

Методика выбора драйвера для IGBT- или MOSFET-транзистора

Введение

В данных рекомендациях по применению описывается методика расчета параметров управления затвором для заданных условий применения. Приводимые здесь значения могут служить основанием для выбора наиболее подходящего драйвера.

Все параметры, которые компания CONCEPT приводит в документации, в т.ч. потребляемая драйвером мощность, можно использовать в расчетах напрямую, без применения каких-либо корректирующих или занижающих коэффициентов.

Для оценочного расчета достаточно воспользоваться выражениями (1), (4) и (5).

Требуемая мощность управления

Драйвер затвора предназначен для управления отпиранием и запирающим силовым полупроводниковым устройством. Для этого драйвер выполняет, либо заряд затвора силового полупроводника до конечного отпирания напряжения V_{GE_ON} , либо разряжает его вплоть до достижения напряжения на затворе запирающего уровня V_{GE_OFF} .

Переход между двумя уровнями напряжений на затворе требует рассеивания определенного уровня мощности в контуре между драйвером затвора, резисторами в цепях управления затвором и силовым полупроводником. Данный уровень мощности называется мощностью управления (PDRV). Выбор драйвера затвора осуществляют исходя из мощности управления, требуемой для данного силового модуля.

Для вычисления мощности управления необходимо знать заряд затвора Q_{GATE} , частоту коммутации f_{IN} и фактический размах напряжения на выходе драйвера ΔV_{GATE} :

$$P_{DRV} = Q_{Gate} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate} \quad (1)$$

В случае, если в схеме имеется внешний конденсатор C_{GE} (вспомогательный конденсатор затвора), то драйвер затвора также должен заряжать и разряжать этот конденсатор, как показано на **Рис. 1**.

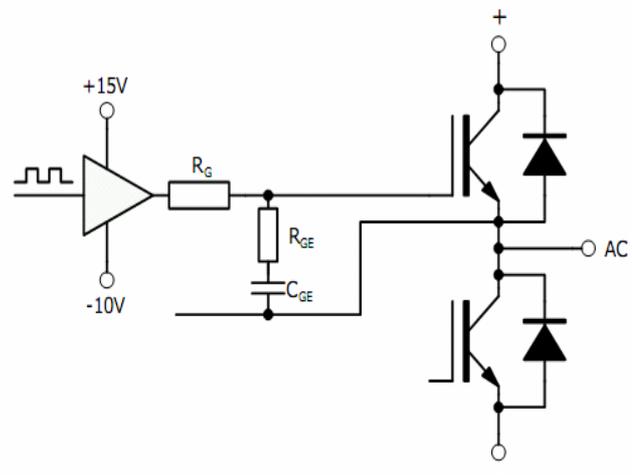


Рис. 1. Управление затвором с дополнительной RC-цепью

Величина R_{GE} не оказывает влияния на требуемую мощность управления при условии, что полный заряд и разряд C_{GE} выполняется в течение одного цикла. С учетом сказанного, выражение для расчета требуемой мощности управления принимает вид:

$$P_{DRV} = Q_{Gate} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate} + C_{GE} \cdot f_{IN} \cdot \Delta V_{Gate}^2 \quad (2)$$

Приведенные выше выражения действительны для нерезонансного управления затвором. Мощность управления не зависит от сопротивления резисторов в цепи затвора и заполнения импульсов, но при условии, что состояния коммутации меняются от полностью открытого до полностью закрытого. Далее необходимо разобраться с расчетом параметра *заряд затвора* Q_{GATE} .

Заряд затвора

Q_{GATE} вычисляется по входной емкости C_{IES} IGBT- или MOSFET-транзистора. C_{IES} – аппроксимация первого порядка для кривой заряда затвора ($V_{GE} = 0$ В). Кривая заряда затвора силового полупроводника весьма нелинейна. Именно это объясняет, почему заряд затвора необходимо получать путем интегрирования кривой заряда затвора на интервале между V_{GE_OFF} и V_{GE_ON} .

Если же значение Q_{GATE} приведено в документации, то важно убедиться, что оно соответствует размаху напряжения управления затвором, идентичному используемому в приложении. Сопоставлять значения зарядов затвора для разных размахов напряжения управления затвором не рекомендуется. Например, нельзя точно определить заряд затвора для $V_{GE} = -10 \dots +15$ В, если значение Q_{GATE} приведено для $V_{GE} = 0 \dots +15$ В.

Наконец, в тех случаях, когда нет графика заряда затвора (зависимость Q_{GATE} от V_{GE}), единственной возможностью определения Q_{GATE} является его измерение. На **Рис. 2** показаны типичные осциллограммы процесса отпирания силового полупроводника драйвером затвора. Выходной ток управления затвором I_{OUT} заряжает затвор силового полупроводника. Таким образом, область, очерченная кривой выходного тока, как показано на **Рис. 2**, характеризует полный заряд затвора (схему см. на **Рис. 4**). Время интегрирования должно быть настолько большим, чтобы охватить весь размах напряжения на затворе (см. выход GH; выход GL). Время интегрирования должно быть не больше времени установления выходных напряжений драйвера до их конечных значений или достижения выходным током драйвера нуля.

$$Q_{Gate} = \int I_{OUT} dt \quad (3)$$

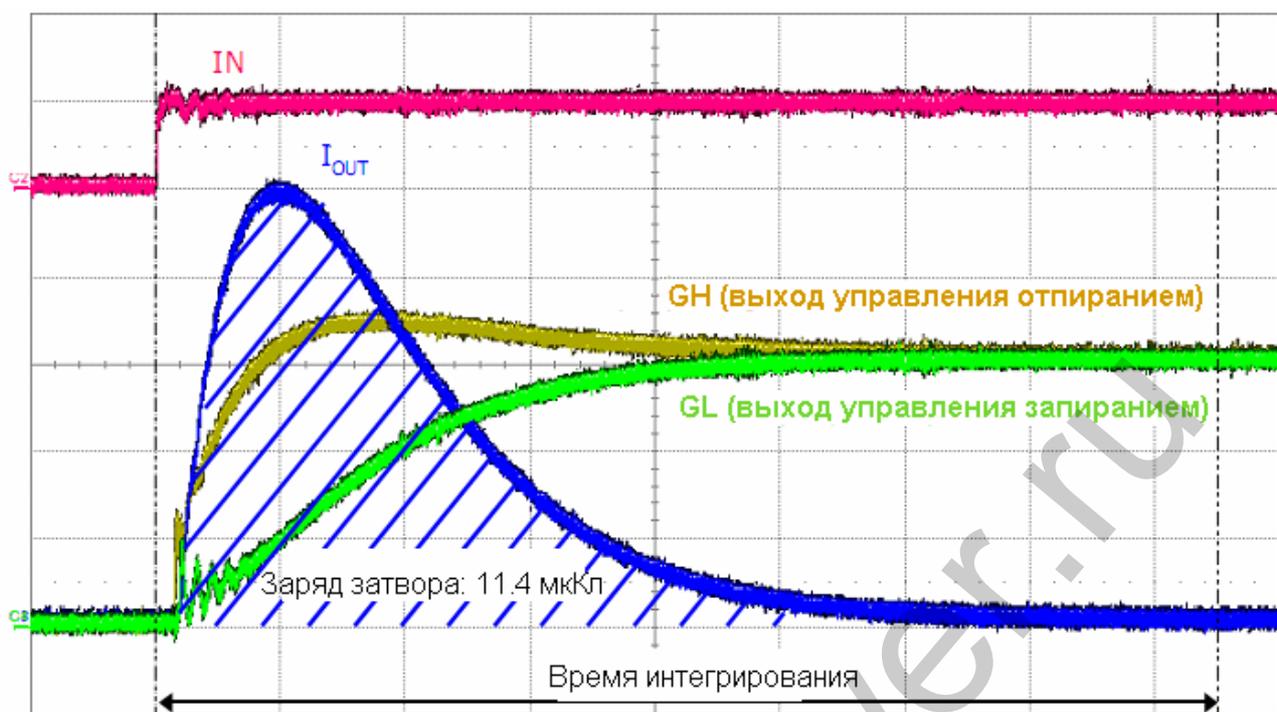


Рис. 2. Измерение заряда затвора путем интегрирования выходного тока по времени

Особые меры нужно предпринять, если обнаруживаются осцилляции в выходном токе. В практических условиях на результат измерения заряда затвора часто оказывают влияние осцилляции тока вследствие завышенного времени интегрирования и неточностей, вызванных участием в интегрировании большого количества пониженных значений вместо меньшего количества больших чисел. Таким образом, для выполнения измерения заряда затвора очень важно, чтобы схема была избавлена от эффекта осцилляций тока.

Осцилляции выходного тока драйвера могут привести к дополнительным потерям мощности в блоке управления затвором, вызванные работой ограничителей напряжения и нелинейностью выходных каскадов и схемы управления. Таким образом, максимально-возможной мощности управления затвором можно достичь только в той схеме, которая избавлена от осцилляций выходного тока драйвера.

Эффект осцилляции может быть обращен в преимущество при использовании высокочастотного резонансного управления затвором.

Резонансное управление затвором не рассматривается в данных рекомендациях по применению.

Рекомендации по выбору максимального тока управления

Еще одним важным параметром схем управления затвором является максимальный ток управления затвором $I_{OUT\ MAX}$. Величина $I_{OUT\ MAX}$ должна быть достаточно большой, чтобы управлять наименьшим выбранным сопротивлением в цепи затвора с наибольшим выбранным размахом напряжения на затворе. Упрощенно максимум первого порядка находим следующим образом:

$$\hat{I}_{OUT(1.Order)} = \frac{\Delta V_{Gate}}{R_{Gate_Min}} \quad (4)$$

Если в схеме присутствуют осцилляции выходного тока, то максимальный ток управления затвором рекомендуется выбирать по условию $I_{OUT,MAX} > \hat{I}_{OUT(1.ORDER)}$. В случае, если осцилляции тока управления затвором демонстрируют некоторое затухание, пиковый ток должен быть очень большим, а величина его должна определяться только измерениями.

Практический опыт говорит о том, что при отсутствии осцилляций тока и малых сопротивлений резисторов в цепи затвора рабочий ток обычно не превышает 70% от значения $\hat{I}_{OUT(1.ORDER)}$. Причиной такого снижения является паразитная индуктивность в контуре управления затвором. Данная паразитная индуктивность ограничивает наклон тока в начале процесса заряда затвора. Таким образом, драйвер затвора для схем без осцилляций тока и с низкоомными резисторами в цепи затвора рекомендуется выбирать исходя из следующего требования:

$$I_{OUT,max} \geq 0.7 \cdot \hat{I}_{OUT(1.Order)} \quad (5)$$

После выбора драйвера по выражению (5) его фактический пиковый выходной ток необходимо проверить практическими измерениями.

Пример:

Для управления IGBT-модулем через резистор в цепи затвора сопротивлением 0.5 Ом, с внутренним сопротивлением модуля 0.2 Ом и с размахом напряжения на затворе 25 В (+15/-10 В), драйвер затвора должен быть способен заряжать затвор током не менее 25 А.

Теоретические основы, объясняющие появление понижающего коэффициента 0.7 приведены в параграфе “Максимальный ток управления: теория”.

Непостоянство размаха выходного напряжения

Размах выходного напряжения драйвера затвора несколько изменяется в зависимости от выходной мощности. Это является следствием мягкости характеристики изолированного DC/DC-преобразователя, входящего в состав драйвера. Расчет для наихудшего случая опирается на максимальный размах напряжения на затворе. Размах напряжения на затворе для требуемого диапазона выходной мощности необходимо узнать из документации на драйвер или измерить в реальной схеме.

Строго говоря, заряд затвора необходимо измерять при целевом размахе напряжения на затворе. Если заряд затвора определить при повышенном размахе напряжения на затворе (на низкой частоте), то вычисленная требуемая мощность управления окажется больше реально требуемой мощности управления (для целевой частоты). Данный эффект можно не брать во внимание, если желаемая точность составляет не лучше, чем 5%.

Максимальная рабочая температура

Драйверы CONCEPT рассчитаны на работу с максимальной выходной мощностью в пределах температурного диапазона $-40^{\circ}\text{C} \dots +85^{\circ}\text{C}$ (если иного не указано в документации). Если факторы ухудшения параметров явно не описаны в документации, то максимальную мощность и ток управления можно применять ко всему температурному диапазону.

Номинальные характеристики приводятся для окружающей температуры для условий естественной конвекции без принудительного охлаждения и дополнительных потоков воздуха. Применение принудительного воздушного охлаждения (вентилятор) может существенно увеличить отвод тепла от драйвера и, как следствие, увеличить надежность драйвера.

Максимальная частота коммутации

Ряд параметров оказывают влияние на максимально-достижимую частоту коммутации. В первую очередь, это результирующая выходная мощность, которая рассматривалась в предыдущих параграфах. Кроме того, влияние оказывает переменная рассеиваемая мощность на резисторах в цепи затвора. Чем больше сопротивление резистора в цепи затвора, тем меньшую мощность будет рассеивать выходной каскад драйвера на заданной частоте. Наконец, третий фактор влияния – самонагрев драйвера, вызванный высокой частотой коммутации.

На **Рис. 3** показана зависимость выходной мощности от частоты коммутации для нескольких сопротивлений резистора в цепи затвора. Форма и параметры кривых специфичны для каждого конкретного драйвера затвора; кривые, показанные на **Рис. 3**, нельзя рассматривать как универсальные.

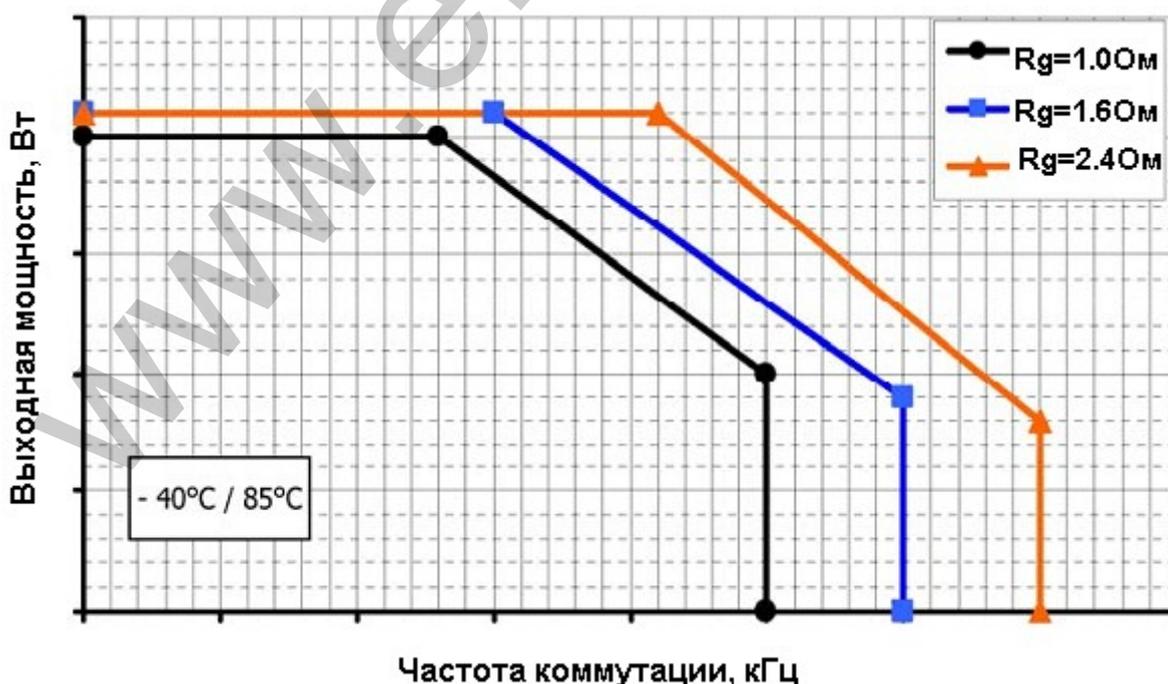


Рис. 3. Зависимость допустимой выходной мощности от частоты коммутации

Максимальный ток управления: теория

Теоретическое объяснение необходимости применения понижающего коэффициента вытекает из вопроса: какой пиковый ток может протекать через реальный контур управления затвором без возникновения осцилляций?

Анализ сфокусирован на рассмотрении влияния сопротивления резистора в цепи затвора при сохранении постоянными всех остальных параметров. Рассматривается только нерезонансное управление затвором. Полагается, что предпочтительной является форма тока затвора без осцилляций.

На **Рис. 4** показана модель формирования тока затвора, состоящая из каскада драйвера с выходами GH и GL, отдельных резисторов в цепи затвора $R_{G.ON}/R_{G.OFF}$ и связанных с ними паразитных индуктивностей $L_{G.ON}/L_{G.OFF}$, а также общей цепи протекания тока к затвору с входящей в нее паразитной индуктивностью L_{GG} . Силовой полупроводник замещен на схеме постоянной емкостью. Необходимо понимать, что такое упрощение действительно только для начального этапа процесса заряда затвора. Именно этот этап является наиболее важным для рассмотрения, т.к. здесь ток заряда достигает своего максимума.

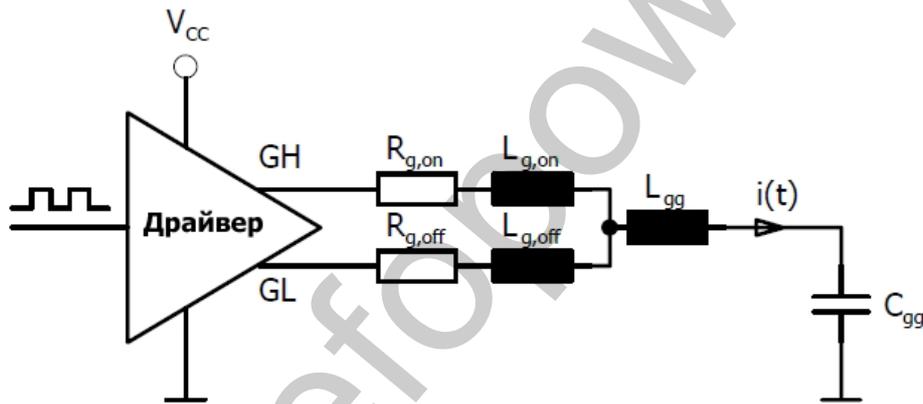


Рис. 4. Схема моделирования максимального тока управления затвором

Ток затвора $i(t)$ находится решением дифференциального уравнения второго порядка, описывающего работу RLC цепи:

$$L_g \cdot \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + R_g \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{C_{gg}} = 0 \quad (6)$$

L_G и R_G – сумма соответствующих значений L и R в цепях управления отпиранием и запирающим. Условие колебательности схемы задается соотношением L_G , C_{GG} и R_G . Чтобы ток $i(t)$ был избавлен от осцилляций должно выполняться условие:

$$R_{g(non-osc)} \geq 2 \sqrt{\frac{L_g}{C_{gg}}} \quad (7)$$

Наименьшее сопротивление в цепи затвора, при котором ток затвора все еще избавлен от осцилляций, определяется по выражению (8):

$$R_{g,\min(\text{non-osc})} = 2 \sqrt{\frac{L_g}{C_{gg}}} \quad (8)$$

Таким образом, максимально-возможный пиковый ток $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ при условии отсутствия колебательности в схеме может быть выражен как пиковый ток для случая, когда в схеме используется резистор в цепи затвора с сопротивлением $R_{G,\min(\text{non-osc})}$. С учетом этого, выражение для $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ принимает вид:

$$\hat{I}_{\max(\text{non-osc})} = \frac{2}{e} \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} \approx 0.74 \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} \quad (9)$$

Здесь e – число Эйлера.

Важно обратить внимание, что выражение (9) действительно только для максимального тока схем без осцилляций. Если сопротивление резисторов в цепи затвора будет отвечать условию $R_G > R_{G,\min(\text{non-osc})}$, пиковый ток будет всегда меньше $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$. При больших значениях R_G ток затвора описывается выражением (4), но пиковый ток затвора все одно будет всегда оставаться меньше $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$. Таким образом, драйвер должен обладать нагрузочной способностью (максимальный выходной ток) не хуже пикового тока, рассчитанного по выражению (9). Значение $R_{G,\min(\text{non-osc})}$ необходимо определять измерениями для каждой новой монтажной схемы контура управления затвором и силового полупроводника.

Теоретически обоснованный коэффициент понижения 0.74 для $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$ в реальных условиях может еще больше уменьшиться в следствие ограниченного быстродействия коммутации драйвера, действия паразитных элементов контура управления затвором и постоянных времени блокирования драйвера.

Пример:

Если драйвер затвора подключен к IGBT-транзистору (входная емкость 30 нФ) через цепь с индуктивностью 20 нГн и управляет им с размахом выходного напряжения на затворе $\Delta V_{\text{GATE}} = 25$ В, то:

$$R_{g,\min(\text{non-osc})} = 2 \sqrt{\frac{20\text{nH}}{30\text{nF}}} = 1.63\Omega$$

Осцилляции тока для этого примера начнутся при значениях R_G меньше 1.63 Ом. Полагается, что это не желательно для управления затвором. Максимальное избавленное от осцилляций значение тока затвора для $R_G = 1.63$ Ом равно:

$$\hat{I}_{\max(\text{non-osc})} \approx 0.74 \cdot \frac{\Delta V_{\text{Gate}}}{R_{g,\min(\text{non-osc})}} = 0.74 \cdot \frac{25V}{1.63\Omega} = 11.4A$$

Для более высоких значений R_G , коэффициент снижения возрастает с 0.74 до 1.0. Однако ток затвора начнет снижаться и будет всегда меньше $\hat{I}_{\max(\text{non-osc})}$.

Ограничение ответственности

Данные рекомендации по применению содержат характеристики приборов, но они не могут гарантировать достижения каких-либо специфических характеристик. Здесь ни в явной, ни в неявной форме не даются гарантии относительно поставок, рабочих характеристик или пригодности.

Компания ST-Concept Technologie оставляет за собой права на внесение любых изменений в техническую документацию и характеристики продукции в любой момент и без специального уведомления. Применяются общие условия поставок компании ST-Concept Technologie.