

Затворный резистор.

Часть 2

Во второй части статьи, посвященной исследованию сопротивления цепи затвора IGBT- и MOSFET-транзисторов, пойдет речь о практическом способе определения номинала затворного резистора. Заранее следует отметить, что приведенная ниже информация содержит известную долю погрешности, не изобилует формулами и основывается по большей части на практическом опыте. Плюс такого подхода — простота данных и удобство их применения для типовых задач. Минус — для нетиповых преобразователей или режимов работы погрешность предлагаемого метода может оказаться неприемлемой. Но что принять к сведению, а что проигнорировать — на то и разработчик.

Павел Новиков

В предыдущей части исследования проблемы затворного резистора уже было отмечено, что к выбору его номинала следует относиться со всей ответственностью. И здесь даже более критичен не слишком высокий номинал, а наоборот, чересчур малое сопротивление и, как следствие, слишком быстрая скорость переключения. Действительно, если сопротивление избыточно, его последствия наглядны и определяются довольно быстро: перегрев, большая длительность плато Миллера, сквозные токи из-за долгого выключения и малого «мертвого» времени... Как правило, эти неисправности очевидны, позволяют себя обнаружить в процессе работы преобразователя и не приводят к хаотичным выходам из строя. Другое дело — слишком малое сопротивление. Самое неприятное при этом — кажущаяся спонтанность выходов из строя без видимых причин таких отказов. Импульсное перенапряжение на выключении может быть в норме, ограничено снабберными цепями, сквозных токов не наблюдается, сбоев тоже, но преобразователь выходит из строя. Причина не понятна. И здесь хорошо, если резистор слишком мал, тогда выход из строя «гарантированный» — обычно на первом включении или первом же реверсе электродвигателя. Такой отказ проявляется еще в лабораторных условиях у производителя, и с ним еще можно бороться. Хуже, когда резистор «маловат», тогда отказы появляются реже, становятся спонтанными и причины совершенно не ясны. Преобразователь может пройти все испытания, перегрузочные режимы, а затем, через несколько месяцев, отказать у потребителя при прогоне на холостом ходу. При этом зачастую замена вышедшего из строя транзистора инвертора приводит к тому, что далее преобразователь работает исправно. Напрашивается вывод: брак, какие-то скрытые дефекты, старение транзистора. На самом деле причина таких спонтанных отказов почти всегда либо в сбоях в драйвере, либо в заниженном сопротивлении затворного резистора.

Почему слишком малое сопротивление, то есть относительно короткие фронты включения/вы-

ключения в затворе, приводят к выходу из строя — общепринятой теории нет. Доподлинно (из опыта) известно, что, например, IRGPC60B120KD наверняка выходит из строя при сопротивлении затворного резистора менее 20 Ом, аналогично и 2E719. Так же и MOSFET: в режиме жесткого переключения 2П793 спонтанно выходит из строя (а в отдельных партиях поставок — практически все подряд) при сопротивлении менее 50 Ом. Но почему? Тиристорный эффект для IGBT-транзистора? Производители заявляют, что этот эффект исключен еще в конце 1990-х и на современных транзисторах подобного просто не может быть. Токи, воздействующие на обратный диод в период его неполного восстановления? Есть такая теория, но поскольку IGBT и FRD — это отдельные кристаллы, при выходах из строя, о которых идет речь, из строя выходил именно кристалл IGBT. Значит, и не в диоде дело. Для MOSFET существует теория отпирания паразитного биполярного транзистора — ВJT (хотя технологически его база закорочена на эмиттер-исток) при больших скоростях du/dt , но производители утверждают, что современные транзисторы практически не способны достичь такой скорости du/dt , при которой произойдет отказ по причине отпирания ВJT. Так почему слишком большая скорость перезаряда затвор-эмиттер (затвор-исток) вызывает отказ? Автор настоящего исследования затрудняется назвать причины, но с уверенностью может утверждать, что так оно и есть.

Более того, как будет показано ниже, производители транзисторов также рекомендуют определенные сопротивления затворных резисторов, эти значения далеко не минимальны и соответствуют практике. Но почему, например, для того же IRGPC60B120KD — это заявленный диапазон 5–100 Ом (а в жестком переключении фактически 20–70 Ом), а не какой-то иной — неизвестно. Исходных данных нет, граничные (предельно допустимые) значения на сопротивление, длительность фронта в затворе, импульсный ток управления и т. п. не приводятся в паспорте. Но есть практика, подтверждаемая производителями транзисторов, и разработчиками серийных

преобразователей, и она указывает на то, что сопротивление затворного резистора должно быть не менее (...). В противном случае — отказ преобразователя из-за слишком большой скорости протекания переходных процессов при переключении, что бы это утверждение ни значило.

Но вернемся к способу расчета сопротивления и изначально примем «термины и определения». Под сопротивлением затворного резистора подразумевается общее, суммарное выходное сопротивление цепей управления. В суммарное сопротивление входят:

1. Собственно сопротивление внешне устанавливаемого затворного резистора.
2. Сопротивление затворного резистора, встроенного в транзисторный модуль (встречается не всегда).
3. Выходное сопротивление драйвера.

Последнее легко рассчитать из импульсного тока драйвера и его выходных напряжений включения/выключения, а эта информация обязательно приводится в паспорте любого драйвера. Например, драйвер МД2180П-Б: выходное напряжение +15 В отпирающее, -10 В запирающее, импульсный ток не менее 18 А. Отсюда выходное сопротивление:

$$R_{out} = \Delta U / I_{imp} = 25 / 18 = 1,4 \text{ Ом.}$$

Допустим, имеется транзисторный модуль со встроенным затворным резистором 2 Ом, тогда уже сопротивление цепи затвора составит 3,4 Ом. И если в расчете получается номинал 10 Ом, то должен быть установлен затворный резистор не 10 Ом, а $10 - 3,4 = 6,6$ Ом. Такой подход к понятию сопротивления цепи затвора является общепринятым и приводится, например, в [1, 4] (см. список литературы первой части статьи) и не должен вызывать вопросов. Далее по тексту, а равно и в предыдущей части статьи, автором ставится равенство между понятиями «затворный резистор» и «выходное сопротивление управления», поскольку в контексте задачи это не принципиально.

Итак, сформулируем задачу. Необходим метод определения номинала затворного резистора для практического построения преобразователя. Это, с одной стороны, усложняет задачу, так как в отличие от чистой теории на практике ошибки чреватые последствиями, а потому предъявляются реальные требования к верификации. С другой стороны, задача упрощается, поскольку за базу метода можно взять не теорию, а практический опыт, безотносительно теоретических предпосылок. И опыт, прежде всего, самих производителей транзисторов, транзисторных модулей, драйверов, серийных преобразователей — в частности, Infineon, Powerex, APS. Приведенный ниже метод, собственно, исключительно на опыте и основывается.

Определимся и с исходными данными, и с верификацией данных на выходе.

Как уже было отмечено в предыдущей части, неоднозначность методов и параметров у производителей транзисторов заставляет с опаской относиться к заявленным в паспортах цифрам. К тому же нельзя не учитывать, что для отечественной элементной базы список параметров и гарантируемых зависимостей минимален. Последнее даже более критично, так как заявляемые параметры на транзисторы «Ангстрем», «ВЗПП-С», «Интеграл» недостаточны даже для прикидок, не говоря уже о расчетах. Как следствие, в основу расчета могут быть положены только обязательные параметры, и для оценки затвора (а именно о временных характеристиках цепи затвора идет речь) — это емкости (входная, проходная, выходная) и суммарный заряд затвора. Указанные параметры нормируются и почти всегда приводятся в ТУ. Другие параметры, подробно приведенные в паспортах импортных транзисторов, в методе использоваться не могут, поскольку такой метод сразу станет неприменим для отечественных транзисторов.

Однако если попробовать взять в расчет емкости, и прежде всего входную, то здесь возникнет проблема: входная емкость — величина очень непостоянная и практически неприменимая для расчетов. Действительно, емкость нормируется на определенном напряжении коллектор-эмиттер (как правило, 25 В); при напряжении 0 или 500 В разница в значениях может исчисляться порядками. Велико влияние на входную емкость и емкости Миллера, чья величина так-

же в значительной степени зависит от напряжения, и эта зависимость тоже очень не линейна. Например, возьмем IRGPC60B120KD: по паспорту входная емкость составляет 4,3 нФ. Если измерить входную емкость без подачи напряжения коллектор-эмиттер, то получается порядка 6 нФ. Если применить формулу расчета емкости, исходя из длительности заряда при известном сопротивлении, то без подачи силового напряжения получается около 20 нФ. То же соотношение наблюдается и для более мощных транзисторных модулей (вплоть до FF300R12KS4 на 300 А), и для менее мощных, в том числе и для MOSFET: в 1,2 раза выше заявленного в паспорте значения при прямом измерении и в пять раз выше при расчете по постоянной времени RC-цепи, где исходными данными является фактически измеренная длительность фронтов. То есть ни прямое измерение емкости, ни известный расчет RC-цепи неприменимы — слишком многое необходимо учитывать и слишком велика погрешность.

Остается только заряд затвора — один из обязательных параметров, который выдерживает все критерии отбора, и практический опыт производителей. Опирайтесь на что-то большее — нецелесообразно.

Для разработчика также важно провести проверку корректности расчета до подачи силового напряжения или подключения нагрузки к преобразователю. Все методы, расчет по которым подразумевает проверку корректности на включенном, нагруженном преобразователе, практически неприменимы, поскольку обычно ошибка приводит к выходу из строя и найти ее становится не на чем. Таким образом, в контексте решаемой задачи критерием корректности расчета становится фактически измеренная длительность фронтов включения/выключения в затворе при *отсутствующем* силовом напряжении. Длительность фронта измеряется общепринятым способом: по уровням 10 и 90% от суммарного размаха напряжения управления. В случае если фронт включения «затягивается» после достижения напряжением в затворе +10 В (что характерно для маломощных драйверов), то по включению верхнюю границу можно опустить до +10 В, поскольку к 10 В транзистор полностью включается и дальнейшая форма напряжения в затворе не несет практического смысла. Например, для драйвера с выходными напряжениями +15 В/0 В — это будут уровни порядка 2/13 В; для драйвера с выходными напряжениями +15 В/-10 В — уровни порядка -7 В/+12 В. То есть если в расчете принято, что длительность сигнала в затворе должна составлять 1 мкс, и исходя из этого выбран затворный резистор определенного номинала, то при вышеуказанном измерении должны получиться фронты по 1 мкс (практически $\pm 20\%$). Если принятая длительность не совпадает с фактически измеренной — значит, в расчете ошибка или исходные данные неверны. Такой способ верификации позволяет избежать выходов из строя при наличии ошибки, прост в реализации и достаточно надежен.

Сам же метод заключается в расчете сопротивления затворного резистора через суммарный заряд затвора с условно принятым по аналогии временем заряда. В основе лежит метод 3, приведенный в предыдущей части исследования. При этом длительность времени заряда (емкости затвора) следует из формулы:

$$q = i \times t.$$

Так как:

$$I = \Delta U / R_g,$$

то:

$$t = (Q_g \times R_g) / \Delta U,$$

t — искомая длительность фронта;

Q_g — общий заряд затвора (указывается в паспорте);

ΔU — размах напряжения для нормируемого общего заряда затвора (указывается в паспорте);

R_g — сопротивление затворного резистора, при котором нормируются энергии потерь и временные характеристики (графики из паспорта транзистора).

Таблица. Типовые примеры расчета длительности фронта

Мощность транзистора	Производитель	Транзистор	I / U, А/В	Qg, мкКл (ΔU, В)	Rg, Ом	t, мкс
Малой мощности	Fairchild	FGH15T120SMD	15/1200	0,13 (0–15 В)	5–70	0,05–0,6
	IR (Infineon)	IRGPC60B120KD	60/1200	0,34 (0–15 В)	5–100	0,11–2,2
Средней мощности	Infineon	FF300R12KS4	300/1200	3,2 (-15...+15 В)	3–20	0,32–2,1
	Semikron	SKM400GB12V	400/1200	4,4 (-8...+15 В)	3–15	0,57–2,9
Большой мощности	Dynex	DIM800DDM12	800/1200	9 (-15...+15 В)	2,5–10	0,75–3
	Fuji	2MBI800VT-170E	800/1700	7 (0–15 В)	2,5–10*	1,2–4,7
	Mitsubishi	CM800DZ-34H		6,6 (0–15 В)	3–20	1,3–8,8

Примечание. *С учетом встроенного резистора 2 Ом

Рассчитаем, какие длительности фронтов управления в затворе рекомендуются для некоторых импортных модулей (табл.).

В таблице I/U (А/В) — максимальный средний ток транзистора при +100 °С (тип.) и пиковое напряжение коллектор-эмиттер; t — расчетная длительность фронта, исходя из значений Qg (в диапазоне ΔU) и Rg.

Как следует из таблицы, различные производители самых разных транзисторов фактически рекомендуют одни и те же длительности фронтов. Эти длительности неодинаковы для транзисторов различной мощности, но для транзисторов на близкие значения коммутируемых токов/напряжений почти совпадают. Но и для разных мощностей явно прослеживается зависимость: чем меньше требуется заряд затвора на переключение (что равносильно меньшей мощности, меньшему току коллектора), тем меньше длительности фронтов допустимы. И наоборот: чем мощнее транзистор, тем более «затянутыми» должны быть фронты управления. Эта закономерность логична и объясняется, следует полагать, большей длительностью переходных процессов в транзисторе на переключении при большем коммутируемом токе.

Таким образом, поскольку современные транзисторы близки по параметрам, зависимости однозначны и одинаковы для всех производителей, а выбор затворного резистора позволяет большую погрешность (вплоть до ±50%), то напрашиваются следующие графики рекомендуемых оптимальных значений (рис. 1, 2).

Собственно, в подборе оптимального сопротивления по графику 2 и проверке корректности расчета по графику 1 и заключается весь предлагаемый метод.

Следует еще раз уточнить значения, приведенные в графиках. На рис. 1 (а также на рис. 2) ток коллектора — максимальный постоянный ток транзистора при +100 °С. Для отечественных транзисторов эта величина указывается не всегда, но для ориентира ее следует принимать за 0,6±0,1 от тока при +25 °С. Длительность фронта здесь — время между 10 и 90% (+10 В на включении) напряжения управления в затворе при отсутствующем напряжении коллектор-эмиттер. Сопротивление, указанное на рис. 2, — это суммарное сопротивление цепей управления.

Приведем пример расчета для транзистора IRGPC60B120KD: ток коллектора 60 А, тогда из графика на рис. 2 следует, что сопротивление цепи затвора должно составлять 25–50 Ом.

Встроенный в транзистор затворный резистор отсутствует.

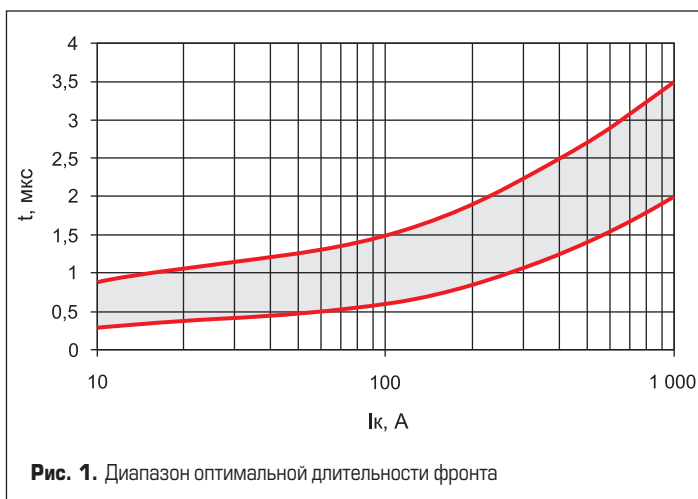


Рис. 1. Диапазон оптимальной длительности фронта

Допустим, для управления используется драйвер собственной разработки с оконечным каскадом на одиночной комплементарной паре КТ665/КТ664 при питании +15 В/–5 В. Такой драйвер выдает около 3 А импульсного тока.

Тогда:

$$R_g = R_{\text{расч}} - R_{\text{DR}} - R_{\text{VT}} = (25-50) - (20/3) - 0 = 18-43 \text{ Ом.}$$

Таким образом, оптимальное сопротивление затворного резистора должно быть 30 Ом, при этом, после установки и измерения при помощи осциллографа, длительность фронтов должна составлять (1±0,3) мкс.

Как следует из графиков на рис. 1 и 2, оптимальные значения сопротивления зависят от тока транзистора и его суммарного заряда затвора; нет зависимости от типа транзистора (MOSFET или IGBT) и его пикового, пробивного напряжения. На самом деле графики (без поправок) подходят для IGBT на 1200 В и для MOSFET на 200 В, поскольку их характеристики цепи затвора очень схожи. При большем или меньшем напряжении графики также подходят, но необходима поправка: сопротивление резистора должно быть увеличено (до типового значения по верхней границе выделенных на графиках областей) при снижении напряжения до 100 В для MOSFET и 600 В для IGBT. И сопротивление резистора должно быть уменьшено до 250 В для MOSFET и до 1700 В для IGBT. При этом оптимальные длительности фронтов не меняются и в указанных диапазонах пикового напряжения транзистора не зависят от напряжения. Автор не берется делать выводы о больших или меньших пробивных напряжениях, отличных от указанных в статье, так как не имеет достаточного опыта в этих областях.

Из вышесказанного следует, что тот же расчет применим и для низковольтных MOSFET. В качестве примера возьмем транзистор 2П793 («ВЗПП-С»), управляемый от драйвера 1308EУ3 (Группа «Кремний-Эл»), с импульсным током (по ТУ) не менее 2,5 А.

По ТУ 2П793 ток стока при +100 °С — 18 А, суммарный заряд затвора — 111 нКл (тип.), что вполне соответствует типовым значениям для аналогичных импортных транзисторов (в частности, IRFP250). Из графика на рис. 2 следует, что сопротивление цепи затвора должно составлять 40–75 Ом.

Тогда:

$$R_g = R_{\text{расч}} - R_{\text{DR}} - R_{\text{VT}} = (40-75) - (15/2,5) - 0 = 34-69 \text{ Ом.}$$

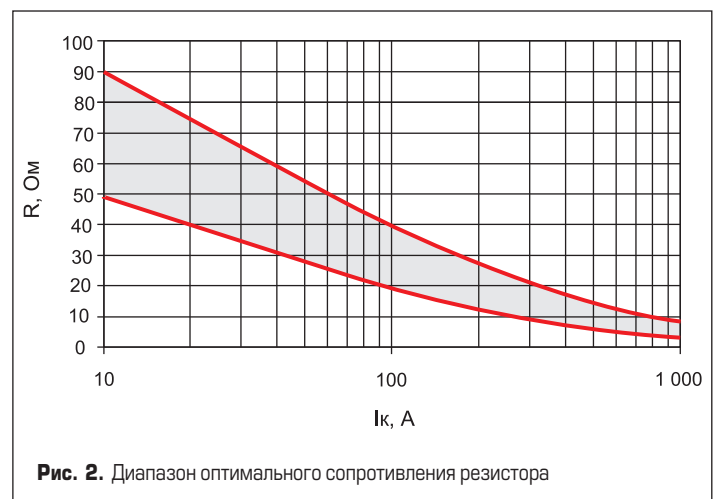


Рис. 2. Диапазон оптимального сопротивления резистора

Следовательно, оптимальное сопротивление устанавливаемого резистора 51 Ом, длительность фронтов должна получиться $(0,7 \pm 0,3)$ мкс.

Но с отечественными транзисторами не всегда все так гладко. Возьмем для примера 2E719 («Ангстрем»).

По ТУ 2E719 постоянный ток коллектора 100 А при +25 °С, ток при +100 °С? Допустим, 60 А. Заряд затвора не приводится. Оценим характеристики затвора по емкости: в ТУ емкость затвора не более 20 нФ (в таблице параметров) и далее типовое 2,5 нФ (в справочных параметрах). Очень большой разброс, при этом первое значение подозрительно велико, второе подозрительно мало, так как для близкого по параметрам IRGPC60B120KD емкость затвора 4,3 нФ. В таком (к сожалению, распространенном) случае и нужен график 1: ориентируясь на порядок сопротивления по графику 2, необходимо практически подобрать резистор, чтобы времена соответствовали графику 1. И для отечественной элементной базы лучше в большую сторону.

Таким образом, указанный метод применим для IGBT с пиковым напряжением 600–1700 В и коммутируемым током 10–1000 А, а также для MOSFET-транзисторов среднего диапазона напряжения. То есть метод перекрывает большую группу преобразователей мощностью от единиц до нескольких сотен киловатт. Метод легок в применении и верификации и, как показывает практический опыт, несмотря на свою простоту, надежен и обязателен к применению, если и не как базовый расчет, то как минимум для сопоставления результатов иного расчета и практического опыта.

В заключение следует сказать, что, разумеется, не все нюансы управления транзистором были указаны. Не говорилось о разной длительности фронтов на включении и выключении, что является нормой для мощных преобразователей; не шла речь о применении внешних конденсаторов затвор-эмиттер для высоковольтных транзисторных модулей и т. п. Более того, метод не перекрывает всех возможных напряжений, токов, мощностей. Но, тем не менее, имея в качестве исходных данных только то, что предлагается в ТУ на отечественные транзисторы, вышеописанный метод расчета фактически является единственно возможным достоверным способом. И автор надеется, что эта информация поможет разработчикам избежать не только ошибок при проектировании, но и ненужных выходов из строя их преобразователей.