

Транзистор в преобразователе.

Часть 2. Цепи управления

Статья продолжает тему практической разработки преобразователя, и теперь речь пойдет о цепях управления. Под цепями управления здесь подразумевается часть схемы, непосредственно подключаемая к затвору силового транзистора.

Что собой представляет контроллер, алгоритмы управления, даже часть драйвера «по ту сторону» гальванической развязки, в данном контексте неважно. Задача статьи, как и в первой части публикации, — по возможности предостеречь, указать распространенные ошибки, возникающие еще на этапе эскизного проектирования преобразователя.

Павел Новиков

Выбор драйвера

Если силовая часть начинается с выбора транзистора, то управление — с выбора драйвера. Драйвер, в свою очередь, обладает критичными характеристиками, на основании которых и должен осуществляться его выбор, и характеристиками на самом деле не критичными. Далее, параметры драйвера можно разделить на три основные группы: конструктивные характеристики, параметры управления, выходные параметры. Первые две группы в контексте настоящей статьи не интересны, так как относятся к конструкции преобразователя и управляющей схеме. Также не будет идти речь о защитах, поскольку они достаточно детально описаны в статье «IGBT-драйвер в свете защиты транзистора» [1]. Рассмотрим подробнее именно выходные параметры, к которым относятся:

- выходные напряжения управления затвором;
 - выходной импульсный ток;
 - выходной средний ток (выходная мощность);
 - выходные временные параметры: длительность фронтов управления и задержки включения/выключения (в том числе нестабильность задержки).
- Последний параметр не является собственно выходным, но на него необходимо обратить внимание.

В подавляющем большинстве случаев выходные напряжения управления составляют +15 В на включении и -15...-5 В на выключении. Другое напряжение включения не встречается, а вот напряжение выключения может быть различным. У драйверов первых поколений SEMIKRON оно составляет -8...-7 В, у драйверов ST Concept (Power Integration) -10 В, у драйверов Infineon, In Power -15 В. Такой разброс в напряжении выключения не должен смущать, поскольку на самом деле транзистору на запирающем безразлично, 0 в затворе или -20 В, отрицательное напряжение необходимо для повышения помехоустойчивости управления, чтобы наведенный на выключении положительный импульс в затворе, а также наведенное напряжение с других транзисторов инвертора на переключении не достигли порогового напряжения и не открыли транзистор в непод-

ходящее время [2]. В свою очередь, этот импульс напряжения крайне редко превышает амплитуду в несколько вольт, тем более никак не достигает 10 В, поэтому смещения в -5 В уже достаточно для множества применений. Или с запасом -10 В, что на сегодня считается практически стандартом. Отрицательное напряжение меньшей амплитуды бывает разве что в драйверах малой мощности, а напряжение большей амплитуды избыточно и практического смысла не несет. Напряжение -15 В на самом деле является хитростью производителей: повышая размах выходного напряжения, можно на том же окончательном каскаде добиться существенно большего импульсного тока, который заявляют в паспорте, а эта цифра способствует продажам, но, что важно для разработчика — в преобразователе ни на что не влияет. Влияет меньшая амплитуда: для преобразователей 12-го класса и выше, а также для преобразователей любого класса, но на ток более 100 А, обязательно должно быть отрицательное напряжение запирающего, хотя бы -5 В. Именно поэтому на данный параметр следует обращать внимание, чтобы, например, не перепутать SKHI 21 (0 В на запирающем, практически неприменимый драйвер) и SKHI 22 (-7 В, вполне подходящий драйвер) от SEMIKRON.

Выходной импульсный ток — один из наиболее критичных параметров. При этом критично его минимальное значение; избыточный импульсный ток (относительно расчетно необходимого) гасится затворным резистором и потому неприемлем. Требуемое значение импульсного тока определяется исходя из номинала затворного резистора (в частности, далее приведена соответствующая информация). Так, для управления транзистором выбран затворный резистор 5 Ом. Размах выходного напряжения составляет 25 В (от -10 В на выключении до +15 В на включении), а значит, импульсный ток драйвера должен быть не менее $25 \text{ В} / 5 \text{ Ом} = 5 \text{ А}$. Рекомендуется выходной импульсный ток драйвера не менее чем в 1,5 раза выше необходимого импульсного тока управления, поскольку если потребляемый транзистором ток равен выходному току драйвера, то затворный резистор должен быть 0 Ом, а это

нехорошо в плане согласования. Тогда для приведенного примера должен быть выбран драйвер с импульсным током не менее 7,5 А. В этом, собственно, заключается весь расчет импульсного тока. Следует отметить, что на практике крайне редко встречаются затворные резисторы менее 2 Ом, даже для силовых транзисторов до 1000 А, то есть за редчайшим исключением достаточно драйвера с импульсным током 12–15 А или с запасом — 20 А. Большой импульсный ток понадобится для высокочастотных преобразователей (но здесь присутствует и большая средняя мощность, а это уже узкоспециализированные драйверы) или для транзисторов на ток в несколько кА. В то же время последние поколения драйверов обладают импульсным током в 30–60 А, зачем? В сущности, обычный маркетинговый ход. Импульсный ток — один из основных параметров, чем он больше, тем (кажется потребителю) лучше драйвер, тем лучше он будет продаваться. И здесь производитель идет на хитрости: увеличивает размах выходного напряжения (см. выше) или того интереснее: заявляется импульсный ток под 40 А, а в паспорте приписка, что эксплуатировать драйвер с затворным резистором менее 1 Ом запрещено (значит, *реально* ток никак не более 25 А), так как с меньшим затворным резистором будут неприемлемые сквозные токи в оконечном усилителе на MOSFET драйвера. Или импульсный ток 60 А (то есть можно подключать транзисторы на много кА), но средняя мощность 1 Вт — на какой частоте следует эксплуатировать такую сборку «драйвер-транзистор»? Разве что в режиме одиночных импульсов. И прочие уловки. Проще говоря, большой импульсный ток (выше 20 А) не должен являться критерием для разработчика, но иметь представление о минимальном импульсном токе (по вышеприведенному расчету) необходимо.

Выходной средний ток — параметр не менее критичный, чем импульсный ток. Более того, на практике в большинстве случаев драйвер меняется именно по причине того, что он недостаточен по мощности для управления транзистором. Но эта характеристика не так «модна», как импульсный ток, а потому не настолько на слуху. В параметрах драйвера приводится либо средний выходной ток, либо выходная мощность. Зная размах выходного напряжения, одно легко перевести в другое. Мощность современных драйверов составляет 1–5 Вт на канал. Меньшая мощность встречается у маломощных многоканальных драйверов, большая мощность наблюдается еще реже и больше характерна для высокочастотных драйверов. Например, 1SC2060 от Power Integration: до 500 кГц и до 20 Вт средней мощности, что фактически представляет собой рекордные значения для серийных драйверов. Для подавляющего же большинства драйверов мощность (3 ± 1) Вт — типовая величина.

Для чего необходим этот параметр? Средняя мощность характеризует максимальную частоту, на которой может функционировать драйвер с данным транзистором. Мощность, необходимая транзистору для работы, рассчитывается следующей формулой:

$$P = Q_{\text{gate}} \times f_{\text{in}} \times \Delta V_{\text{gate}}$$

где P — потребляемая мощность; Q_{gate} — суммарный заряд затвора; f_{in} — рабочая частота, ΔV_{gate} — размах напряжений управления. Например, транзистор с зарядом затвора 5 мкКл работает на частоте 10 кГц от драйвера с напряжениями +15/–10 В, тогда:

$$P = 5 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 \times 25 = 1,25 \text{ Вт.}$$

Аналогично выполняется обратный расчет. Если имеется драйвер с выходной мощностью 3 Вт и максимальной частотой 50 кГц, каким транзистором, в пределе, он может управлять?

$$Q_{\text{gate}} = P / (f_{\text{in}} \times \Delta V_{\text{gate}}) = 3 / (50 \times 10^3 \times 25) = 2,4 \text{ мкКл.}$$

Это транзистор порядка 200 А/1200 В.

Разумеется, желателен запас по мощности не менее 20%, оптимально — в 1,5 раза. И если на низких частотах этот параметр не столь критичен, то для относительно высокочастотных преобразователей (начиная от преобразователей индукционного нагрева) выходная мощность является едва ли не основным критерием выбора драйвера.

Временные параметры драйвера, с одной стороны, критичны, с другой — на них можно вообще не обращать внимания, по крайней мере при разработке типовых преобразователей. Поскольку силовой транзистор крайне редко работает на частотах свыше 50 кГц (а в подавляющем большинстве случаев до 20 кГц) при длительности импульса управления в ШИМ не менее 3–5 мкс, то задержки включения/выключения даже 1 мкс не критичны. Большее быстроедействие драйвера физического смысла не несет. Аналогично с рабочей частотой: норма для драйверов по частоте — это до 50 кГц, последние поколения — до 100 кГц. Драйверы с меньшей максимальной частотой, до 20–25 кГц, — это драйверы разработки прошлого века, например серии M, VLA от Powerex (Mitsubishi), и сегодня они используются относительно редко. Длительность фронтов управления в затворе даже для маломощных транзисторов составляет доли мкс (сотни нс) и обычно находится в диапазоне 1–5 мкс, то есть и здесь плюс-минус сотни нс не критичны. Таким образом, временные параметры работы силового транзистора характеризуются мкс, в то время как даже худшие драйверы обладают временными характеристиками в сотни нс. Совершенно нет разницы, будет смещен выходной сигнал относительно входного на 50 нс или 0,5 мкс; нормируемая длительность фронта драйвера 20 нс или 0,2 мкс, все равно фронты будут «завалены» до нескольких мкс. Еще более показательным с дребезгом (jitter time): дребезг задержки даже в сотни нс, не говоря о десятках нс, совершенно незаметен при работе преобразователя, так как фронты управления в данном преобразователе составляют несколько мкс и эти нс на таком фоне просто невозможно увидеть. Но как же производители? В последнем поколении Power Integration выдает jitter time едва ли не как основной параметр,

SEMIKRON в ответ выпустил специальный драйвер с низким джиттером (до 2 нс) — Skyper 42 LJR. Зачем? Ведь даже временных характеристик драйверов первых поколений до сих пор более чем достаточно. А делается это затем, что продукцию необходимо продвигать. Обычный маркетинг: «у нас задержки 50 нс, фронты по 10 нс, дребезг ±2 нс... значит наш драйвер лучше». Конечно, иногда такие параметры важны: при последовательном включении транзисторов, при быстроедействующих обратных связях и т. п. Но это вовсе не типовые задачи, в контексте же типового применения на временные параметры современных драйверов можно практически не обращать внимания.

Выбор затворного резистора

О выборе затворного резистора уже говорилось в одной из предыдущих статей по теме преобразователей [2, 3], а потому не будем повторяться, а просто процитируем: «...к выбору номинала этого резистора 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», как правило, 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».

Переходим к расчету.

«Под сопротивлением затворного резистора подразумевается общее, суммарное выходное

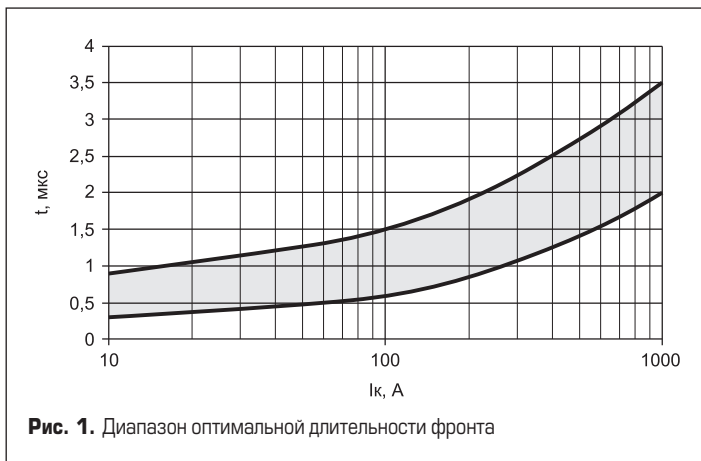


Рис. 1. Диапазон оптимальной длительности фронта

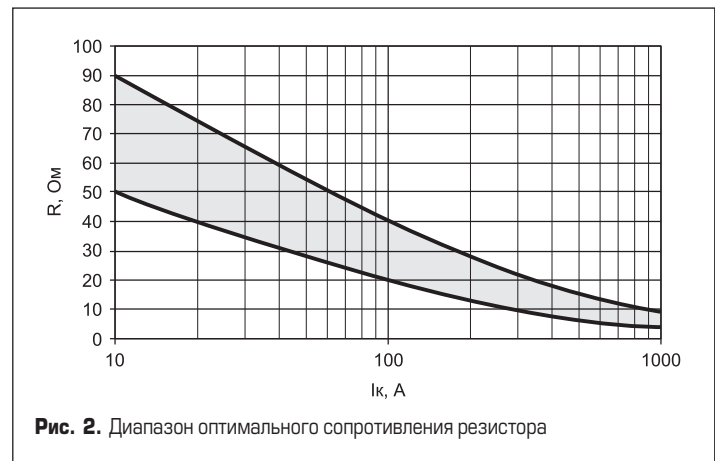


Рис. 2. Диапазон оптимального сопротивления резистора

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 составляет 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».

Затворный резистор, помимо прочего, напрямую определяет длительность фронтов управления в затворе. Это важно отметить, поскольку в дальнейшем длительность фронтов управления на холостом ходу будет являться критерием правильного выбора резистора.

«...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 меньшие длительности фронтов допустимы. И наоборот: чем мощнее транзистор, тем более «затянутыми» должны быть фронты управления».

«Таким образом, поскольку современные транзисторы близки по параметрам, зависимости однозначны и одинаковы для всех производителей, а выбор затворного резистора позволяет большую погрешность (вплоть до $\pm 50\%$), то напрашиваются гра-

фики рекомендуемых оптимальных значений (рис. 1 и 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 $0,6 \pm 0,1$ от тока при +25 °С. Длительность фронта здесь — время между 10 и 90% (или +10 В на включении) напряжением управления в затворе при отсутствии напряжения 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 рис. 2 следует, что сопротивление цепи затвора должно составлять 25–50 Ом.

Встроенный в транзистор затворный резистор отсутствует.

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

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

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

Как следует из графиков 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 так же подходят, но необходима поправка: со-

противление 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 MOSFET и 1700 В для IGBT».

Подключение цепи затвора

Драйвер выбран, сопротивление резистора определено, осталось подключить драйвер к транзистору. Схемотехнически здесь имеются всего два элемента: разрядный резистор и ограничитель. Иногда устанавливаются цепи защиты от перенапряжения коллектор-эмиттер, active clamping между затвором и коллектором [1]. Также ставят диоды Шоттки между затвором и цепью положительного напряжения питания драйвера (импульс перенапряжения затвора в такой схеме «уходит» в выходные конденсаторы драйвера). Применяются специальные схемы подавления отпирающего импульса после выключения (наведенное напряжение со второго транзистора полумоста), конденсаторы, увеличивающие входную емкость транзистора, и т. д. Но все эти схемные решения применяются не часто, а если они и бывают, то почти всегда встроены в управляющий драйвер, потому здесь о них речь идти не будет. В свою очередь, зарядный резистор и ограничитель — фактически обязательные элементы включения затвора транзистора. Более того, если даже в драйвере эти элементы присутствуют, но драйвер подключается к транзистору проводами, разрядный резистор и ограничитель дублируются.

Разрядный резистор представляет собой обычный маломощный резистор любого типа, установленный между затвором и эмиттером (истоком). Его назначение — разряжать затвор, «подтягивать» затвор к эмиттеру при отсутствующем управлении с драйвера. Таким образом, при штатной работе преобразователя, когда все соединительные цепи исправны и все питания поданы, этот резистор не выполняет никакой полезной функции. Но когда драйвер еще не включен (отсутствует его напряжение питания, а значит, оба транзистора его оконечного усилителя закрыты), произошел сбой питания управления, нарушена целостность управляющих проводников, —

то есть когда выходное сопротивление драйвера велико, — резистор должен обеспечить закрытое состояние транзистора. И если разрядного резистора не предусмотрено (затвор «висит в воздухе»), то при наличии силового напряжения на коллекторе транзистор неизбежно откроется, что с большой вероятностью приведет к появлению сквозного тока и выходу из строя преобразователя. Именно поэтому рекомендуется устанавливать резистор непосредственно на транзисторе: при такой установке в случае обрыва управляющих проводников (в том числе при мерцающем контакте) ключ просто перестанет работать, если же резистор установлен на драйвере, то в такой ситуации произойдет выход из строя.

Номинал затворного резистора должен быть достаточен, чтобы погасить собственную утечку затвора, а это токи порядка долей мкА, другими словами, сопротивление резистора может составлять десятки МОм, на практике же используют резисторы меньшего номинала — как правило, 1–100 кОм. Резистор меньшего номинала уже существенно нагружает драйвер, а резистор большего номинала может не погасить импульс напряжения на выключении транзистора, если в драйвере возникла неисправность.

Ограничитель напряжения выполняет сходную функцию — защищает затвор от «лишнего» напряжения. Но ограничитель необходим в любой момент выключения транзистора, порой и при включении (если индуктивность цепей управления недопустимо велика), а тем более при возникновении нештатных ситуаций. Его назначение по определению ограничивать напряжение затвора. Допустимое напряжение затвора транзистора почти всегда ± 20 В, редко встречаются транзисторы с допустимым напряжением до ± 25 В, еще реже с меньшим напряжением (кроме некоторых низковольтных MOSFET с логическим управлением и карбид-кремниевых транзисторов). При большем напряжении, в том числе пи-

ковым, велика вероятность пробоя затвора напряжением. Хотя практически пробивное напряжение затвора составляет около 40 В, все же рекомендуется ограничивать напряжение не более чем на 20 В. Поэтому ограничители напряжения — весьма желательно, чтобы они были двунаправленными — выбирают или на 18 В (чаще), или на 20 В (реже). Кстати, 18 В является оптимальным пробивным напряжением ограничителя: имеется запас и относительно максимального напряжения затвора. Ограничитель на 20 В применяется, как правило, при завышенном или нестабильном напряжении управления.

Существуют различные серии ограничителей, в том числе SMBJ, KE и другие. Также можно устанавливать вместо ограничителей обычные стабилитроны, что значительно упрощает поиск элемента для преобразователя с «приемкой 5». В данной схеме стабилитрон ничем не уступает супрессору, поскольку требуется относительно небольшое быстродействие (скорость изменения напряжения в затворе даже в худшем случае не превышает 100 В/мкс) и рассеиваемая импульсная мощность невелика.

Ограничитель желательно устанавливать так же, как и разрядный резистор: непосредственно на затворе транзистора (транзисторного модуля). Если же ограничитель установлен от затвора через провод, на расстоянии нескольких сантиметров, а тем более нескольких десятков сантиметров, то в бытстродействующих схемах можно считать, что он вообще отсутствует. Ведь индуктивность проводов приведет к тому, что в затворе будут импульсы практически сколь угодно большой амплитуды, а ограничитель так и останется не у дел. Потому если ограничители установлены в драйвере, но драйвер расположен на расстоянии, необходимо продублировать ограничитель, по крайней мере когда длительность фронтов управления менее 1 мкс.

На практике у нас был случай, когда в изделии без видимых причин выходили из строя транзисторы инвертора, при этом пробивало именно затвор, защитные стабилитроны были установлены на плате управления (около 80 мм до кристаллов). Выходы из строя прекратились только после добавления в конструкцию дополнительной платы ограничителей, установленной на расстоянии около 10 мм от кристаллов транзисторов и без гибких проводников.

В общем, ограничитель на 18 В и резистор 1–10 кОм желательно ставить на каждом затворе и в непосредственной близости от затвора, какие бы дополнительные меры защиты от перенапряжения ни применялись и как бы ни были продуманы алгоритмы подачи питаний преобразователя.

Данная статья, продолжая затронутую в предыдущей части проблему включения силовой схемы транзистора, в достаточной степени проясняет основные принципы построения цепей его управления. Выбор драйвера, затворного резистора, дополнительные элементы схемы управления — важные аспекты в проектировании, пусть об этом сказано и кратко и во многом для типовых применений. Автор надеется, что обе части настоящей публикации, а также статьи по теме снаббера и затворного резистора, представляя собой единый цикл, окажутся полезными разработчикам силовых транзисторных преобразователей. По крайней мере как источник хоть какого-то, но опыта.

Литература

1. Новиков П. IGBT-драйвер в свете защиты транзистора // Силовая электроника. 2019. № 3.
2. Новиков П. Затворный резистор. Часть 1 // Силовая электроника. 2018. № 6.
3. Новиков П. Затворный резистор. Часть 2 // Силовая электроника. 2019. № 1.