

скоростью, как показано на рис. 4 и 5, но наличие на пути этого тока паразитной индуктивности замедляет этот процесс. Соответственно, увеличивается и время, необходимое для перезаряда входной емкости, т.е. увеличиваются задержки на включение/выключение транзистора. Более того, индуктивность истока и конденсатор C_{ISS} образуют резонансный контур, показанный на рис. 7.

Этот контур возбуждается крутым фронтом управляющего сигнала, и именно это является причиной возникновения высокочастотного дребезга, иногда наблюдающегося в схемах управления. К счастью, очень высокая добротность контура, образованного L_S и C_{ISS} , демпфируется (или может быть задемпфирована) небольшими сопротивлениями в цепи затвора, такими как выходное сопротивление драйвера и резисторы в цепи затвора - внешним и внутренним. Мы же можем повлиять на этот контур только изменением внешнего сопротивления R_{GATE} , поэтому можно попробовать рассчитать его оптимальную величину:

$$R_{GATE,OPT} = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_S}{C_{ISS}}} - (R_{DRV} + R_{G,I})$$

Использование слишком маленького резистора приведет к наличию выброса на фронтах управляющего сигнала, но скорость переключения транзистора будет высокой. Если резистор будет слишком большой, выброса не будет, но скорость переключения упадет без всякого улучшения качества работы схемы управления.

Вторым эффектом от наличия паразитной индуктивности истока будет возникновение отрицательной обратной связи при быстром изменении тока стока. Этот эффект проявляется на интервале 2 при включении транзистора и на интервале 3 при его выключении. В течении этих периодов напряжение на затворе находится в диапазоне между V_{TH} и $V_{GS,Miller}$, а ток затвора определяется напряжения на полном сопротивлении затвора, $V_{DRV}-V_{GS}$. Резко изменяющийся ток протекает через индуктивность цепи стока, генерируя на ней напряжение. Это напряжение вычитается из напряжения на затворе, уменьшая ток затвора и, соответственно, скорость переключения транзистора. Скорость изменения тока через транзистор уменьшается, и устанавливается некий баланс - работает отрицательная обратная связь.

Следующая паразитная индуктивность - индуктивность цепи стока - тоже образуется из нескольких компонентов. Сюда входит внутренняя индуктивность вывода стока и индуктивность внешних элементов - подводящих проводников и индуктивность рассеяния трансформатора (в том случае, если он используется). Все они могут рассматриваться совместно, поскольку включены последовательно, и работают как демпфер при включении транзистора. При открывании транзистора они ограничивают скорость нарастания тока и понижают напряжение на ключе на $L_D \cdot di/dt$. Фактически, паразитная индуктивность стока значительно понижает динамические потери при включении транзистора. Высокое значение L_D , столь привлекательно выглядящее при включении транзистора, при его выключении приводит к большим проблемам. Быстро спадающий ток генерирует на этой индуктивности огромное напряжение, которое, значительно превышая $V_{DS(off)}$, приводит к выбросу напряжения на стоке и существенно увеличивает динамические потери в ключе.

4. Управление полевым транзистором от уровня земли

Непосредственное управление от контроллера

В импульсных источниках питания простейший способ управления силовым полевым транзистором - это использование драйвера, входящего в состав ШИМ - контроллера, как показано на рис. 8.

Наиболее сложной проблемой в этом случае является оптимизация разводки платы, и на рис. 8 специально показан случай со значительными длинами подводящих дорожек.

Подводящие проводники образуют паразитную индуктивность из-за образования петли прямого и обратного токов, и эта индуктивность может приводить как к уменьшению скорости переключения транзистора, так и к образованию высокочастотного звука на затворе. Даже если используется общий земляной слой, паразитная индуктивность может быть только уменьшена, но не убрана вообще - земляной полигон образует низкоиндуктивный путь только для возвратного тока, и для минимизации индуктивности пути прямого тока желательно также делать как можно более широким проводник между выходом драйвера и затвором транзистора. Другой проблемой прямого управления может стать ограниченный выходной ток драйвера - очень немногие ШИМ - контроллеры способны обеспечить выходной импульсный ток более 1А, что накладывает

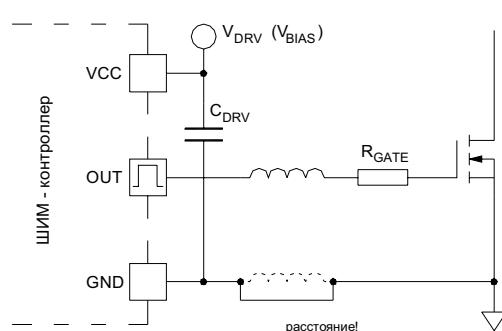


Рис. 8 Прямое управление полевым транзистором

ограничения на управление "тяжелыми" транзисторами с достаточной скоростью. Другим ограничивающим фактором может стать излишняя мощность, рассеиваемая в драйвере, но, как уже обсуждалось, эта проблема может быть решена с помощью внешнего затворного резистора. Если же требуется непосредственное управление (для минимизации места или стоимости), то необходимо тщательное проектирование разводки и аккуратное шунтирование контроллера. Сильные токовые броски в цепи затвора способны сбивать чувствительные аналоговые схемы внутри контроллера, а все более мощные транзисторы требует все большей и большей энергии на их переключение. Немного позже мы обсудим принципы расчета шунтирующего конденсатора по питанию контроллера, пока же заметим, что его характерная величина лежит в диапазоне от 0,1 мк до 1 мк.

1. Величина шунтирующего конденсатора.

Здесь мы продемонстрируем расчет шунтирующего конденсатора по напряжению питания. Часто этот конденсатор является общим для всех схем контроллера, а в случае, когда питание силовой части ШИМ - контроллера осуществляется отдельно, этот конденсатор необходимо ставить как можно ближе к выводам силовой земли и силового питания.

Можно выделить два компонента тока, протекающего через шунтирующий конденсатор. Первый компонент - это ток покоя контроллера, который может изменяться почти в десять раз при изменении состояния контроллера. Если принять, что максимальный ток покоя контроллера будет при наличии высокого уровня на его выходе, и учесть, что пульсации напряжения на конденсаторе будут изменяться в зависимости от величины коэффициента заполнения, то можно сказать, что:

$$\Delta V_Q = \frac{I_{Q,HI} \cdot D_{MAX}}{C_{DRV} \cdot f_{DRV}}$$

Другая составляющая пульсирующего тока через конденсатор - это ток затвора. Хотя точное значение его в большинстве случаев неизвестно, мы можем оценить пульсации на шунтирующем конденсаторе исходя из величины заряда, необходимого для переключения транзистора. При включении этот заряд забирается из конденсатора и передается во входную емкость транзистора. Соответственно, пульсации будут:

$$\Delta V_{QG} = \frac{Q_G}{C_{DRV}}$$

Складывая эти две составляющие пульсаций, и решая получившееся уравнение относительно C_{DRV} , можем найти необходимую величину емкости исходя из желаемой величины пульсаций на нем:

$$C_{DRV} = \frac{I_{Q,HI} \cdot D_{MAX} + Q_G}{f_{DRV} \Delta V},$$

где $I_{Q,HI}$ - ток покоя драйвера при высоком уровне на его выходе, D_{MAX} - величина максимально возможного рабочего хода, f_{DRV} - частота коммутации ключа и Q_G - общий заряд затвора для данной амплитуды управляющего сигнала и определенного напряжения на ключе в закрытом состоянии.

2. Защита драйвера

Другая особенность, на которую следует обратить внимание при проектировании схем прямого управления полевым транзистором, относится к случаю, когда выходной каскад драйвера построен на биполярных транзисторах. В этом варианте мы должны обеспечить защиту от протекания обратного тока через выходные ключи. Как показано на упрощенной диаграмме на рис. 9, выходной каскад обычно строится на транзисторах n-p-n типа, что обусловлено их более плотной упаковкой и лучшими свойствами. Биполярный n-p-n транзистор может проводить ток только в одном направлении. Верхний транзистор может служить источником вытекающего тока, и ни в коем случае не может работать при втекающем. С нижним транзистором все наоборот. Незадемптированные колебания на выходе драйвера, возникающие из-за резких

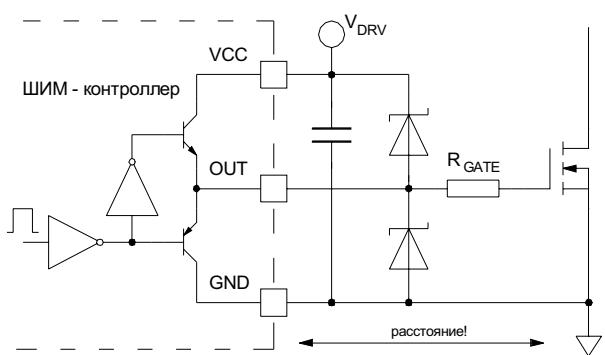


Рис. 9 Драйвер с выходным каскадом на биполярных транзисторах