможно его прямое применение для повторяющихся импульсов мощности, которые, как правило, наблюдаются при переключении.

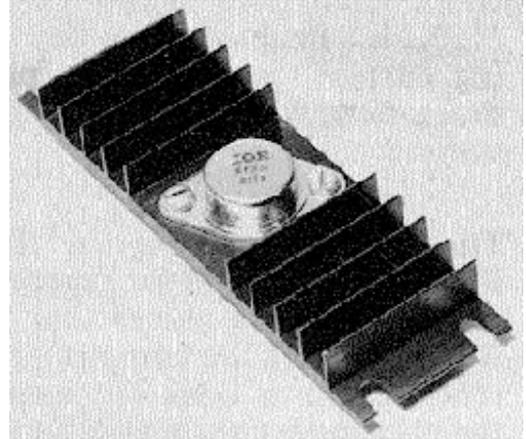
Остальные графики на рис.5 иллюстрируют эффективное полное тепловое сопротивление для повторяющихся импульсов при разных рабочих циклах и позволяют непосредственно рассчитывать рост пиковой температуры перехода для повторяющихся импульсов. Эти графики аппроксимировано связаны с графиком «одиночного импульса» посредством следующей зависимости: эффективное нормированное полное тепловое сопротивление равно $D + (1-D) \times$ (нормированное полное тепловое сопротивление в переходном режиме для «одиночного импульса» длительностью t). Эффективное полное тепловое сопротивление, умноженное на мощность, рассеянную за период проводимости t , (т.е. мощность, входящую в состав самого импульса проводимости, а не мощность, усредненную для всего цикла), дает величину роста пиковой температуры переход-корпус для повторяющихся импульсов. Как видно из рис.5, эффективное полное тепловое сопротивление для любого рабочего цикла D возрастает с ростом длительности импульса, указывая на то, что рост пиковой температуры перехода усиливается по мере снижения частоты. Причина иллюстрируется формами волны на рис. 7а и б. Оба семейства графиков даны для единой рассеиваемой мощности и единого рабочего цикла, но для разных рабочих частот. Флуктуации температуры перехода от цикла к циклу на частоте 20 Гц (рис. 7а) явно сильнее, чем на частоте 200 Гц (рис. 7б). По мере роста частоты тепловая инерция перехода «сглаживает» мгновенные флуктуации температур и переход реагирует больше на среднее, чем на пиковое рассеивание мощности. При частотах свыше нескольких кГц и рабочих циклах свыше 20 % или около этого температурные флуктуации от цикла к циклу обычно малы, а рост пиковой температуры перехода становится равным средней рассеиваемой мощности, умноженной на тепловое сопротивление переход-корпус в режиме постоянного тока, с отклонением на один или два процента. Для определения абсолютного значения пиковой температуры перехода, разумеется, необходимо знать температуру корпуса T_c в установившемся рабочем режиме. Вследствие тепловой инерции теплоотвод реагирует лишь на среднюю рассеиваемую мощность (за исключением чрезвычайно низких частот, как правило, не представляющих практического интереса). Следовательно, T_c определяется по формуле:

$$T_c = T_a + (R_{thc-s} + R_{ths-a}) P_{av}$$

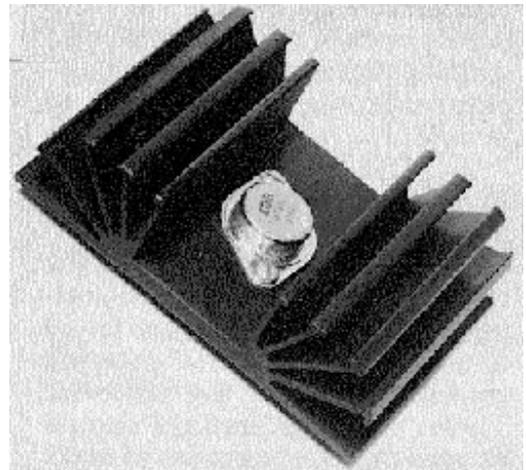
где T_a - температура окружающей среды

R_{thc-s} - тепловое сопротивление корпус - теплоотвод

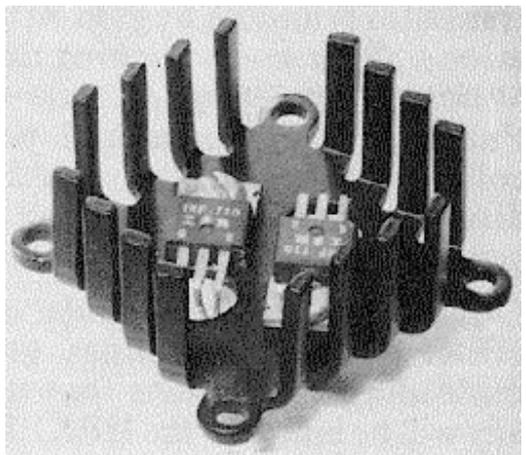
R_{ths-a} - тепловое сопротивление теплоотвод - окружающая среда P_{av} - средняя рассеиваемая мощность, равная пиковой мощности, умноженной на коэффициент заполнения для прямоугольных импульсов!



а) Теплоотвод типа 621-А дает норму постоянного тока 4 А для IRF331 при потоке воздуха 5 куб. футов/ мин при 40°C окружающей среды



б) Теплоотвод типа 641-А дает норму постоянного тока 3,5 А для IRF331 при естественном охлаждении при 40°C кружающей среды



с) Теплоотвод тмпа 689-75 8-4 дает норму постоянного 1А для IRF10 при естественном охлаждении при 40°C окружающей среды

Рис.6. Типовые теплоотводы для МОП ПТ (Фирмы Wakefield)

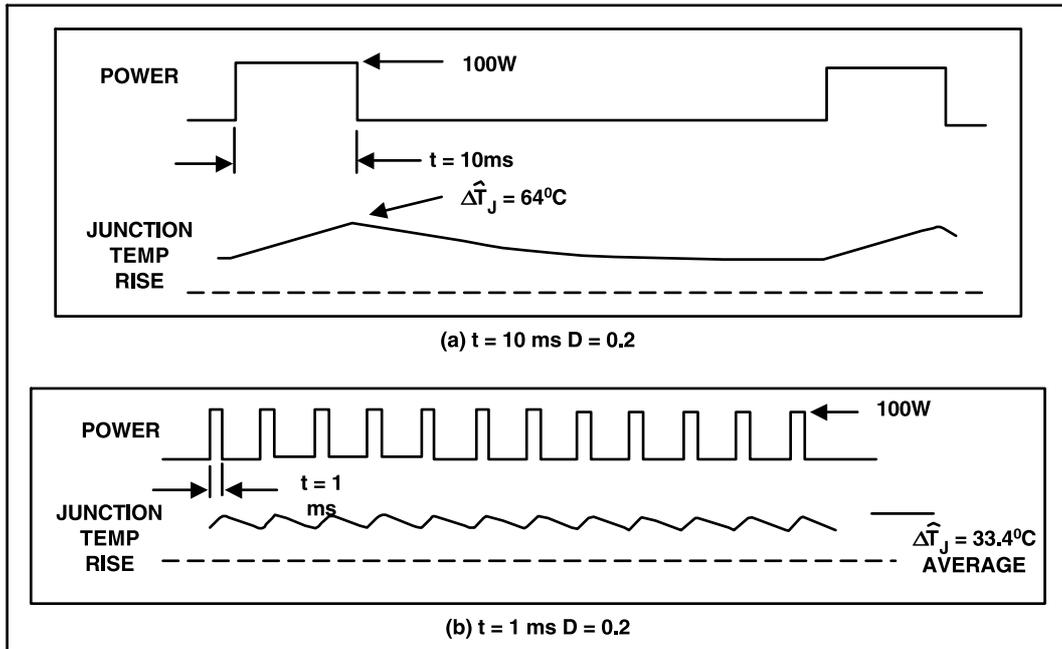


Рис. 7. Формы сигналов мощности и температуры перехода для повторяющихся импульсов, показывающие, что пиковая температура перехода является функцией рабочей частоты IRF330

Номинальное значение пикового тока

Основным ограничением способности МОП ПТ на токовую нагрузку является нагрев перехода. Он способен пропускать пиковый ток, существенно превышающий его норму для постоянного тока I_d , при условии, что допустимая температура перехода не будет превышена. Однако, существует верхний предел для разрешаемого тока, определяемый как норма I_{dm} . Большинство МОП ПТ имеют норму I_{dm} , которая примерно в четыре раза больше нормы для постоянного тока I_d при 25°C . Эта очень существенная способность к пропусканию пикового тока по сравнению с нормой I_{cm} биполярного транзистора - особенно, когда становится понятным, что норма I_{dm} МОП ПТ применяется, в то время как норма I_{cm} биполярного транзистора, в основном, не применяется. Предел I_{dm} МОП ПТ обусловлен тем что он, прежде всего, является «линейным» прибором. С увеличением тока стока достигается точка, в которой МОП ПТ входит в «линейный» режим работы и начинает действовать, в конечном итоге, как ограничитель тока. Эта точка зависит от запускающего напряжения, приложенного к затвору, предел безопасности которого определяется толщиной окисла, изолирующего затвор от объема прибора. Нормы I_{dm} всех МОП ПТ достижимы при прикладываемом к затвору напряжении, равном максимальному разрешенному напряжению затвор-исток порядка 20 В. Разработчики часто не знают, как интерпретировать норму I_{dm} . Справочные данные по этому вопросу обычно дают мало информации или вообще ее не дают. Кроме того отсутствуют прямые указания, даны ли эти нормы для одиночных импульсов или повторяющихся. Факт состоит в том, что норма I_{dm} для всех МОП ПТ дана как для работы с повторяющимися импульсами, так и с неповторяющимися, при условии, что температура перехода поддерживается в пределах нормы T_{jmax} . Пиковая температура перехода может быть рассчитана из данных теплового сопротивления прибора (показанных на рис.6). Норма I_{dm} является просто «потолком»; ниже этого потолка разработчик свободен в своих действиях, при условии, что не нарушается норма T_{jmax} . Использование номинальных значений пиковых токов МОП ПТ проиллюстрировано на осциллограммах на рис. 8-10.

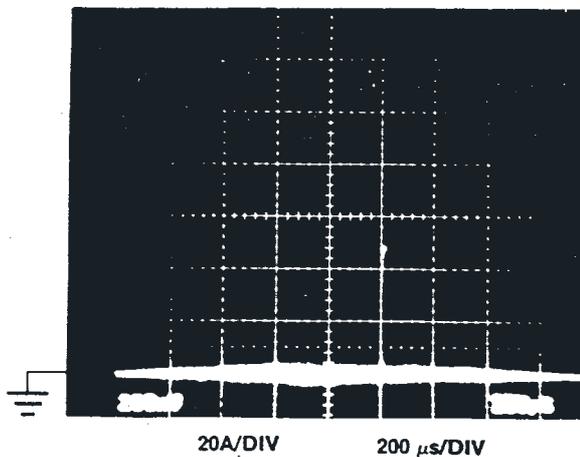


Рис.8. Импульсы тока 48 А, 7 мксек, проводимый IRF450 на частоте 1 кГц

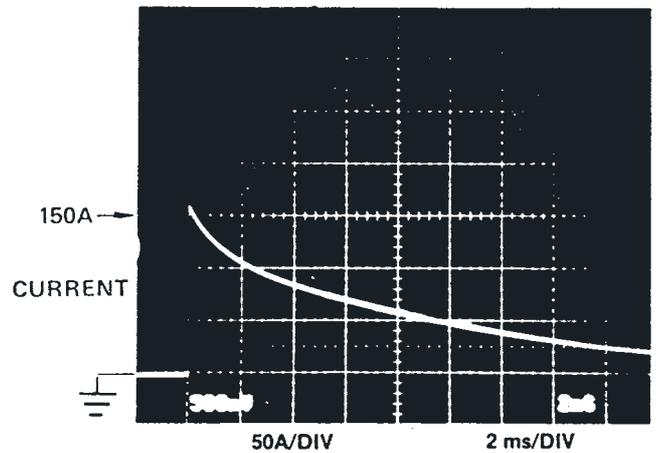


Рис.9. Одиночный экспоненциально спадающий импульс тока с пиком 150 А, подаваемый на IRF150, постоянная времени = 8 мсек

На рис.8 показана работа 500-вольтового IRF450 при повторяющемся пиковом токе 48 А. Время проводимости прямоугольного импульса тока равно 7 мксек, а рабочая частота 1 кГц. Норма по постоянному току I_d (при 25°C) для этого прибора равна 13 А, а норма I_{dm} составляет 52 А. Рис.9 иллюстрирует применение нормы I_{dm} 100-вольтового МОП ПТ1PP150 для схемы «разового пуска» с малым коэффициентом заполнения, такой, как заряд конденсатора или пуск мотора. Пиковый ток равен 150 А, затем он падает до 50 А примерно за 10 мсек. Рис.10 показывает подобную ситуацию, но в этом случае исходный пиковый ток равен 100 А, снижаясь до 30 А примерно за 400 мсек. Норма постоянного I_d (при 25°C) для П50 равна 40 А, а его норма $I_{dm} = 160$ А. Следует указать, что сопротивление во включенном состоянии любого МОП ПТ возрастает с возрастанием тока. МОП ПТ при его нормативном I_{dm} и напряжении 20 В, приложенном к затвору, составляет обычно 1,4 величины сопротивления при норме I_d ; соответствующим коэффициентом для 400-вольтового МОП ПТ будет 2,9. Это увеличение сопротивления во включенном состоянии, конечно, должно приниматься во внимание при выполнении тепловых расчетов в разработках с использованием нормы I_{dm} .

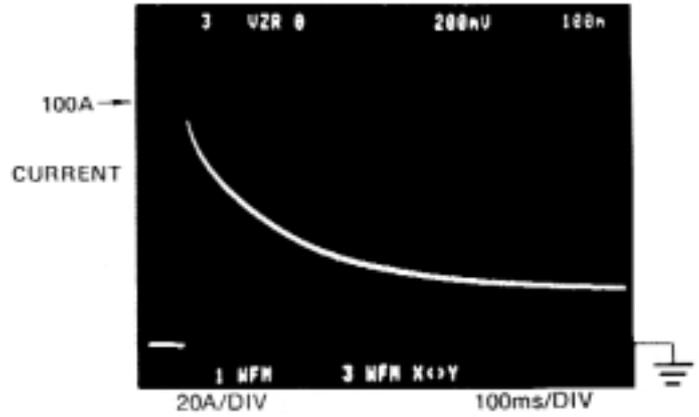


Рис. 10. Одиночный экспоненциально спадающий импульс тока с пиком 100 А, подаваемый на IRF150, постоянная = 300 мсек

Область безопасной работы МОП ПТ

До этого предполагалось, что МОП ПТ работает как замкнутым ключ» в режиме полного усиления, было показано, что величина тока которым ключ может управлять может быть рассчитана для любой конкретной ситуации на основе данных потерь проводимости эффективного теплового сопротивления переходных процессов и теплового сопротивления теплоотвода. Справочные данные МОП ПТ обычно представляют график области безопасной работы для одиночного импульса мощности разной длительности, который в большей степени отражает область «линейной» работы, чем область «полного усиления». Эти кривые охватывают значения тока стока и напряжения стока до норм I_{dm} и V_{ds} соответственно. Типовая кривая ОБР для IRF330 показана на рис 12. Кривые ОБР для МОП ПТ построены при условии что температура корпуса 25°C, а температура перехода в конце импульса мощности достигает 150°C.

Так как МОП ПТ, в отличие от биполярных транзисторов, не имеют вторичного пробоя то кривая ОБР для каждой длительности импульса представляет собой линию постоянной мощности при всех напряжениях меньших чем максимально допустимое V_{ds} , и больших, чем $V_{ds}(on) = I_d \times R_{ds}(on)$ - условие «полного усиления». На практике кривые ОБР для МОП ПТ являются лишними, потому что они могут быть рассчитаны из данных теплового сопротивления перехода переходного процесса для одиночного импульса. С точки зрения разработчика схемы, они не приносят особой пользы так как они относятся к одиночному импульсу при температуре корпуса 25°C - условиям которые не часто встречаются на практике. Зачем же тогда кривые ОБР приводятся в справочных данных МОП ПТ? Причина состоит в том, что их отсутствие породило бы множество вопросов у разработчика Пользователи, которые привыкли к биполярным транзисторам, относятся к кривым ОБР, как к

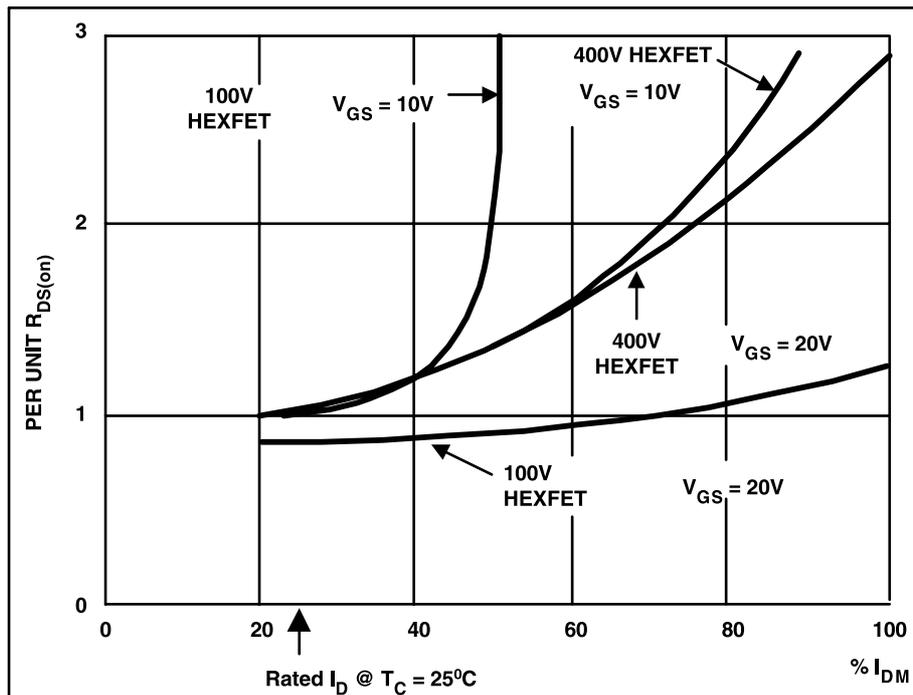


Рис. 11. Типовое изменение опротивления во включенном состоянии в зависимости от тока стока. 100% $I_{dm} = 4 \times I_d$ при $T_c = 25^\circ C$

жизненно важным - каковыми они и являются - потому что они определяют предел вторичного пробоя биполярного транзистора. Кривые ОБР для МОП ПТ, с другой стороны, являются, по существу, ничем более, как графическим подтверждением отсутствия вторичного пробоя - жизненно важная информация, в которой надо быть уверенным, и которая на практике не обязательно должна быть представлена с помощью набора кривых.

Осциллограммы на рис 13 (а) и (b) являются верификацией данных ОБР МОП ПТ. Рис 13 (а) показывает импульс тока 150 А длительностью 10 мксек, поданный на 100-вольтовый МОП ПТ IRF150, при напряжении сток-исток 80 В. Рис 13 (b) показывает импульс тока 50 А длительностью 10 мксек, поданный на 500-вольтовый МОП ПТ IRF450, с приложенным напряжением сток-исток 400 В.

Примеры разработок

Ниже приведены примеры, иллюстрирующие типичные процедуры разработок.

Работа с повторяющимися импульсами - коэффициент заполнения 30%

Поставленная задача требует 400-вольтовый МОП ПТ с соответствующим теплоотводом для непрерывной работы с сигналами тока прямоугольной формы. Амплитуда тока - 3,5 А, коэффициент заполнения 30% и температура окружающей среды 45°C. Потерями переключения и изменением температуры перехода от цикла к циклу можно пренебречь. Кандидатами на роль прибора будут IRF332 и IRF320. Основные нормы и характеристики этих транзисторов показаны в табл 1.

Таблица 1. Параметры МОП ПТ IRF 332 и IRF320

Table 1. Design details for IRF332 and IRF320 HEXFET's

		IRF332	IRF320
V_{DS}	Volts	400	400
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Amps	4.5	3.0
$V_{DS(on)} @ 5A, 150^\circ C$	Volts	11.55	13.9
R_{thJ-C}	$^\circ C/W$	1.67	3.12
R_{thC-S}	$^\circ C/W$	0.2	0.2
Approximate die size	mil ²	19,250	11,700

Потери проводимости для IRF332: $= 3,5 \times 11,55 \times 0,3 = 12,1$ Вт.
 Требуемое R_{thj-a} $= (150 - 45) / 12,1 = 8,7^\circ C/Вт$
 Требуемое R_{ths-a} $= 8,7 - 1,8 = 6,9^\circ C/Вт$
 Потери проводимости для IRF320 $= 3,5 \times 13,9 \times 0,3 = 14,6$ Вт.
 Требуемое R_{thj-a} $= (150 - 45) / 14,6 = 7,2^\circ C/Вт$
 Требуемое R_{ths-a} $= 7,2 - 3,2 = 4^\circ C/Вт$

Эти расчеты показывают, что для применения может служить любой из указанных приборов. Меньший по размеру IRF320 (размер кристалла почти в половину меньше, чем у IRF332) требует применения относительно большого (хотя практически достаточно приемлемого) теплоотвода и будет рассеивать 14,6 Вт вместо 12,1 Вт, давая снижение общего к.п.д. системы примерно на 1%.

Окончательный выбор прибора будет зависеть от оптимального соотношения между экономикой, размером и рабочими характеристиками. Основной целью данного примера являлась демонстрация того, что имеется выбор и что каждый из двух МОП ПТ оказался жизнеспособным кандидатом.

Работа с повторяющимися импульсами при высоком пиковом токе, малом коэффициенте заполнения

Требуется определить тепловое сопротивление теплоотвода, необходимого для работы МОП ПТ с нормами 400 В, 5,5 А (непрерывный) с повторяющимися прямоугольными импульсами тока с амплитудой 18 А. Время нахождения во включенном состоянии 10 мксек, а коэффициент заполнения 1%. Температура окружающей среды 40°C. Ограничивающее сопротивление во включенном состоянии IRF330 при $I_d = 5,5$ А при 25°C равно 1,0 Ом. Зная, что при коэффициенте заполнения 100 % $I_{dm} = 22$ А, ограничивающее значение $R_{ds(on)}$ при $I_d = 18$ А может быть оценено из рис. 11 и оно будет 2,3 Ом при 25°C. Из соотношения между $R_{ds(on)}$ и температурой, в справочных данных, $R_{ds(on)}$ при $T_j = 150^\circ C$ и $I_d = 18$ А будет около 5,1 Ом.

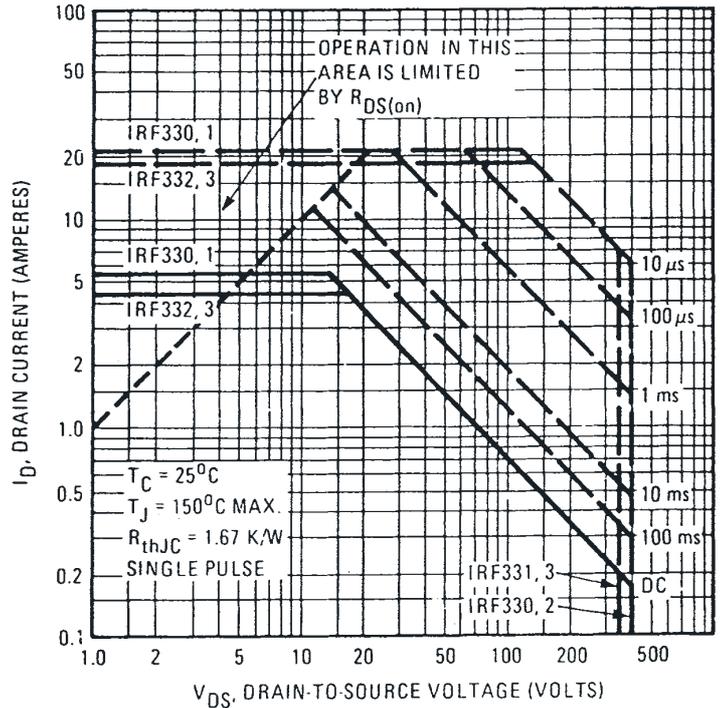


Рис. 12. Область безопасной работы МОП ПТ IRF 330

Основными кандидатами на роль прибора будут IRF332 и IRF320. Основные нормы и характеристики этих транзисторов показаны в табл 1.

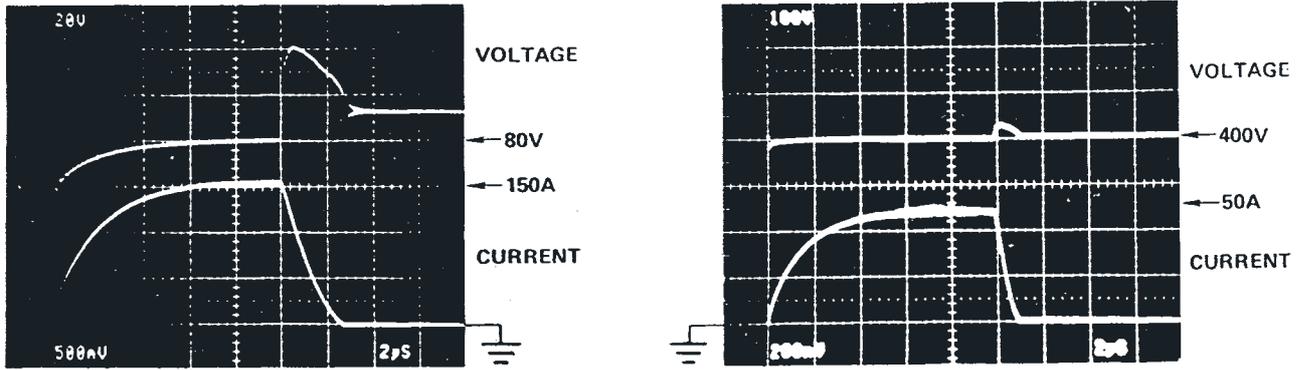


Рис. 13. Осциллограммы, проверяющие кривые ОБР HEXFETов и демонстрирующие отсутствие вторичного пробоя

Мощность в импульсе:

$$= 18^2 \times 5,1$$

$$= 1,652 \times 10^3 \text{ Вт.}$$

Тепловое сопротивление переход-корпус переходного процесса для импульса 10 мксек из рис.6

$$= 1,67 \times 0,03$$

$$= 0,05^\circ\text{C/Вт.}$$

увеличение температуры переход-корпус из-за импульса 18 А:

$$= 1,652 \times 10^3 \times 0,05$$

$$= 82,6^\circ\text{C}$$

Максимально допустимая температура корпуса

$$= 150 - 82,6 = 67,4^\circ\text{C}$$

$$T_c - T_a = 67,4 - 40 = 27,4^\circ\text{C}$$

Средняя рассеиваемая мощность:

$$= 0,01 \times 1,652 \times 10^3.$$

$$= 16,52 \text{ Вт}$$

$$R_{thc-a} = (27,4 / 16,52) 1,66^\circ\text{C/Вт.}$$

Высокий пиковый ток, работа с одиночным импульсом

На МОП ПТ IRF330 должен подаваться импульс тока с первоначальной амплитудой 20 А, имеющий экспоненциальную форму с постоянной времени 150 мксек. Температура корпуса 30°C. Нужно проверить, что пиковая температура перехода не превысит 150°C. В качестве аппроксимации предположим наличие эквивалентного прямоугольного импульса с амплитудой 15 А и длительностью 150 мксек. R_{ds(on)} для IRF330 при I_d = 15 А, T_j = 25°C равно 1,8 ом. ¹¹ При 150°C R_{ds(on)} примерно в 2,2 раза больше этой величины (см. пример выше) и составляет около 4,0 Ом.

Эквивалентная «прямоугольная мощность» = 15² × 4,0 = 900 Вт

Тепловое сопротивление переход-корпус переходного процесса для импульса 150 мксек (из рис.6)

$$= 0,065 \times 1,67 = 0,1 \text{ ГС/Вт}$$

Подъем температуры переход-корпус

$$= 0,11 \times 900 = 99^\circ\text{C.}$$

$$T_j = 30 + 99^\circ\text{C} = 129^\circ\text{C}$$

Следовательно, эти рабочие условия не выходят за пределы возможностей IRF330.

Сравнение потерь МОП ПТ и биполярного транзистора

Рабочая мощность в биполярном транзисторе обычно ниже, чем в МОП ПТ, но энергия переключения значительно выше. Следовательно, биполярный транзистор более эффективен на низких частотах, а МОП ПТ более эффективен на высоких. С целью устранения разницы между характеристиками биполярных транзисторов и МОП ПТ при работе на высоких частотах недавно были разработаны быстро переключающиеся биполярные транзисторы с временами переключения порядка 100-200 нсек. Уместно сравнить потери этих новых типов биполярных транзисторов с потерями аналогичных МОП ПТ. Рис.14 показывает измеренную рассеиваемую мощность как функцию частоты для МОП ПТ IRF330, стандартного промышленного биполярного транзистора 2N6542/3 и недавно разработанного, быстро переключающегося биполярного транзистора. Потери мощности были получены измерением роста температуры корпуса прибора, установленного на калиброванный тепло-вод. Тепловое сопротивление корпус - окружающая среда было примерно 4,5°C/Вт. Была использована индуктивная нагрузка с ограничением напряжения.

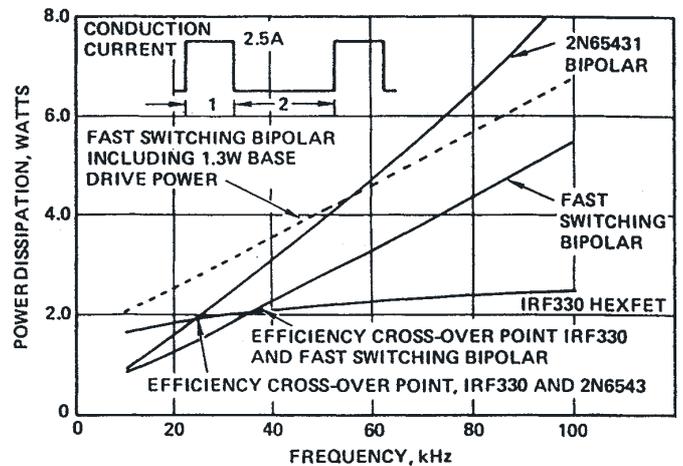


Рис. 14. Зависимость рассеиваемой мощности от частоты для 2N6542/3, быстро переключающегося биполярного транзистора и МОП ПТ IRF330. Напряжение питания = 270 в, коэффициент заполнения при проводимости - 0,33, амплитуда тока = 2,5 А

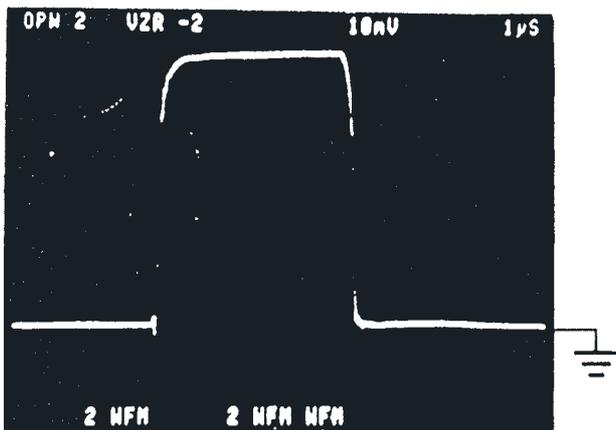
Таблица 2. Параметры измерения приборов

	IRF330 HEXFET	2N6542/3 Bipolar	Fast-Switching Bipolar	
V_{DS} Volts	400	400	450	$V_{CE(sus)}$
$I_{D cont}$ A @ $T_C = 25^\circ C$	6	5	5	$I_{C cont}$ A @ $T_C = 25^\circ C$
Die Area mil^2	19,500	25,000	25,000	Die Area mil^2

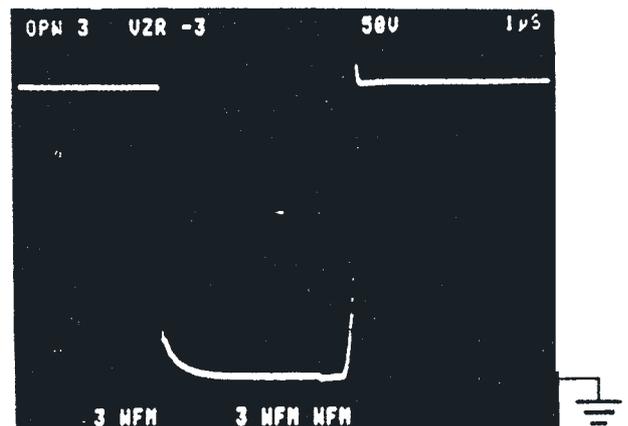
Данные по трем типам приборов сведены в табл.2. Обратите внимание, что площадь кристалла МОП ПТ составляет примерно 80% от площади каждого из биполярных транзисторов, что дает преимущество в пользу биполярных приборов с большей площадью кристалла.

Рис. 14 показывает, что в точке пересечения кривых МОП ПТ и БИП ПТ 2M653/2 частота примерно составляет 25 кГц и 35 кГц для точки пересечения кривых МОП ПТ и быстро переключающегося биполярного транзистора. Рабочие условия были следующие; напряжение питания схемы = 270 В, пиковый ток = 2,5 А, коэффициент заполнения = 33%. Обратите внимание, что «сплошные» кривые представляют рассеиваемую мощность только внутри прибора. Дополнительная мощность рассеивается во внешней схеме запуска базы биполярного транзистора. «Пунктирная» кривая для быстро переключающегося биполярного транзистора включает дополнительные 1,3 Вт мощности внешнего запуска базы. Это соответствует схеме запуска с параметрами 8 В, 0,5 А, работающей с коэффициентом заполнения 33%.

Рис.15 показывает осциллограммы тока и напряжения коллектора для быстро переключающегося биполярного транзистора, работающего на 100 КГц, а рис. 16 показывает осциллограммы тока и напряжения стока для МОП ПТ. Обратите внимание, что формы сигналов МОП ПТ круче, что подтверждает его более высокую скорость переключения. Осциллограммы тока запуска базы биполярного транзистора и тока запуска затвора МОП ПТ показаны на рис.17(а) и (б), соответственно. Биполярный транзистор требует существенный ток базы: около 1 А для включения и около 2,5 А для выключения. Для сравнения, МОП ПТ потребляет около 0,3 А несколько наносекунд при включении и около 0,2 А несколько

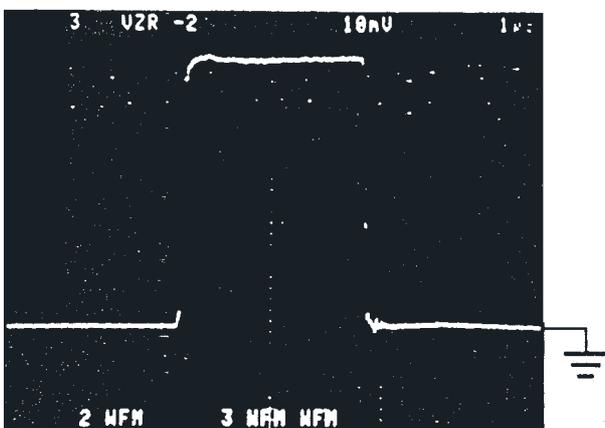


а) Ток коллектора 0,5 А/дел, 1 мксек/дел

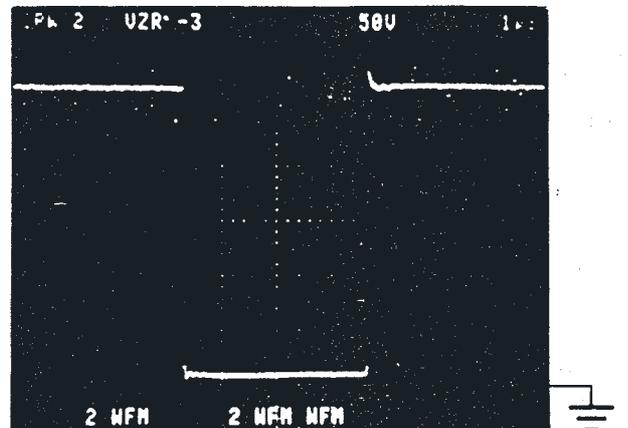


б) Напряжение коллектора 50 В/дел, 1 мксек/дел

Рис. 15. Сигналы тока и напряжения коллектора для быстро переключающегося биполярного транзистора, работающего при 100 кГц



а) Ток стока 0,5 А/дел, 1 мксек/дел



б) Напряжение стока 50 В/дел, 1 мксек/дел

Рис. 16. Сигналы тока и напряжения стока для МОП ПТ IRF330, работающего при 100 кГц

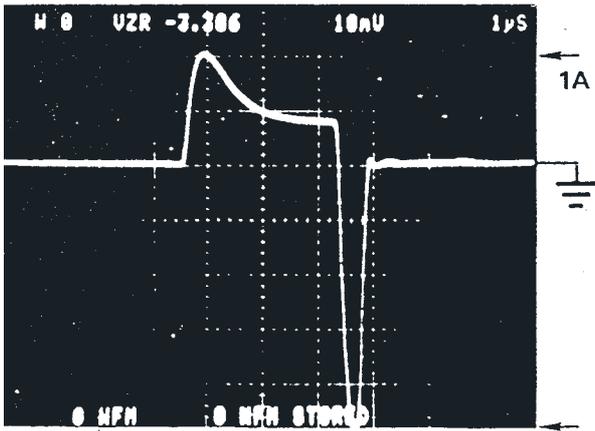


Рис. 17(a). Ток запуска базы быстро переключающегося биполярного транзистора, работающего при 2,5 А, 100 кГц, $V_{cc} = 270$ В 0,5 А/дел, 1 мксек/дел

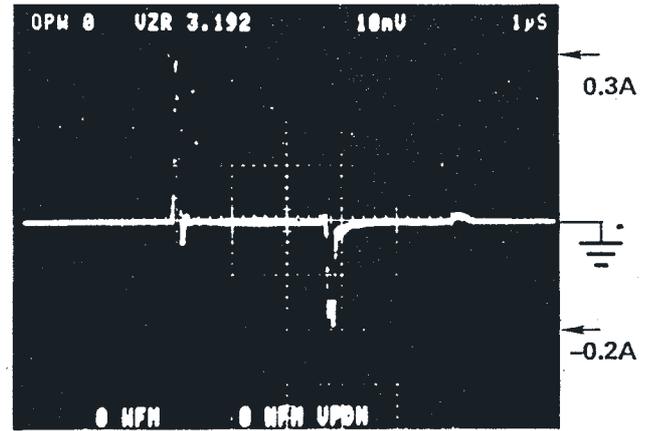


Рис. 17(b). Ток запуска затвора МОП ПТ IRF330, работающего при 2,5 А 100 кГц, $V_{dd} = 270$ В 0,1 А/дел, 1 мксек/дел

наносекунд при выключении. Этот ток заряжает и разряжает собственную емкость прибора. Обратите внимание на изменение масштаба шкалы тока на рис.17(a) и (b). Средняя мощность запуска затвора для МОП ПТ величина, которой можно пренебречь - около 1/15 ватта при 100 кГц. Хотя биполярный транзистор запускается пиковым током базы 1 А, тем не менее демонстрирует заметный «хвост» напряжения при включении, как видно из рис. 15(b). Осциллограммы на рис.18 сравнивают мгновенную мощность и рассеиваемую энергию для быстро переключающегося биполярного транзистора и МОП ПТ. Рис.18(a) показывает мгновенную мощность, в то время как рис.18(b) показывает интеграл мощности; другими словами, накопленную энергию, рассеянную во время проводимости. Ясно, что энергия, затрачиваемая в биполярном транзисторе при включении и выключении, больше, чем у МОП ПТ, в то время как энергия, затрачиваемая в МОП ПТ во время пропуска тока, больше, чем в биполярном транзисторе. Эти осциллограммы не дают точных количественных данных из-за плохого разрешения на осциллографе при таких быстрых скоростях переключения; однако они, тем не менее, иллюстрируют хорошую качественную картину разных потерь переключения и проводимости в двух типах приборов. Рис.19 показывает сравнение зависимостей потерь мощности от

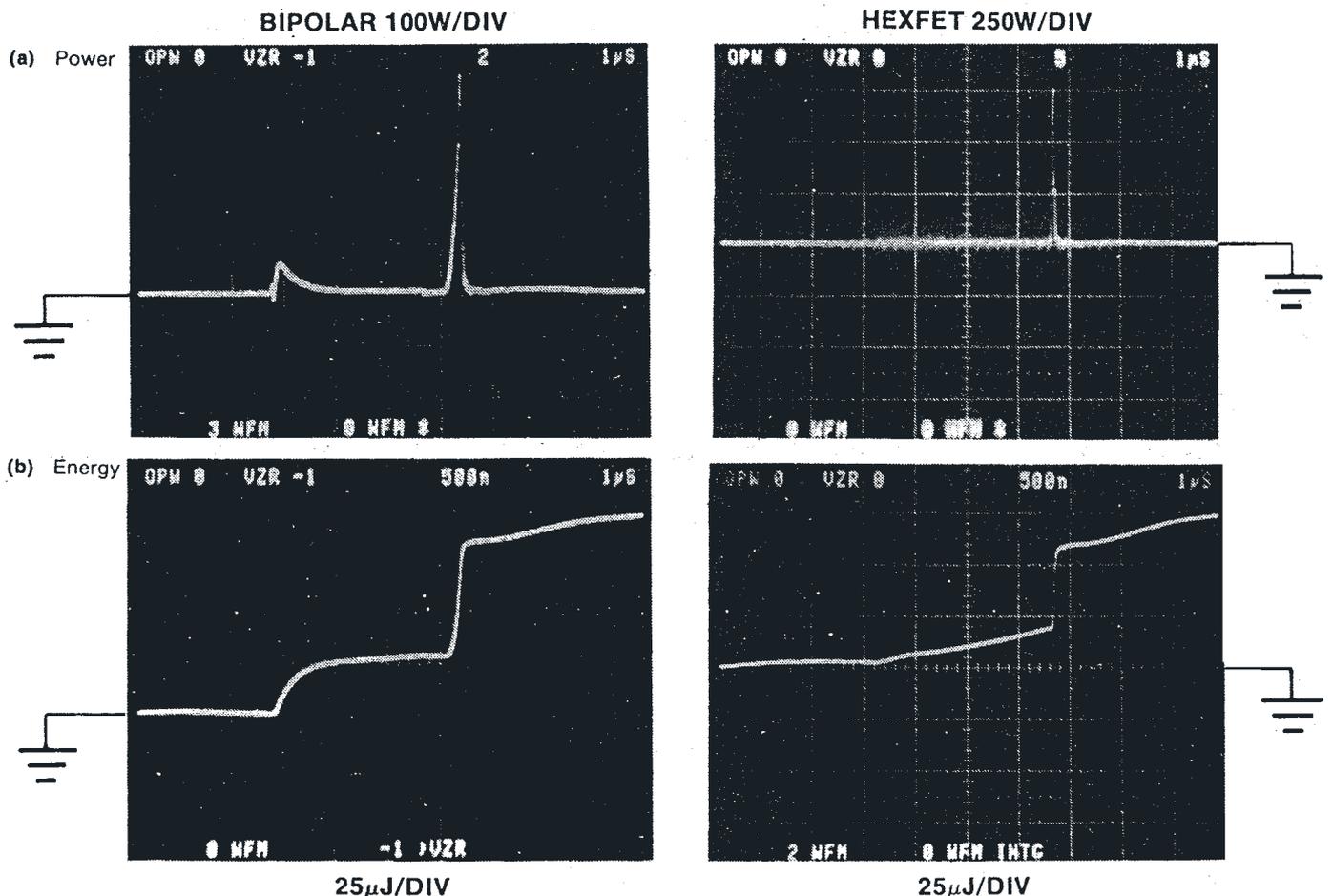


Рис. 18. Осциллограммы (a) мощности и (b) энергии быстро переключающегося транзистора и МОП ПТ от включения до выключения. Напряжение схемы = 270 В. Переключаемый ток = 2,5 А, коэффициент заполнения = 33%, частота = 100 кГц.

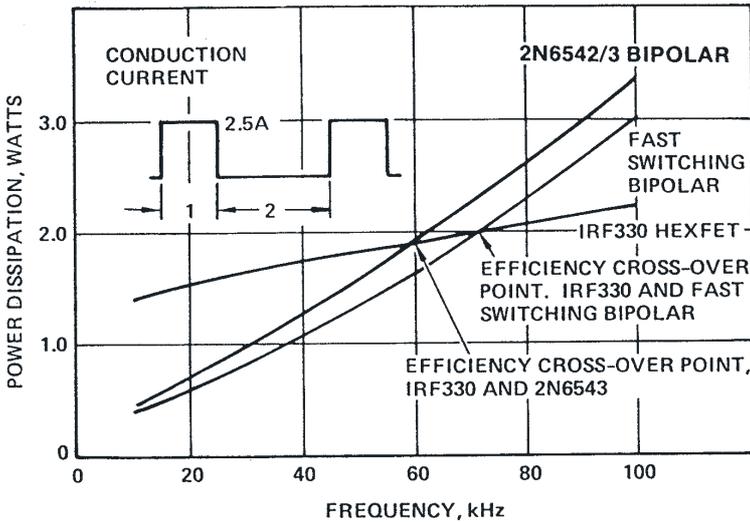


Рис. 19. Зависимость рассеиваемой мощности от частоты для 2N6342/3, быстро переключающегося биполярного транзистора и МОП ПТ IRF330. Напряжение питания = 70 В. Коэффициент заполнения при проводимости = 0,33. Амплитуда тока = 2,5 А.

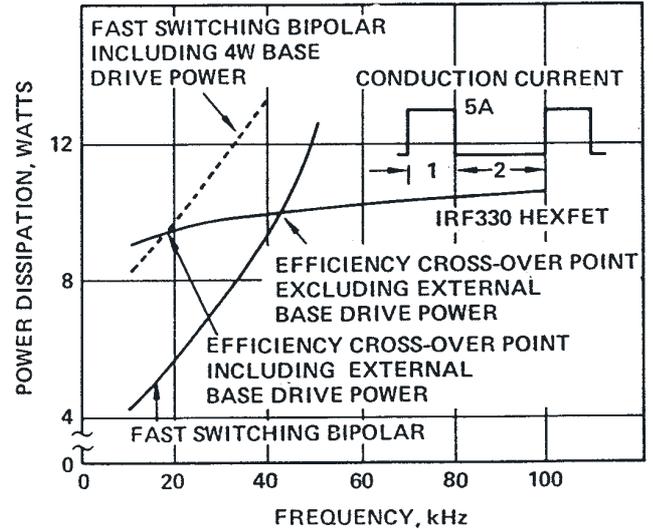


Рис. 20. Зависимость рассеиваемой мощности от частоты для быстро переключающегося биполярного транзистора и МОП ПТ IRF330. Напряжение питания = 270 В. Коэффициент заполнения при проводимости = 0,33. Амплитуда тока = 5 А.

частоты для МОП ПТ и быстро переключающегося биполярного транзистора для одних и тех же значений тока 2,5 А и коэффициента заполнения 33%, но для напряжения схемы только 70 В - вместо предыдущих 270 В.

В то время как потери МОП ПТ примерно такие же, как и в схеме с более высоким напряжением, более низкое напряжение сильно уменьшает потери биполярного транзистора, перемещая точку пересечения кривых на более высокую частоту (примерно 70 кГц). Однако, эти кривые не представляют типовую рабочую ситуацию, так как напряжение схемы 70 В практически мало для транзисторов с нормами 400-500 В. И наконец, кривые на рис.20 показывают зависимости потерь мощности от частоты для МОП ПТ и быстро переключающегося биполярного транзистора, работающего при пиковом токе 5 А в 270-вольтовой схеме при коэффициенте заполнения 33%.

Хотя потери при пропускании тока МОП ПТ более чем в четыре раза больше, чем при $I_d = 2,5$ А, потери переключения биполярного транзистора существенно выше. Кроме того, ток запуска базы биполярного транзистора должен быть намного больше для обеспечения приемлемых характеристик переключения, как показано на осциллограмме на рис. 21. Интересно, что частота, соответствующая «точке пересечения» кривых, не сильно отличается от той, что была получена при 2,5 А - около 42 кГц против 35 кГц, если им пренебречь, и около 20 кГц при учете его.

Заключение

Основной целью этой статьи было показать, что способность силового МОП ПТ пропускать ток определяется, в основном, тепловыми параметрами в отличие от биполярного транзистора, который ограничен коэффициентом усиления. При правильном температурном расчете МОП ПТ может работать при значительно большем пиковом токе, чем сравнимый с ним биполярный транзистор. Практическое сравнение потерь мощности МОП ПТ и быстро переключающегося биполярного транзистора в переключающих схемах показывает, что МОП ПТ, в основном, более эффективен на частотах выше диапазона 20-40 кГц.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Определение среднеквадратического (действующего) значения токовых сигналов I_d

Чтобы точно определить потери МОП ПТ при пропускании тока, должно быть известно действующее значение тока I_d . Токковые сигналы редко представляют собой простые синусоиды или прямоугольные импульсы, и это может вызвать некоторые затруднения в определении величины I_{rms} . Нижеприведенные уравнения и пояснения могут быть использованы для определения I_{rms} для любых форм сигналов, которые могут быть разбиты на сегменты, для которых величина действующего значения может быть рассчитана индивидуально. Величина действующего значения любой формы сигнала определяется как :

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^T I^2(t) dt}{T}}$$

(1)

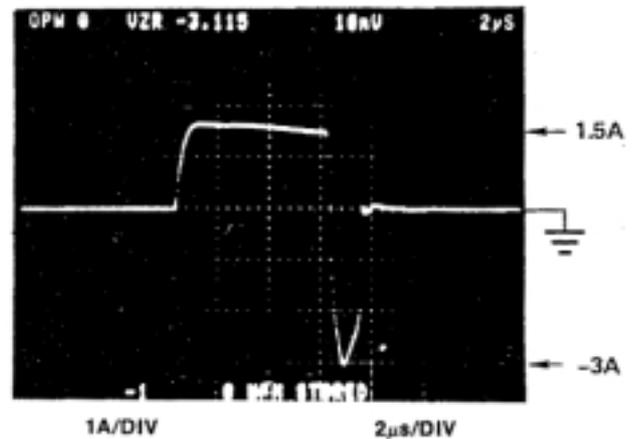


Рис. 21. Ток запуска базы для быстро переключающегося биполярного транзистора. Напряжение схемы = 270 В. Ток коллектора = 5А, рабочая частота = 50 кГц.

Рис. А-1 показывает различные простые сигналы и формулы для Irms, использующие уравнение (1). Если действительный сигнал может быть успешно аппроксимирован комбинацией сигналов с рис. А-1, тогда величина действующего значения может быть рассчитана из:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{RMS(1)}^2 + I_{RMS(2)}^2 + \dots + I_{RMS(N)}^2} \quad (2)$$

Это справедливо, если допустить, что никакие два сигнала не отличаются от нуля одновременно. В некоторых схемах применения, таких как переключающиеся стабилизаторы, имеется возможность для разработчика управлять, до некоторой степени, формой сигнала. Это может быть очень полезно для снижения величины Irms в переключателе для заданной величины среднего тока Iavg.

Влияние формы сигнала на величину действующего значения

В импульсных преобразователях токовые сигналы через индуктор, обмотки трансформатора, выпрямители и ключевые элементы имеют вид сигналов, показанных на рис.А-1, от треугольных до прямоугольных, в зависимости от величины усредненного индуктора и нагрузки.

Действующая составляющая сигналов тока изменяется в соответствии с этим, и это отражается на потерях переключения МОП ПТ, которые пропорциональны Irms. Мера «прямоугольности» сигнала может быть получена из соотношения:

$$K = \frac{I_a}{I_b}$$

$$K = \frac{I_a}{I_b} = f(L, L_c)$$

где:
L = индуктивность усредненного дросселя
Lc = 1 и является критической индуктивностью для конкретного входного напряжения и мощности нагрузки.

При возрастании L, K переходит от 0 (треугольный сигнал) к 1 (прямоугольный сигнал). Из вышеприведенных выражений мы имеем:

$$I_{avg} = \frac{I_a + I_b}{2}$$

$$I_a = \frac{2K}{K+1} I_{avg}$$

$$I_b = \frac{2}{K+1} I_{avg}$$

Подставляя в выражение Irms для трапецевидной формы сигнала, показанной на рис.А-1, мы имеем:

$$I_{RMS} = 2\sqrt{D} I_{avg} \sqrt{\frac{1+K+K^2}{3(K+1)^2}}$$

Для постоянных I(avg) и D нормализованное (Irms = 1 для K = 1) Irms будет таким, как показано на рис.А-3. Эта кривая показывает, что для треугольного токового сигнала потери IR составляют на 32% больше, чем для прямоугольного сигнала. Также очевидно, что при Ia/Ib > 0,6, улучшение, сопровождаемое возрастанием L, равно только 2%, поэтому, с практической точки зрения, достаточно иметь L только в два

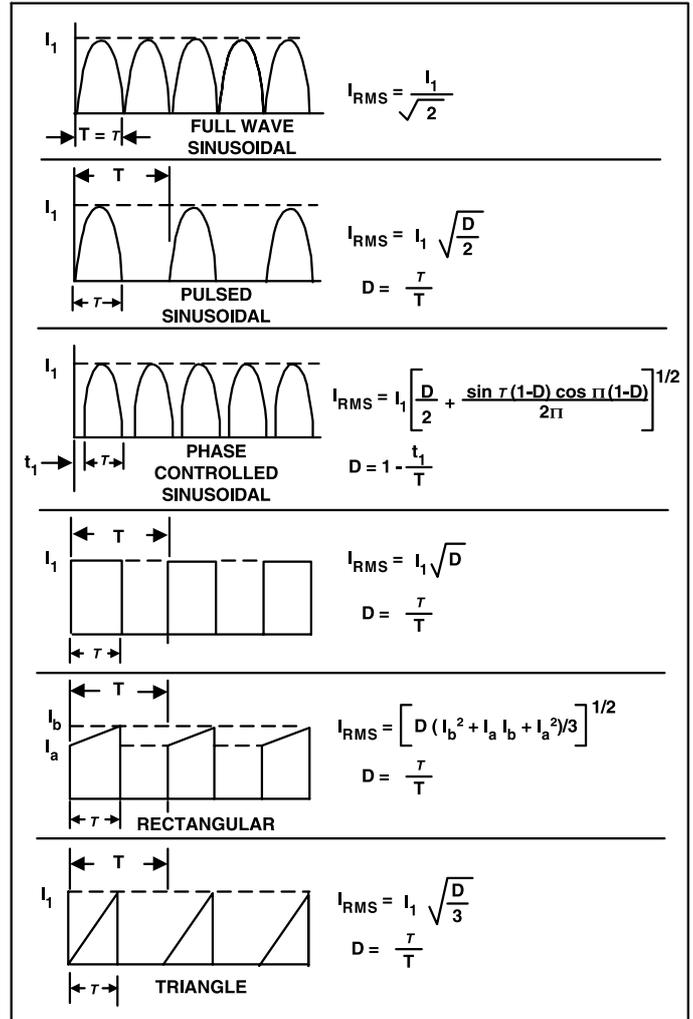


Рис. А-1. Формы простых сигналов и формулы для расчета Irms

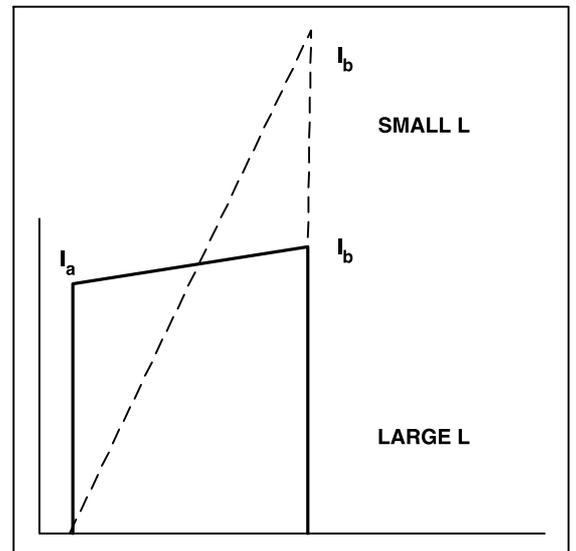


Рис.А-2. Форма токового сигнала

раза больше L_c . Возрастание величины I_a/I_b увеличивает потери при включении, но снижает при выключении. Так как потери при выключении являются доминирующими, увеличение I_a/I_b снижает также общие потери переключения. Для случая прерывающегося тока индуктора ($L < L_c$) $I_a/I_b = 0$ и перестает оказывать влияние, так как теперь сигналы становятся треугольными. Для заданного $I(\text{avg})$ I_{rms} будет:

$$I_{\text{rms}} = 2 I_{\text{avg}}$$

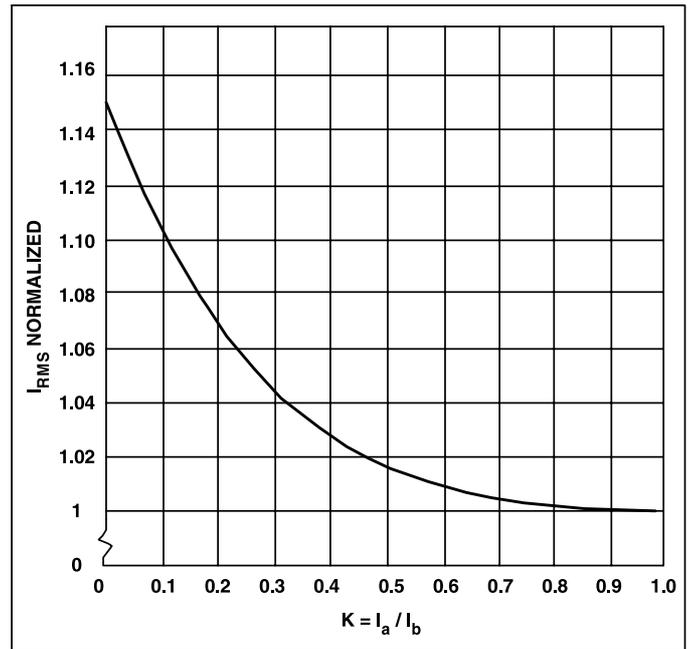


Рис.А-3. Изменение I_{rms} в зависимости от коэффициента прямоугольное™