

# Транзистор в преобразователе.

## Часть 1. Силовые цепи

**Настоящая статья посвящена прикладной задаче построения преобразователя и предназначена для практикующих разработчиков. Цель статьи — не показать теорию, а по возможности предостеречь от распространенных ошибок при проектировании реального изделия. Разумеется, данная публикация не охватывает все возможные преобразователи и в большей степени подходит для типовых схем на основе IGBT 6–17-го класса или мощных MOSFET. В первой части материала речь идет о силовом аспекте схемы включения транзистора, в том числе о выборе транзистора исходя из требований нагрузки; во второй части будут рассмотрены цепи управления.**

Павел Новиков

### Выбор транзистора

Сборка преобразователя почти всегда начинается с выбора силового транзистора. Основными критериями выбора являются пиковое напряжение (пробивное напряжение коллектор-эмиттер или сток-исток) и поддерживаемый постоянный ток. Остальные критерии, как правило, вторичны, и здесь речь о них идти не будет.

На сколько пиковое напряжение силового транзистора должно быть больше коммутируемого напряжения? Из практики известно, что, например, транзисторы 6-го класса используются при напряжении до 400 В; 12-го класса — до 650 В, что соответствует однофазной и трехфазной сети. Собственно, исходя из сетевых напряжений, и был выбран ряд классов: 6-й, 12-й, 17-й и т. д. Отсюда виден запас около 40%. Зачастую разработчику такой запас кажется слишком большим, на практике нам не раз встречались случаи, когда транзисторы 6-го класса пытались эксплуатировать с питанием до 480 В, а 12-го класса — до 950 В (промышленная трехфазная сеть). Ничем хорошим это обычно не заканчивалось. Действительно, почти двукратный запас по постоянному напряжению кажется чрезвычайно большим, но на самом деле запас по импульсному напряжению гораздо меньше. В преобразователе неизбежны коммутационные импульсы напряжения, даже при штатной работе, не говоря о выбросах при коммутациях большого тока на запуске, набросе напряжения при останове двигателя (в генераторном режиме) и т. п. Запас по импульсному напряжению должен быть не менее 10% (типичный — около 20%), добиться коммутационных импульсов меньшей амплитудой очень сложная задача. Добавляем запас по нестабильности питания, это порядка 10%, и уже транзистор работает фактически не при  $U_{\text{н}}$ , а при  $1,2U_{\text{н}}$ . Но при столь малом запасе необходимо активное ограничение напряжения. Супрессор

имеет конечное быстродействие, и даже с хорошим снаббером его срабатывание запаздывает на 5–10% наброса напряжения. Плюс к этому супрессор имеет собственный разброс напряжения отпирания — до  $\pm 10\%$  для отечественных изделий. Выходит тот самый минимальный запас в 30%. Средний — 40%. Оптимальный — до 50%.

Также следует учитывать, что пиковое напряжение для импортных и отечественных транзисторов нормируется немного по-разному: для импортных пиковое напряжение — гарантированное, с запасом (обычно порядка 10–20%), во всем диапазоне температур эксплуатации. Для отечественных — как повезет, может с запасом в 30%, а может на грани, зависит от партии. И нормируется при НУ. В ТУ честно указывают: например, для 2П793 не менее 200 В при +25 °С и повышенной температуре и не менее 160 В при –60 °С. То есть для отечественных транзисторов должен быть заложен дополнительный запас в 10–20%. Конечно, после того как транзистор поработает хотя бы несколько секунд под нагрузкой и прогреется, этот запас уже не критичен (пробивное напряжение имеет прямую зависимость от температуры), но при первом включении на пониженной температуре отсутствие этого запаса может привести к выходу из строя.

Продолжая тему отечественной элементной базы, и раз уж был упомянут 2П793, обратим внимание и на средний ток: 2П793 заявлен как транзистор на 27 А, на самом деле это транзистор на 18 А. Ток 27 А — это ток при НУ, данная цифра для разработчика не должна быть интересна, поскольку транзистор практически никогда не будет работать при такой температуре кристалла. Нормальная температура кристалла в работе составляет около +100 °С. Именно поэтому для всех импортных транзисторов, помимо тока при НУ, указывается ток именно при +100 °С, реже при +125 °С или +85 °С. Следовательно, так как при +100 °С в ТУ на 2П793 указан ток 18 А, то это

транзистор именно на 18 А. Производитель здесь поступает совершенно честно: аналог IRF250 имеет те же значения тока, но разработчик должен обязательно обращать внимание на температуру, при которой нормируется средний ток, и в расчет должен приниматься ток при температуре +100 °С (тип.), в то время как ток при НУ — это абстрактное значение, на которое не стоит обращать внимание.

Следующий момент при выборе транзистора по току — перегрузочная характеристика его работы. Из практики совершенно в порядке вещей, когда, например, имеется двигатель со средним потребляемым током 10 А, разработчик закладывает хороший, двукратный запас и берет силовой модуль на 20 А, все логично. Далее сплошные выходы из строя, поскольку выясняется, что двигатель на самом деле на 30 А, только практически он нагружен на треть, но работает в следящем приводе с пусковыми токами под 150 А с частотой реверса до нескольких раз в секунду. Выходы из строя прекращаются после установки модуля на 100 А (при изначально заложенном модуле на 20 А).

Если говорить «с запасом», то в работе транзистора любой ток длительностью более 1 мс следует считать постоянным. Если для тиристорных простительна перегрузка в десятки и сотни миллисекунд, то для транзистора его способность работать при перегрузке исчисляется миллисекундами или в лучшем случае десятками миллисекунд. Разумеется, в частотном преобразователе, в инверторе один транзистор не постоянно коммутирует повышенный ток, этот ток распределяется, но даже в лучшем случае, при наличии токового ограничения и при перегрузке всего лишь в несколько раз (от среднего тока при +100 °С), инвертор может проработать до выхода из строя не более нескольких сотен миллисекунд. Следовательно, транзистор должен быть выбран не по среднему току нагрузки преобразователя, а по токам переходных процессов: пусковой ток двигателя, ток генераторного режима останова, ток накачки выходных конденсаторов DC/DC-преобразователя и т. п. Исключениями являются только специальные меры, значительно снижающие токи переходных процессов, такие как векторное управление двигателем или наличие soft-start в DC/DC-преобразователе. При более простом подходе к управлению (что норма в девяти случаях из десяти) даже кратковременные перегрузочные токи следует считать постоянным током.

Как правило, перегрузочный ток преобразователя в 2–10 раз больше его среднего тока. Обычно выбирают транзистор на ток в 2–5 раз больше среднего тока нагрузки, что объясняется определенной устойчивостью к относительно кратковременной перегрузке. Даже импортные ПЧ управления электродвигателями, законченные изделия с очень сложной схемой управления и схемами защиты, содержат в своем составе транзисторы, имеющие вдвое (в среднем) больший ток, чем указанный максимальный средний ток нагрузки. Аналогично для программ расчета — например, SemiSel

от Semikron почти всегда рекомендует транзистор хотя бы с двукратным запасом. Если режимы работы преобразователя жесткие, особенно если это следящий привод, где по ТЗ необходимо обеспечить определенное быстроедействие, ток транзистора должен быть до пяти, а то и до десяти раз выше среднего тока статической работы двигателя.

Еще одна распространенная ошибка — выбор транзистора по среднему току с учетом скважности его работы. Действительно, если имеется DC/DC-преобразователь на основе H-моста, то средний ток каждой диагонали (каждого транзистора) вдвое меньше выходного тока этого H-моста. Для трехфазного инвертора средний ток каждого транзистора вдвое ниже общего выходного тока инвертора. Значит, если выходной ток инвертора 100 А, то можно ставить транзисторы на 33 А? Категорически нет. Объясняется это очень большой нелинейностью зависимости тока импульса от скважности при работе на границе ключевого режима. Для номинального тока транзистора при +100 °С скважность его работы может быть какой угодно, а при всего лишь трехкратном увеличении тока уже должен быть режим одиночных импульсов, то есть скважность не менее 300 без перегрева и не менее 100 без выхода из строя. По крайней мере для скважности до 10 следует считать ток импульса постоянным током, а преобразователи с большей скважностью работы транзистора — это отдельная, уникальная задача.

Таким образом, допустим, разработчик имеет следящий привод со средним током 100 А. Средний ток каждого ключа — 33 А, выбирают транзистор с полторакратным запасом — на 50 А при +25 °С. Инвертор, разумеется, выходит из строя. На самом деле (в расчете) ток транзистора — те же 100 А, которые должны поддерживаться при +100 °С, а это транзистор на 150 А при +25 °С. Так как привод следящий, то должен быть в среднем трехкратный запас на пусковые токи — это модуль на 450 А (при НУ). Плюс запас на повышенную температуру окружающей среды — это хотя бы 600 А при НУ. Разница в 12 раз относительно первого

расчета «с запасом», а на деле может быть и больше.

## Расчет потерь

Литературы по расчету теплоотвода исходя из мощности потерь и тепловых сопротивлений — множество. Более того, такой расчет, во-первых, прост, а во-вторых, скорее относится к теме охладителя, а потому здесь об этом речь идти не будет. В свою очередь, потери на силовом транзисторе складываются из двух составляющих: статические потери и динамические потери. Статические потери рассчитываются так же легко, исходя из общеизвестных формул расчета мощности через падение напряжения и ток. А вот с динамическими потерями сложнее. И сложность здесь заключается скорее не в обилии формул, а в недостаточности исходных данных. Для импортных транзисторов, в подавляющем большинстве случаев, такой проблемы не стоит: в паспортах почти всегда приводятся графики потерь на переключение, графики рассеиваемой энергии на обратном диоде (в частности, в зависимости от затворного резистора) и т. д. Обладая такими исходными данными и учитывая, что литературы по этой тематике достаточно, рассчитать динамические потери для импортных транзисторов обычно не составляет труда. Другое дело — отечественная элементная база. Минимум информации, которой недостаточно даже для прикидок, и даже та информация, которая приведена в ТУ, зачастую очень неоднозначна. Например, если указаны потери переключения не более 10 мДж на токе 100 А, то фактически может быть и 1 мДж (такой запас между «тип.» и «не более» обычное явление для отечественных изделий), а может быть и 20 мДж, потому как метод может оказаться, мягко говоря, необычным. В итоге рассчитать максимальный ток транзистора для данной частоты почти не представляется возможным. Остается сравнивать. На рис. 1 и 2 приведены графики зависимости максимального тока от частоты коммутации для малоомощного интеллектуального инвертора

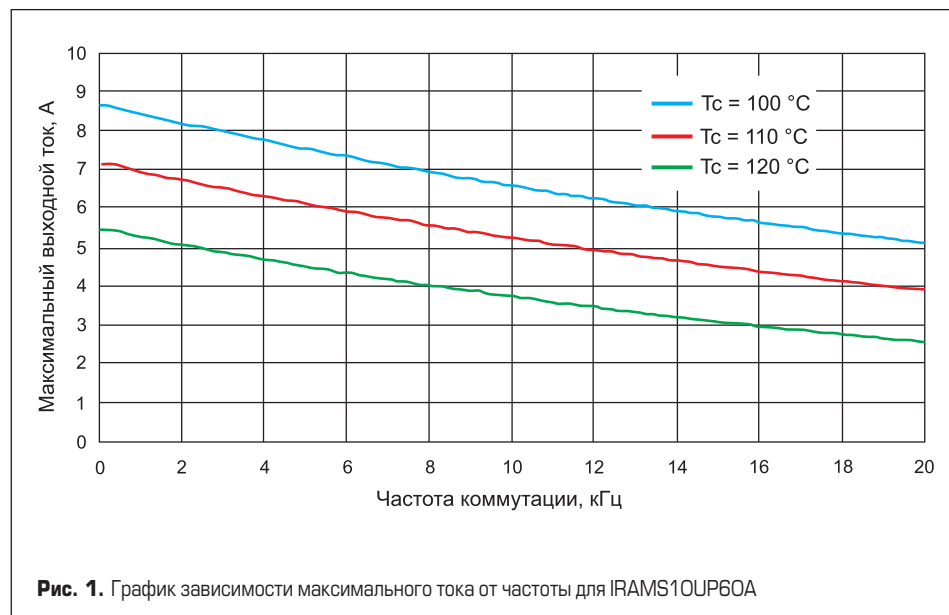


Рис. 1. График зависимости максимального тока от частоты для IRAMS10UP60A

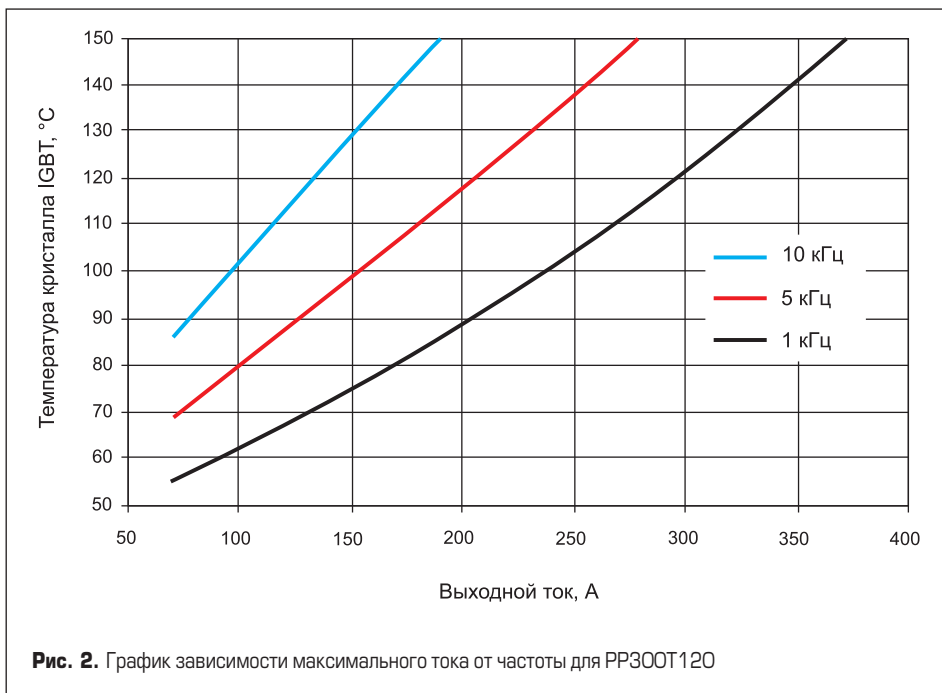


Рис. 2. График зависимости максимального тока от частоты для PP300T120

IRAMS10UP60A (10 A/600 В) и мощного блока инвертора PP300T120 (300 A/1200 В).

Разница тока для инвертора на IGBT-транзисторах на частоте 1 и 10 кГц — приблизительно в два раза. Для более быстрого и низковольтного инвертора разница чуть меньше; для более высоковольтного и более «медленного», разумеется, чуть больше. Для отечественных IGBT разница может оказаться еще больше, до трех раз, из-за относительно большого токового «хвоста» на выключении.

Здесь не случайно обращено внимание на факт снижения максимального тока от коммутируемой частоты, потому что, к сожалению, очень часто бывает, что разработчик этот факт игнорирует. Например, инвертор с ШИМ 15 кГц на ток 50 А, берется транзистор с запасом, на 70 А (параметр нормируется в статическом режиме), и, естественно, инвертор «горит». А должен быть выбран транзистор на ток никак не менее 150 А. Причина такого ошибочного мнения — перенос опыта эксплуатации низковольтных MOSFET на относительно высоковольтные IGBT. В первом случае, действительно, динамические потери — это доли от потерь статических. Во втором — динамические потери являются основной составляющей потерь. И именно на снижение тока от частоты необходимо обращать внимание как при выборе транзистора, так и при расчете потерь.

### Выбор электролита, его подключение к транзистору

После того как транзистор выбран, его необходимо включить в силовую схему. Здесь основным постулатом является то, что преобразователь всегда работает в импульсном режиме, а энергия импульса берется из конденсатора и отдается обратно в конденсатор. Энергией, выдаваемой собственно источником (без учета его выходной емкости),

в таком режиме можно пренебречь. Отсюда требования к емкости конденсатора (как правило, электролитического) и к его установке. На включении транзистора емкость более критична для нагрузки, и в некотором смысле чем меньше емкость и чем хуже с нею связь, тем для транзистора на включении «легче» (меньший ток и меньшая скорость  $di/dt$ ). На выключении наоборот: плохая связь с емкостью или ее малый номинал неизбежно приводит к индуктивному выбросу напряжения. В то же время коммутационные импульсы обратного напряжения и тока — одно из самых опасных явлений для транзистора. Отсюда не раз описанные в специализированной литературе требования к топологии инвертора. При этом, если говорить о силовой части, по топологии критично именно подключение транзистора к электролитическим конденсаторам и снабберам. Как до конденсаторов подключен источник и как подключена нагрузка к выходам инвертора — относительно неважно, конечно, в разумных пределах.

Таким образом, электролитический конденсатор должен быть установлен как можно ближе к силовым транзисторам с минимально возможной индуктивностью связи между ними. Желательно осуществлять подключение не проводами, а шинами, еще лучше — если плюсовая и минусовая шины идут друг под другом через изолятор. Более того, если даже инвертор работает от аккумуляторов или источник имеет очень большую емкость, но все это расположено на расстоянии от силовых ключей, фактически следует принимать, что конденсаторов в инверторе нет. Все равно необходима установка электролитических конденсаторов непосредственно на инверторе, разве что, может быть, относительно меньшей емкости, но со все теми же указанными требованиями по топологии.

Если говорить о емкости электролитического конденсатора, то конкретного общепринятого расчета нет. Для однофазной

сети принято устанавливать конденсаторы емкостью не менее 200 мкФ на 1 кВт мощности. Но такая большая емкость обусловлена скорее тем, что конденсатору необходимо сохранять энергию в периоды отсутствия полуволн с выпрямительного моста. Для трехфазной сети такого требования фактически нет, тем более нет его для импульсных источников или для сетей постоянного напряжения. В таких случаях обычно выбирают емкость, исходя из тока нагрузки, при этом соотношения тока (А) и емкости (мкФ) различно: чем меньше ток, тем больше мкФ на ампер и наоборот — чем ток больше, тем меньше можно ставить мкФ на ампер. Например, для ПЧ управления электродвигателями средней мощности, от единиц кВт до десятков кВт (5–100 А) ставятся конденсаторы порядка 50 мкФ на 1 А. Для инверторов на ток в сотни ампер ставится порядка 20 мкФ на 1 А: например, блоки инверторов IAP400T120 (APS) 9900 мкФ на 400 А (24,7 мкФ/А) или PP300T120 (Powerex) 4950 мкФ на 300 А (16,5 мкФ/А). Для более мощных инверторов, на тысячи ампер, порядка 5 мкФ на 1 А — например, 6MS30017E43W34404 (Infineon) 9500 мкФ на 2050 А (4,6 мкФ/А). Для малых токов номинал емкости не столь критичен, так как почти всегда можно обойтись одним-двумя конденсаторами, относительно небольших размеров и относительно недорогих. Здесь емкость становится ограниченной в большей степени конструктивом и сложностью схемы его качки. Но даже исходя из приведенной выше информации разработчик, учитывая его экономические возможности и возможности конструктива, вполне способен определиться с номиналом батареи электролитических конденсаторов. По крайней мере если речь идет о типовых задачах.

### Защита от перенапряжения, снабберы

Электролитический конденсатор имеет преимущество в том, что может поглотить импульсы напряжения и тока достаточно большой мощности. Но имеет и недостаток: он не может справиться с кратковременными импульсами напряжения и импульсами с большим  $du/dt$ . Для этих целей служат снабберные цепи и, в частности, снабберный конденсатор. Таким образом, снаббер поглощает кратковременные импульсы относительно небольшой мощности, снижает  $du/dt$  на выключении транзистора, а основная энергия обратного выброса уходит в электролитический конденсатор. Если не поставить электролит — энергии нигде будет рассеиваться, неизбежны импульсы перенапряжения. Если же не поставить снаббер — скорость нарастания напряжения может оказаться достаточной, чтобы вывести из строя силовой транзистор перенапряжением. Поэтому снаббер необходим. Также, в подавляющем большинстве случаев, помимо снижения скорости нарастания напряжения необходимо его ограничение активными элементами: супрессором или варистором. Равно как и для супрессора необходим конденсатор

для того, чтобы импульс перенапряжения из-за задержки срабатывания супрессора не вывел из строя транзистор.

В итоге имеется связка функционально объединенных элементов, дополняющих друг друга: электролитический конденсатор — снабберный конденсатор — супрессор, установленные параллельно шинам питания инвертора. И если говорить конкретно о снаббере, то это связка типа CZ. О снаббере уже говорилось в одной из предыдущих статей по теме эксплуатации силового транзистора [1], поэтому здесь будет приведена краткая итоговая, но и наиболее важная информация для задачи практического построения преобразователя. Повторяя указанную статью:

«Наилучший снаббер — это установленные между «+U» и «-U» конденсатор и параллельно ему последовательная сборка (до нужного напряжения) супрессоров. Если полумосты по топологии разнесены (например, несколько полумостов в отдельных модулях), то такая сборка ставится на каждом полумосте. Если сборка инвертора в одном корпусе, то ставится один снаббер. Все прочие схемы избыточны и в конечном счете, кроме ухудшения защитных функций и усложнения конструкции, ничего не привнесут.

Тип конденсатора — обязательно пленочный K73-17 или K78-2; керамические конденсаторы, а тем более чип-конденсаторы категорически не подходят. Причина тому не в паразитных составляющих данных типов конденсаторов (это мнение распространено, но ошибочно), а просто в большей устойчивости пленочных конденсаторов к импульс-

ной перегрузке. Те же специализированные снабберные конденсаторы (например, серий В32682–В32686 от EPCOS и т. п.) фактически представляют собой все тот же пленочный K73-17, только побольше и с выводами потолще (для уменьшения индуктивности); принципиальных отличий нет.

Номинал конденсатора 0,1–0,33 мкФ, в подавляющем большинстве случаев — 0,22 мкФ. Большие или меньшие номиналы, конечно, применяются, но гораздо реже и «по месту», например при очень мощных обратных выбросах, в преобразователях на частоту 200 кГц и т. п. В этом, к слову, еще одно преимущество данной схемы снаббера: номинал не зависит от характеристик нагрузки, конденсатор никак не привязан к фазным выходам. Сродни конденсаторам устанавливаемых по питанию микросхем: в любых схемах, старых и новых, СВЧ и DC, любые микросхемы, почти всегда 0,1 мкФ. Аналогично и здесь: почти всегда 0,22 мкФ».

Ограничители напряжения — либо импортные типа 1,5KE, либо ограничители производства «НЗПП» (г. Новосибирск), если преобразователь с «приемкой 5». Номинальное напряжение отпирания супрессора должно быть не менее чем на 15% выше максимального коммутируемого среднего напряжения и не менее чем на 15% ниже пробивного напряжения коллектор-эмиттер (сток-исток) защищаемых транзисторов. Для 12-го класса — это 750–1000 В (обычно на 800–900 В тип.), для 6-го класса 420–500 В (обычно на 450 В тип.), для 2-го класса 120–170 В (обычно 150 или 160 В), для 1-го класса 75 или 82 В. При необ-

ходимости супрессоры могут быть умощнены путем их последовательного соединения; соединять для умощнения супрессоры параллельно категорически нельзя. Собственно, сборка пленочного конденсатора и супрессора, установленного на силовом модуле по питанию, и является оптимальным снаббером, практически гарантирующим отсутствие выходов из строя по перенапряжению в режиме штатной работы преобразователя.

В качестве заключения следует сказать, что разработка силовой части преобразователя не представляет собой ничего страшного, все давно придумано и отработано до типовых решений, а решения конструктивов и топологии в избытке описаны в соответствующей литературе. Достаточно знать характеристики переходных режимов нагрузки, подобрать под них транзистор, обвесить этот транзистор конденсаторами — и все это установить на правильно рассчитанный охладитель. Звучит просто. На деле... А тем более если преобразователь не типовый... Но даже так вышеприведенная информация должна быть полезной, позволит избежать ненужных, очевидных ошибок и по крайней мере пригодится на первых порах разработки силового преобразователя. И в следующей статье пойдет речь о включении транзистора по цепям управления.

*Продолжение следует*

## Литература

1. Новиков П. Снаббер — это просто // Силовая электроника. 2019. № 2.