

DRIVE CIRCUITS FOR POWER MOSFETs AND IGBTs

by B. Maurice, L. Wuidart

Управляющие цепи для мощных MOSFET и IGBT

Б. Мурайс, Л. Вьюдарт

1. ВВЕДЕНИЕ

В отличие от биполярных транзисторов, которые управляются током, мощные MOSFET, с их изолированными затворами управляются напряжением. Понимание принципов управления затвором этих устройств позволяет разработчику ускорять или замедлять скорости переключения согласно предъявляемым требованиям.

При обсуждении цепей драйвера часто полезно рассматривать затвор как простой конденсатор.

2. ОСНОВЫ УПРАВЛЕНИЯ IGBT / MOSFET

2.1 Затворы и базы

Мощные MOSFET и IGBT – просто ключи, управляемые напряжением, поскольку их изолированные затворы ведут подобно конденсатору. И наоборот, такие ключи как триаки, тиристоры и биполярные транзисторы управляются током, так же как P-N переход диода.

2.2 Управляющий затвор

Как показано на рис.2 управление затвором включает применение различных напряжений:

15 В, чтобы включить устройство через ключ S1, и 0 В, чтобы выключать устройство через ключ S2.

Замечательный эффект может быть виден в обоих воздействиях – включающем и выключающем - напряжение затвора изменяется ступенькой, оставаясь на постоянном уровне, тогда как напряжение стока повышается или падает во время переключения. Напряжение, которое имеет затвор во время переключения известно как напряжение Миллера V_{gm} . В большинстве случаев это напряжение составляет 4...6 В, в зависимости от уровня переключаемого тока. Это свойство может быть использовано для управления переключающим воздействием затвора

2.3 MOSFET и IGBT – включение/выключение

При включении одинаковых условиях MOSFET и IGBT ведут себя одинаково и имеют аналогичное повышение тока и падение напряжения во времени – см. рис. 3.

Однако при выключении процессы изменения коммутируемого тока различаются, как показано на рис.4. В конце переключения IGBT имеет ток “хвоста”, который отсутствует у MOSFET

Этот хвост обусловлен остаточными носителями, перехваченными базой биполярной выходной секции IGBT, образующей устройство, остающееся включенным. В отличие от биполярного

Рисунок 1 Природа мощных полупроводниковых входов

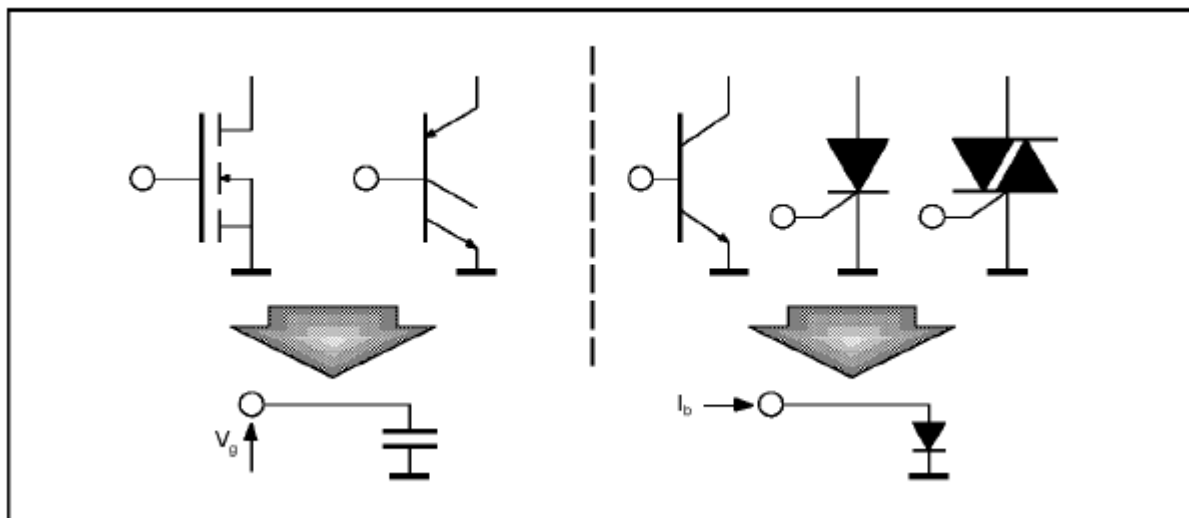


Рисунок 2 Управление MOSFET / IGBT затворами

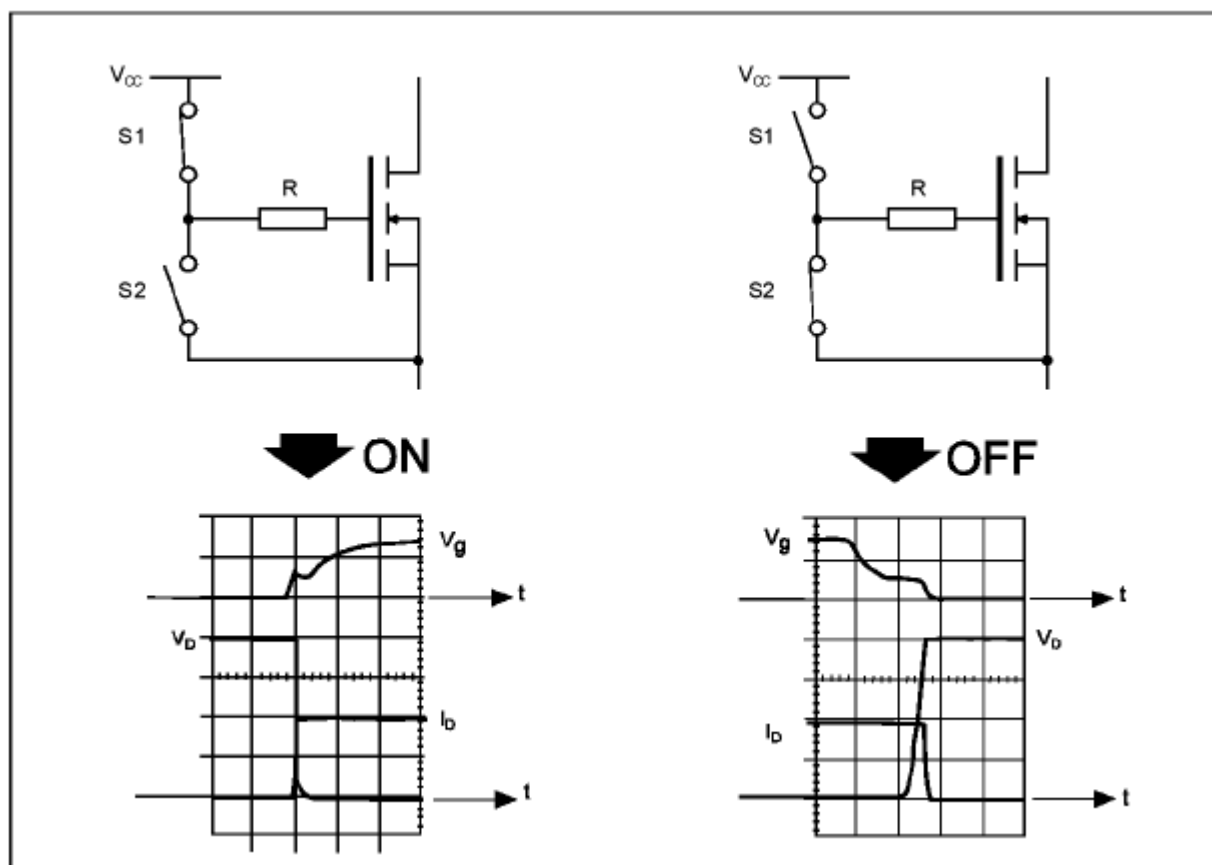


Рисунок 3 Включение MOSFET / IGBT

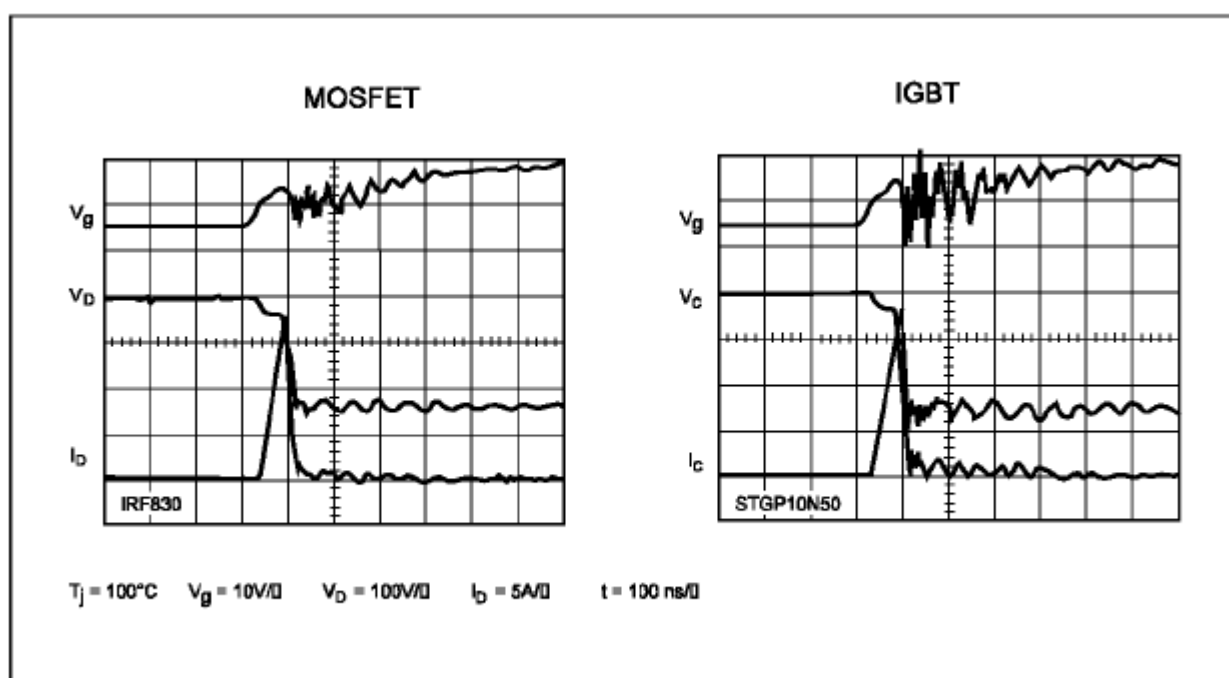
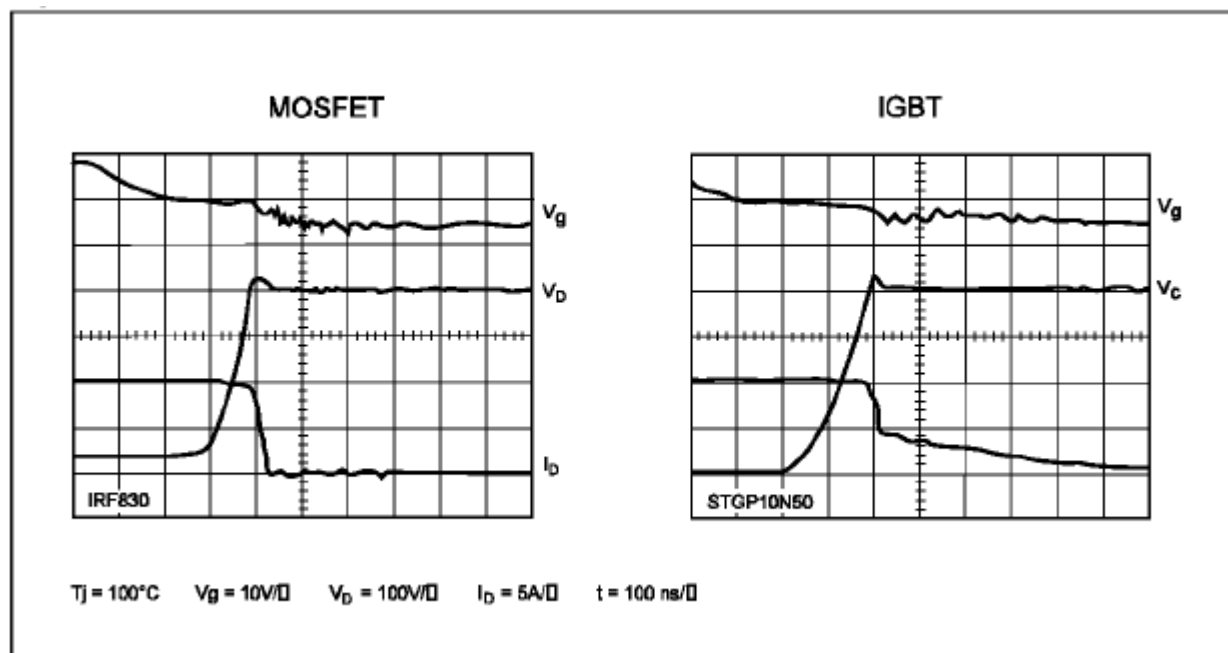


Рисунок 4 Выключение MOSFET / IGBT



транзистора в IGBT невозможно удалить эти носители, чтобы ускорить переключение, так как нет внешней связи с базой секции, и таким образом секция остается включенной до естественной рекомбинации носителей. Следовательно цепь управления не оказывает воздействия на величину тока и форму хвоста. Тем не менее ток хвоста значительно возрастает с ростом температуры.

2.4 Потери на выключение

Выключение IGBT может быть разделено на два периода, как показано на рис. 5. В первом периоде оно аналогично MOSFET. Возрастание напряжения на коллекторе (dV/dt) вызывает очень быстрым уменьшением коммутируемого тока. Потери во время “(dV/dt)” существенно зависят от скорости нарастания напряжения, которая контролируется величиной резистора драйвера затвора.

Второй период – хвост тока является специфичным для IGBT. В этом периоде напряжение уже велико, что приводит к потерям при каждом выключении.

Общие потери на выключение показаны на рис. 5 затененными областями

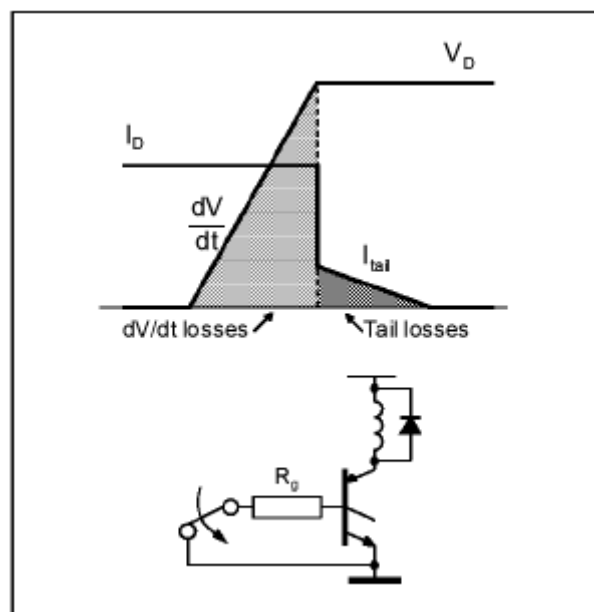
3. От затвора к переключению

3.1 Ускорение выключения

Мощность, включающая оба типа потерь, связана с частотой коммутации. Потери на выключение становятся критическими при

высоких частотах переключения. В этом случае величина (dV/dt) может быть увеличена (и соответственно сокращены потери) путем снижения сопротивления драйвера затвора R_g , которое позволяет затвору заряжаться и разряжаться гораздо быстрее. Потери на выключение пропорциональны величине сопротивления резистора в цепи затвора – например снижение его со 100 до 10

Рисунок 5 Потери выключения IGBT



Ом будет уменьшать dV/dt -потери как 10-ти кратный фактор,- см. рис. 6.

Однако следует помнить, что потери хвоста тока IGBT полностью независимы от величины резистора затвора.

Из рис. 6 можно заметить, что потери, связанные с dV/dt и током хвоста примерно одинаковы при сопротивлении цепи затвора около 47 Ом.

При неизменности тока хвоста в системе часто преобладают потери dV/dt , так как величина сопротивления затвора нередко является избыточной. В примере рис. 7, общие потери за цикл снижены с 13мДж до 4мДж при уменьшении сопротивления затвора со 100 Ом до 10 Ом.

3.2 Снижение dV/dt при выключении

В низкочастотных приложениях, быстрые переключения могут вызвать проблемы в форме электромагнитных помех. Переключение, управляемое затвором, может быть использовано для замедления скорости коммутации и снижения уровня помех. Это практически полезно в приложениях с фазовым управлением.

dV/dt может быть выражено как:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{gm}}{(R_g \cdot C_{iss})}$$

где V_{gm} напряжение Миллера составляющее около 6V,

C_{rss} - эквивалентная емкость затвор-сток и R_g

Рисунок 6. Ускорение выключения

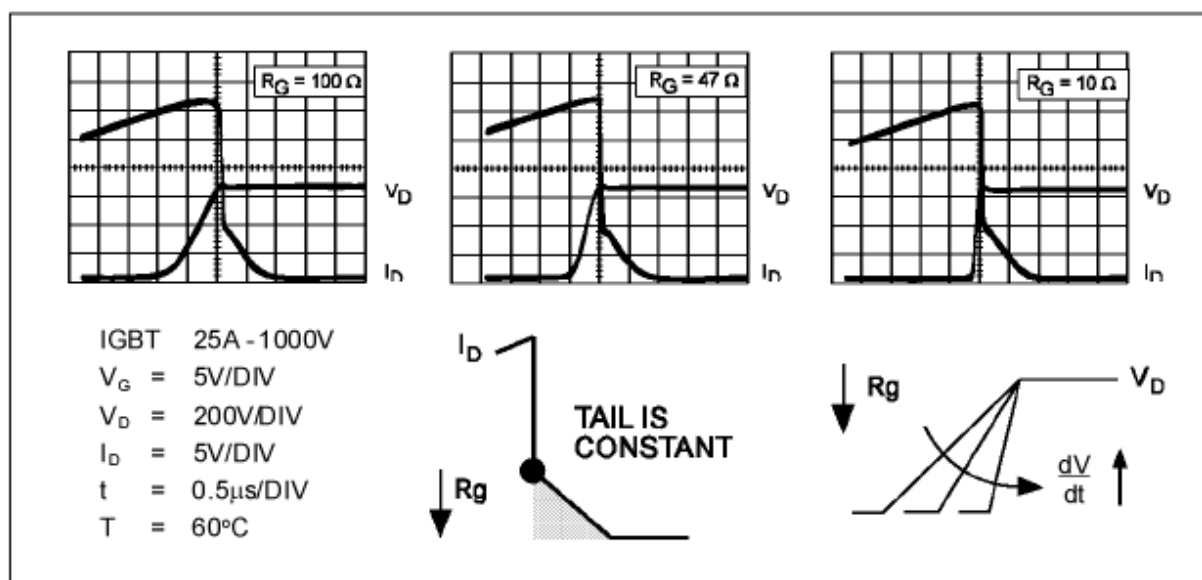
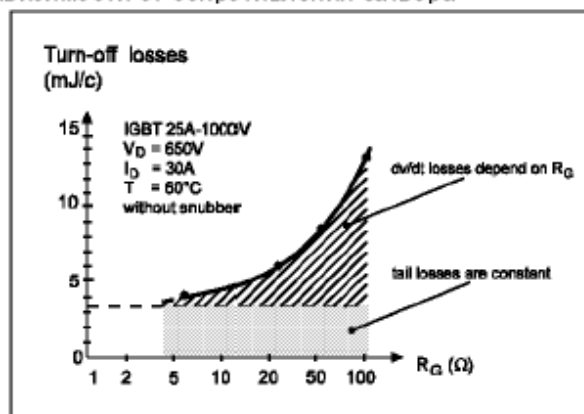


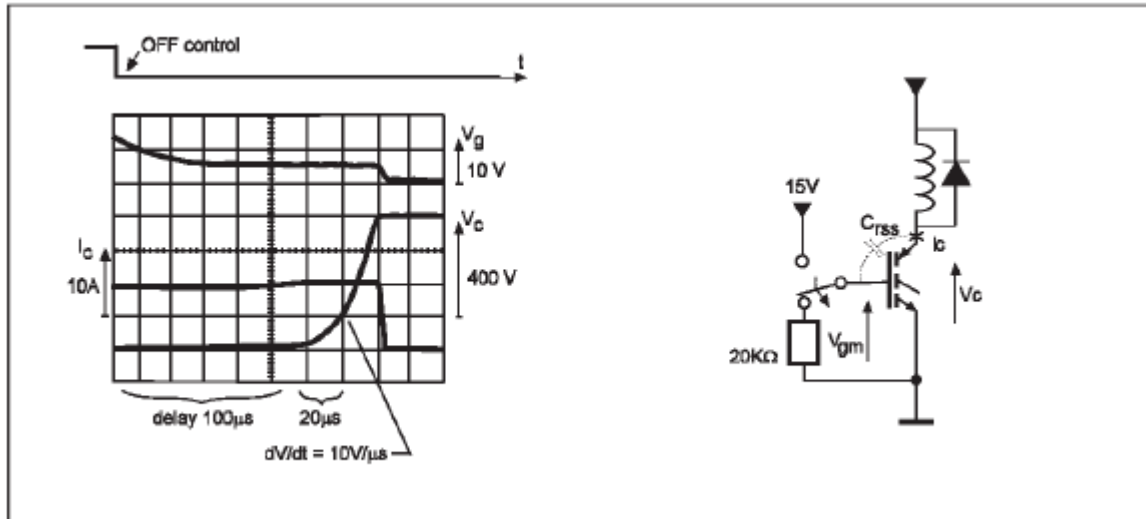
Рисунок 7. Изменение потерь выключения в зависимости от сопротивления затвора



величина сопротивления затвора при выключении. Одним из методов замедления переключения является снижение значения до которого заряжается емкость затвора – см. рис. 8. Это может быть достигнуто увеличением затворного резистора, чтобы сделать заряд затвора более медленным и увеличить время dV/dt . В течение периода dV/dt напряжение, подводимое через резистор к затвору, равно напряжению Миллера (V_{gm}), и на короткое время ключ работает в линейном режиме. В этом примере для IGBT типа STGP10N50 ($C_{rss} \sim 40pF$) величина dV/dt должна быть около 7.5V/ms.

Кроме того, конденсатор может быть присоединен между затвором и коллектором/источником устройства, который увеличит емкость, заряжаемую через затворный резистор при выключении.

Рисунок 8 Замедление выключения с использованием затворного резистора



3.3 Снижение dl/dt при включении и выключении

Техника, которая замедляет одновременно включение и выключение использует небольшую индуктивность l_e , включенную в цепь эмиттера, показано на рис. 9. Напряжение e , которое развивается на индуктивности во время переключения, выражаемое как

$$e = I_E \cdot \frac{dl}{dt}$$

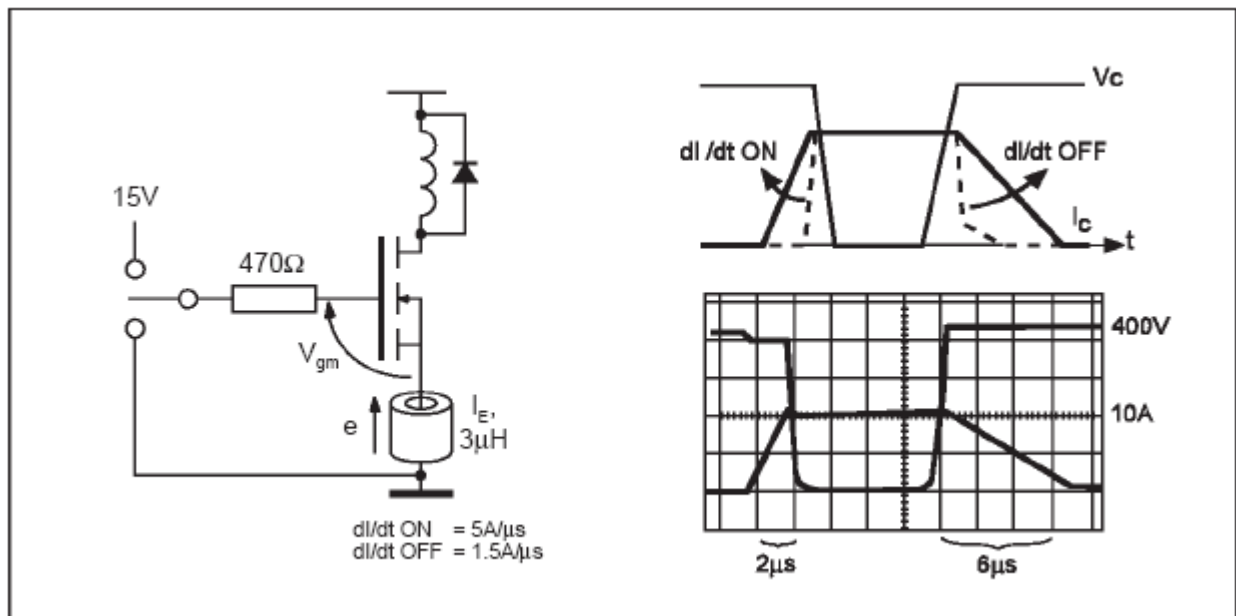
должно быть равно разности между напряжени-

ем управления затвором и напряжением Миллера (V_{gm} около 6В). Таким образом величина dl/dt может быть рассчитана как

$$\frac{dl}{dt} = \frac{(V_g - V_{gm})}{I_E}$$

Для примера, в 4 кВт случае, показанном на рис. 9, при выключении ($V_g = 0V$) $dl/dt = -6V / 3\mu H = -2 A/\mu s$. Задумайтесь, в цепи, использованной в этом примере, коммутационные потери составляют всего около 0,8 Вт

Рисунок 9 Замедление переключения тока с использованием индуктивной обратной связи



4. Затвор как конденсатор

4.1 Затвор как память

Емкостная природа затворного входа может быть использована многими способами, например, как память.

В цепи на рис.10 одиночный импульс напряжения, приложенный к затвору через диод D1 увеличивает заряд входной емкости C_{in} и открывает ключ T1. Когда импульс заканчивается, D1 препятствует разряду затвора и, таким образом, устройство остается в состоянии “включено”: затвор действует как память положения ключа. Чтобы стереть память и выключить ключ, импульс прикладывается к диоду D2, включающему T2, при включении которого разряжается затвор T1 и устройство выключается. Так как T2 остается включенным, T1 не может случайно включиться благодаря эффекту dV/dt и затвор T2 сейчас ведет себя как память состояния T1.

Так как длительность импульсов, требующихся для включения-выключения очень мала, этот принцип может быть приспособлен к широкому диапазону переключающих частот: от почти постоянного включения до 1 МГц.

В низкочастотных приложениях могут быть использованы импульсы восстановления чтобы предотвратить разряд затворного конденсатора из-за токов утечки.

Главное преимущество этой техники заключается в очень малых размерах импульсных трансформаторов, требуемых для широкого диапазона переключающих частот.

Дополнительную информацию по этому вопросу см. Л.1.

4.2 Использование затвора в резонансных цепях

Затвор-конденсатор может быть также использован в резонансных LC-цепях – см. рисунок 11. При одинаковых пиковых токах конденсатор заряжается примерно вдвое быстрее через индуктивность, чем через резистор. Если резистор заменить на индуктивность, потери на управление затвором, складывающиеся из зарядо-разрядного тока затворного конденсатора становятся незначительными. Это решение становится практически эффективным в очень высокочастотных применениях, где потери на управление драйвером становятся более критичными.

Дополнительным преимуществом является то, что резонансная цепь имеет возможность повышать напряжение, что позволяет получить требуемые 15 В управления затвором из более низкого напряжения. Рис. 12 дает пример использования емкости затвора в резонансной цепи.

Это решение полезно для драйверных цепей мощных MOSFET, запитываемых непосредственно от стандартных 5 В CMOS микроконтроллеров.

Рисунок 10 Использование затвора в качестве памяти

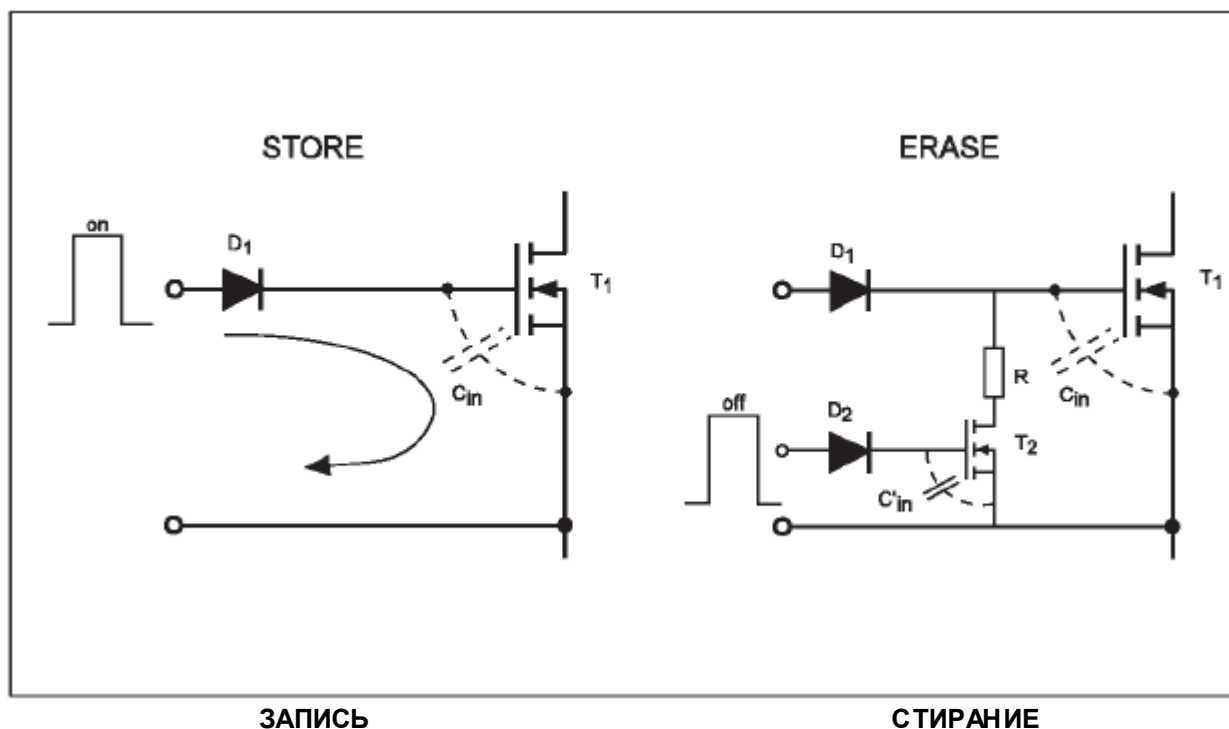


Рисунок 11 Использование емкости затвора в резонансной цепи

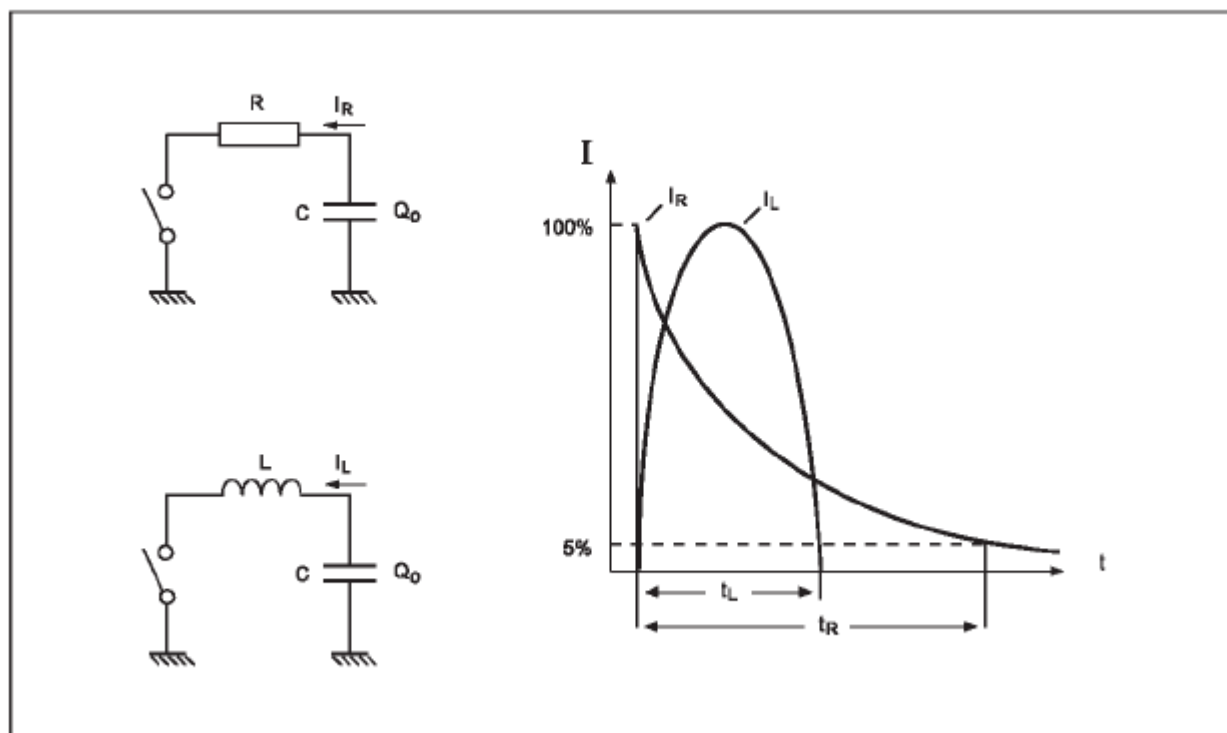
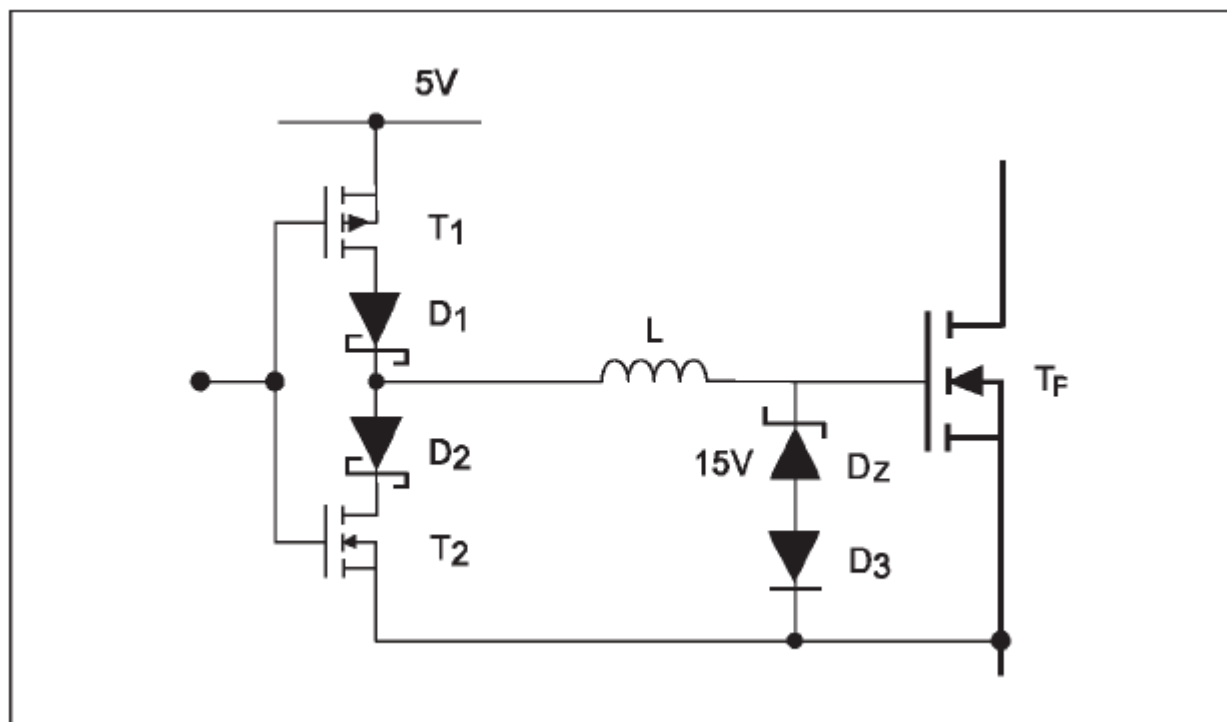


Рисунок 12 Цепь резонансного управления затвором



4,3 Затвор как ослабитель электро магнитных помех (ЭМП)

Как указывалось выше, коммутационные процессы в MOSFET и IGBT легко могут быть замедлены выбором величины резистора затвора. Это свойство может быть использовано для снижения ЭМП в приложениях с коммутацией фазового угла (рисунок 13), например для цепей управления освещенностью.

Общепринятые схемы управляются триаками. Включение триака или его выключение генерирует пики напряжения с неконтролируемыми dV/dt . И большинстве случаев триаки требуют последовательной индуктивности для фильтрации ЭМП.

Когда нагрузка управляется IGBT, траектория

переключения может быть смягчена при включении и выключении настолько, что индуктивность больше не потребуется. Коммутационные потери, обусловленные замедлением выключения не критичны для обычных частот.

Мягкое управление освещением, показанное на рис. 14 и обсуждаемое в Л2, основано на использовании IGBT как ключа с контролируемым выключением. Такая цепь допускает контролируемое пологое переключение тока, исключая необходимость в фильтре ЭМП, снижает затраты и ограничивает сопутствующие акустические шумы. Может быть также построена защита от короткого замыкания, которой больше не требуется предохранитель.

Рисунок 13 Снижение ЭМП

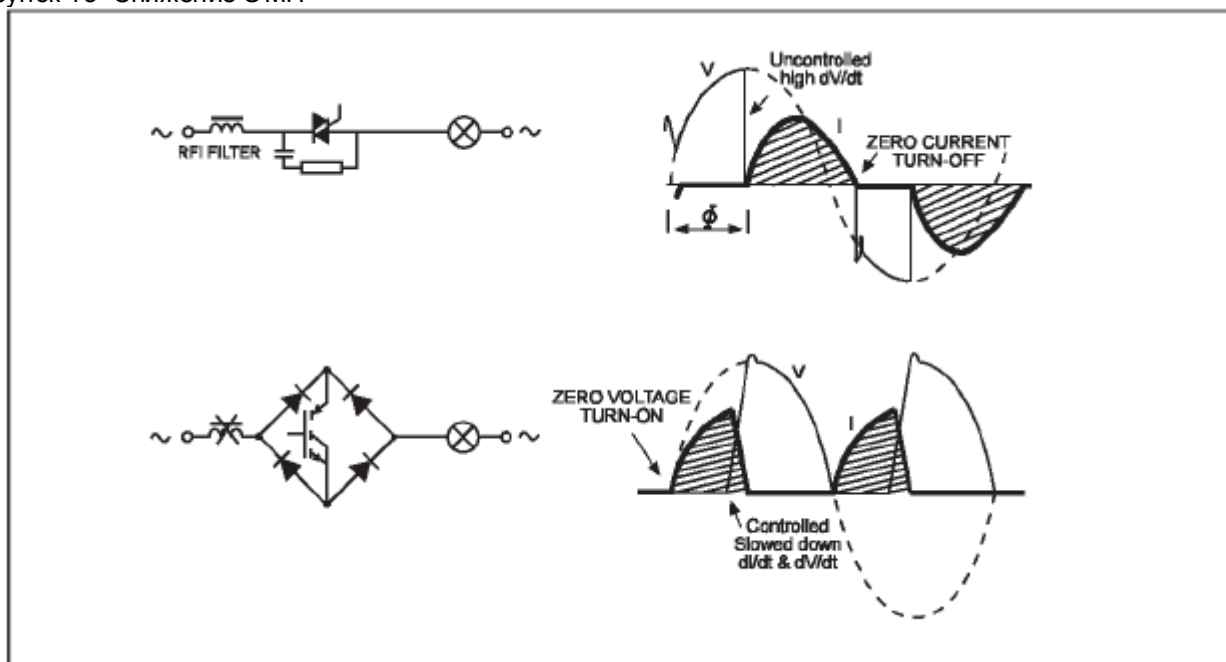
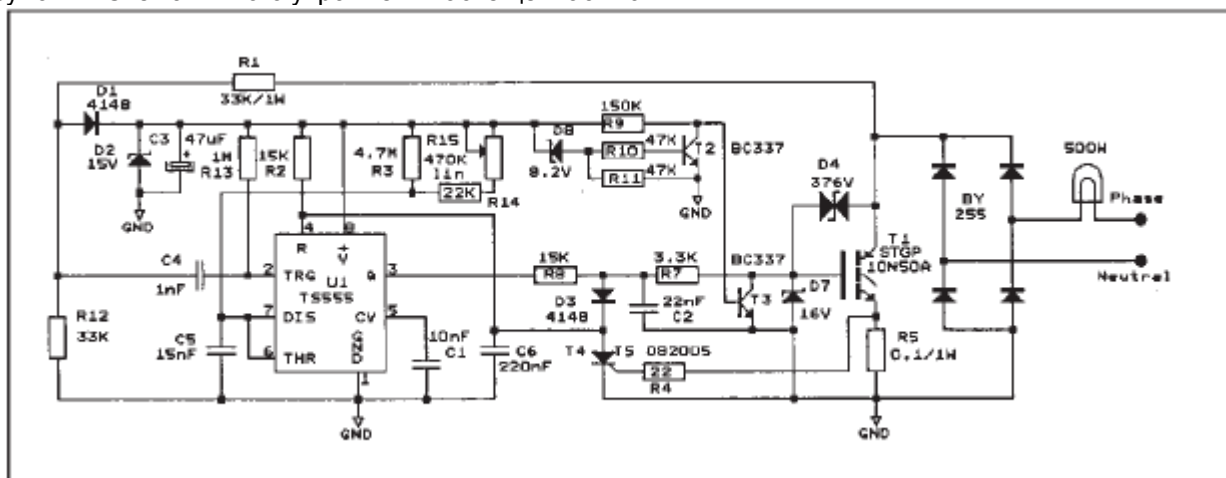


Рисунок 14 Схема мягкого управления освещенностью



4.4 Автоматическое плавающее управление затвором

Другим полезным свойством, вытекающим из небольшой емкости затвора, является низкая требуемая энергия управления для переключения высоких уровней тока. Это качество может быть использовано для автоматического смещения плавающего затвора в “косых” мостах – см. ЛЗ. Так как напряжение затвор /эмиттер верхнего ключа в “косом” мосте плавает, большинство приложений требует дополнительного импульсного трансформатора, чтобы привязать его. Во многих случаях этот трансформатор выполняет изолирующие функции в стыке верхнего ключа со связанным с “землей” ШИМ-контроллером.

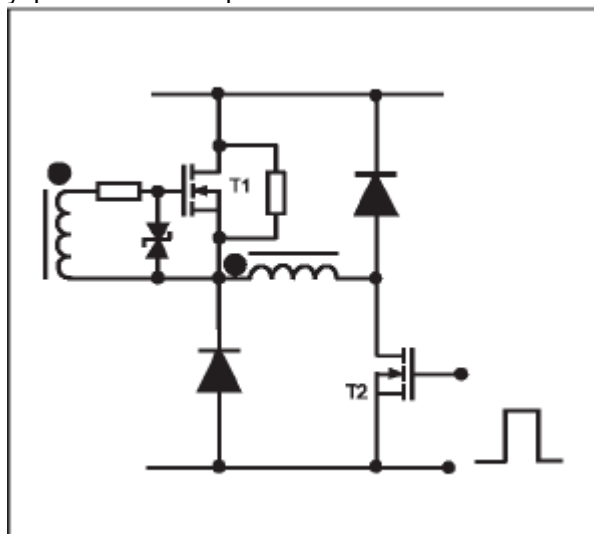
В схеме, показанной на рис. 15, дополнительная обмотка силового трансформатора используется для управления верхним ключом как синхронизированным ведомым заземленного нижнего ключа; когда нижний ключ включается или выключается, верхний ключ автоматически включается или выключается также.

Эта схема устраняет необходимость в импульсном трансформаторе и работает с очень малым количеством внешних компонентов.

4.5 Использование нескольких управляющих напряжений

Управляющая цепь, показанная на рис. 16 имеет преимущество в напряжении перед естественно управляемым затвором. В нормальном режиме . приложенные 15 В принуждают затвор к полному открыванию, но если проявляются сверхтоки, напряжение затвора ограничивается на 6 В (напряжение Ценнеровского диода Z2), ограничивая ток коллектора.

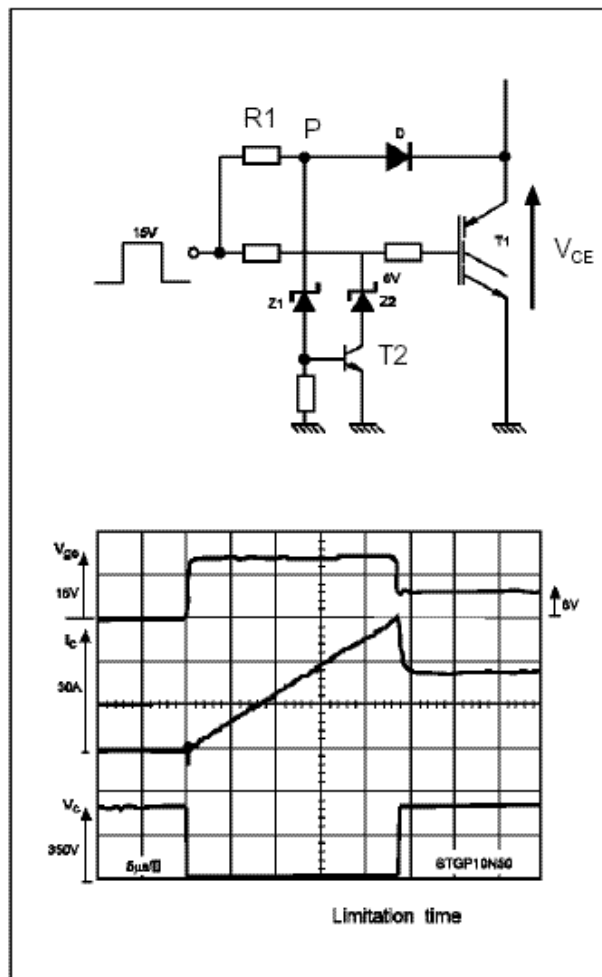
Рисунок 15 Автоматическое плавающее управление затвором



Сверхтоки определяются отслеживанием напряжения коллектор-эмиттер IGBT – в нормальном режиме типичное падение напряжения V_{CE} около 2 – 3 В, но оно возрастает с ростом коллекторного тока. Ценнеровский диод Z1 выбран, так, чтобы задать уровень V_{CE} , при котором защита начинает действовать. Следовательно, в нормальном режиме управления, 15 В приложенные ко входу, чтобы полностью открыть транзистор, также открывают диод D через резистор R1. Напряжение в точке P таким образом равно напряжению V_{CE} , падающему на IGBT, плюс падение напряжения на D. Выбор напряжения Z1 производится так, чтобы в этих условиях соответствующие значения стыковались.

Очевидно, что, когда напряжение в точке P превышает порог Z1, а сверхток заставляет V_{CE} IGBT чрезмерно возрасти, диод Z1 начинает проводить, открывая T2, и тем самым ограничивает напряжение в точке P, запирая диод D. Открываясь, T2 заставляет Ценнеровский диод Z2 отсекать напряжение на затворе IGBT на уровне около 6 В, ограничивая ток коллектора на низком уровне.

Рисунок 16. Ограничение тока с использованием нескольких управляющих напряжений



5. Выводы

Хотя устройства с изолированным затвором широко применяются и хорошо изучены, остается интерес рассматривать управление затвором с позиции простого конденсатора. Полезным свойством переключателей с изолированным затвором является их способность к смягчению переходного процесса в IGBT, используемых в таких целях, как ослабление электромагнитных помех /контролируемое выключение, что представляется очень привлекательной альтернативой триакам в управляемом ламповом освещении.

Кроме того, способность переключателей с изолированным затвором к управлению малым количеством энергии снижают уровень мощности, при котором полумостовые топологии могут быть эффективно использованы. Это направление в последнее десятилетие ярко продемонстрировано появлением интегрированных драйверных цепей верхнего ключа. По этой причине разработчики больше не стеснены в плавающем управлении верхними мощными MOSFET и IGBT даже в силовом диапазоне 100Вт.

Литература

- 1] A New Isolated Gate and Base Drive for Power MOSFETs and IGBTs
J.M. Bourgeois
SGS-THOMSON Microelectronics
application note AN461
- 2] Soft Light Dimmer
J.M. Charreton
SGS-THOMSON Microelectronics
application note AN518
- 3] Ultra Fast Ni-Cd Battery Charger
L. Wuidart, J.M. Ravon
SGS-THOMSON Microelectronics
application note AN486