

Топология частотных преобразователей средней и большой мощности

Продолжаем тему, начатую в статье «Методы теплового расчета импульсных силовых каскадов», опубликованной в № 1'2002 нашего журнала. Предлагаемая статья поможет разработчикам разобраться с проблемами, возникающими в силовых импульсных каскадах, правильно выбрать снабберные цепи и оптимизировать топологию преобразователя.

Андрей Колпаков

kai@megachip.ru

Как уже было отмечено, в результате бурного развития элементной базы для силовой преобразовательной техники понятие схемотехники как искусства создания принципиальной схемы утратило свое первоначальное значение. За последние 10–15 лет задача разработчика и методы его работы изменились кардинально. Теперь на первом месте стоит умение работать с документацией, техническими характеристиками, правильно выбирать элементы по их мощностным, статическим и динамическим характеристикам. После выбора элементной базы необходимо произвести тепловой расчет, который подтверждает правильность выбора. Надежность работы изделия во многом определяется именно корректностью теплового расчета.

На второе место по значимости при разработке преобразователей большой мощности встает правильность выполнения топологии соединений. Высокие значения di/dt , dv/dt , возникающие при переключении силовых модулей, приводят к появлению

переходных перенапряжений, которые могут вывести элемент из строя. При коммутации токов, достигающих значения десятков и сотен ампер, паразитная индуктивность шины питания не должна превышать единиц нГн. Чтобы обеспечить такое значение индуктивности и минимизировать перенапряжения, необходимо использовать специальные многослойные шины и снабберы, и в этом состоит основное отличие топологии преобразователей большой мощности. Таким образом, для создания надежного изделия разработчику приходится брать на себя новую функцию — функцию конструктора, так как конструкция становится частью схемы силового каскада.

Переходные перенапряжения при выключении транзистора

Переходные перенапряжения при выключении возникают из-за прерывания тока в индуктивной нагрузке при заперении транзистора. В тестовой схеме, приведенной на рис. 1, транзистор верхнего плеча постоянно закрыт, а на нижний подаются импульсы от схемы управления затвором GATE DRIVE. При открывании транзистора нижнего плеча ток I_L в нагрузке (LOAD) начинает возрастать. Когда транзистор закрывается, ток индуктивности I_{FWD} продолжает течь через оппозитный диод (антипараллельный диод верхнего транзистора). В случае идеальной схемы, при отсутствии паразитных распределенных индуктивностей, напряжение на нижнем плече (V_{C2E2}) при его выключении растет до тех пор, пока не превысит напряжение питания V_{CC} на величину напряжения отпирания диода. Открывшийся диод препятствует дальнейшему росту напряжения.

В реальных схемах всегда присутствуют паразитные индуктивности (на схеме показана индуктивность шины питания L_B). Из-за влияния этой индуктивности напряжение на нижнем транзисторе при заперении увеличивается на $L_B \times di/dt$, где di/dt — скорость изменения тока в шине. Суммарное напряжение $V_{CC} + L_B \times di/dt$ может превысить значение напряжения пробоя и вывести транзистор из строя.

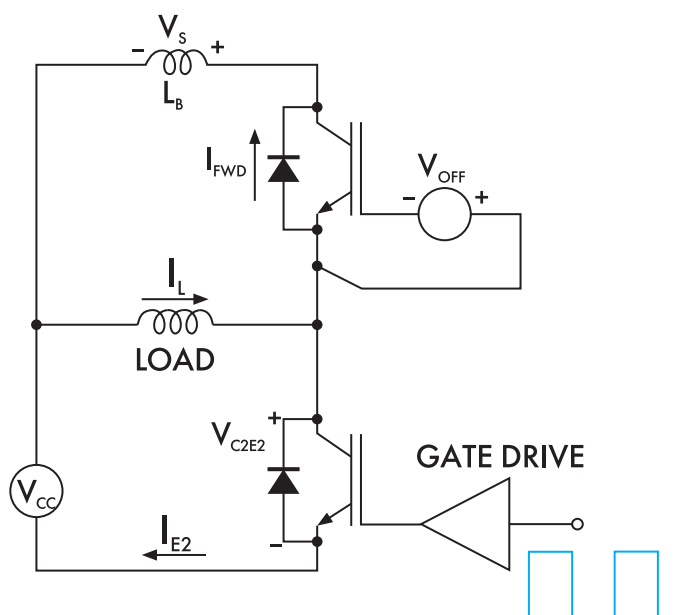


Рис. 1. Тестовая схема

Переходные перенапряжения при обратном восстановлении диода

Предположим, что нижний транзистор на схеме (рис.1) закрыт и ток нагрузки течет через антипараллельный диод верхнего транзистора. При открывании транзистора нижнего плеча ток диода I_{FWD} уменьшается, так как ток нагрузки переходит в нижний транзистор. Происходит процесс обратного восстановления диода, при котором через диод течет обратный ток, связанный с рассасыванием несвязанных носителей в области p-n-перехода. Ток обратного восстановления может достигать больших значений и зависит он от конструкции диода. Этот процесс приводит к резкому падению до нуля тока в шине питания. Добавочное перенапряжение при этом определяется аналогично ($L_B \times di/dt$), но в этом случае величина di/dt определяется характеристиками обратного восстановления диода. Быстрые диоды могут иметь колоссальные значения di/dt , что приводит к значительным перенапряжениям, особенно при быстром открывании транзистора. Антипараллельные диоды должны иметь так называемую «мягкую» характеристику обратного восстановления, при которой переходные перенапряжения не приводят к отказам силовых ключей.

Шина общего провода

Главная проблема при разработке топологии мощных импульсных усилителей — это разделение сигнальной и силовой шины общего провода. Из-за распределенных индуктивностей и больших значений di/dt наведенные напряжения могут приводить к сбоям в работе управляющих схем, ложным срабаты-

ваниям и даже могут выводить их из строя. Способы устранения этих проблем показаны на рис. 2.

На рис. 2, а показана схема, в которой наведенное напряжение в цепи силового общего провода может привести к неисправности. Такая топология используется только в слабых каскадах с низкими значениями di/dt . Схема 2, б рекомендуется для мощных каскадов с током до 200 А. При токах свыше 300 А наиболее подходит схема 2, в. В этом случае для питания драйверов каждого транзистора трехфазного моста используется изолированное двуполярное напряжение.

Снижение индуктивности силовых цепей

Энергия E_S , запасаемая в паразитных индуктивностях силовых цепей, определяется как $E_S = L_S \times I^2 / 2$, где L_S — значение паразитной индуктивности. Как видно из формулы, значение энергии пропорционально квадрату рабочего тока, поэтому для мощных примене-

ний уменьшение распределенных индуктивностей приобретает особо важное значение.

Снижение длины силовых линий связи затруднено тем, что мощные модули имеют большие размеры, а для обеспечения необходимого теплоотвода их приходится устанавливать на значительном расстоянии. Для получения минимальных паразитных индуктивностей должны использоваться специальные многослойные силовые шины.

Многослойная силовая шина представляет собой пакет изолированных медных пластин. Изолирующие слои разделяют выходные шины и шины питания. Для достижения максимального эффекта соединение силовых модулей с батареей развязывающих конденсаторов также должно производиться с помощью широких медных пластин. На рис. 3 показан поперечный разрез каскада инвертора. Верхняя пластина соединяет транзисторы полумоста, средняя пластина является шиной питания, нижняя — шиной общего провода. Две нижние шины подключены также к батарее конденсаторов. Плата драйвера установлена непо-

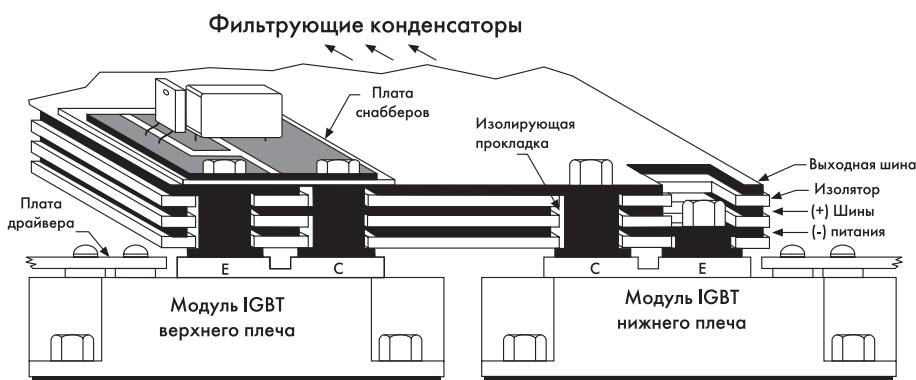


Рис. 3. Конструкция многослойной силовой шины

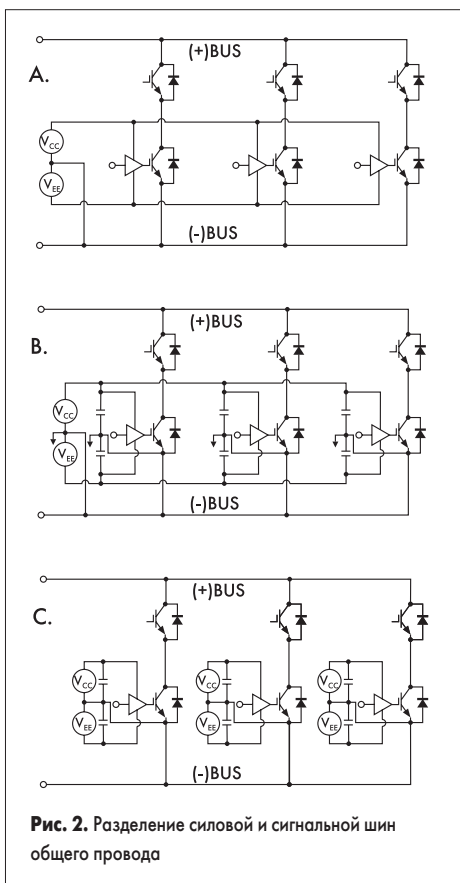


Рис. 2. Разделение силовой и сигнальной шин общего провода

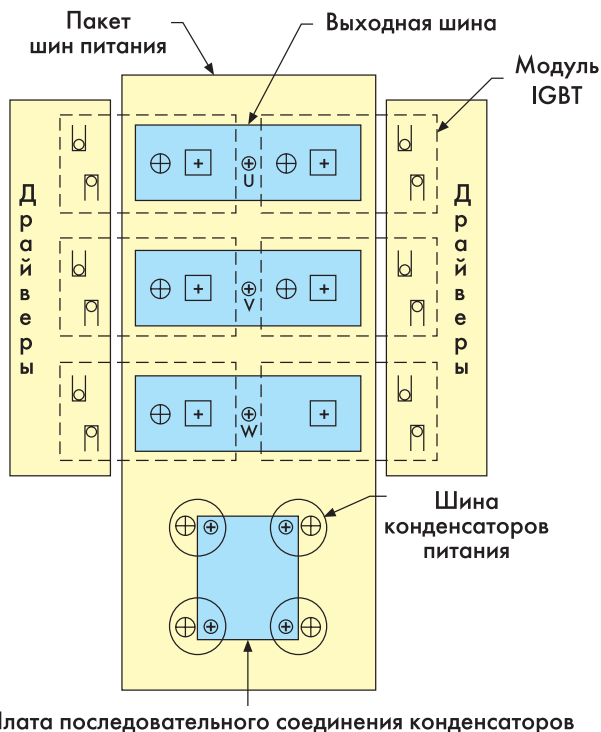


Рис. 4. Топология трехфазного инвертора

средственно на модуле, а плата снабберов — над многослойной шиной.

На рис. 4 показано размещение элементов мощного трехфазного инвертора.

Снабберы

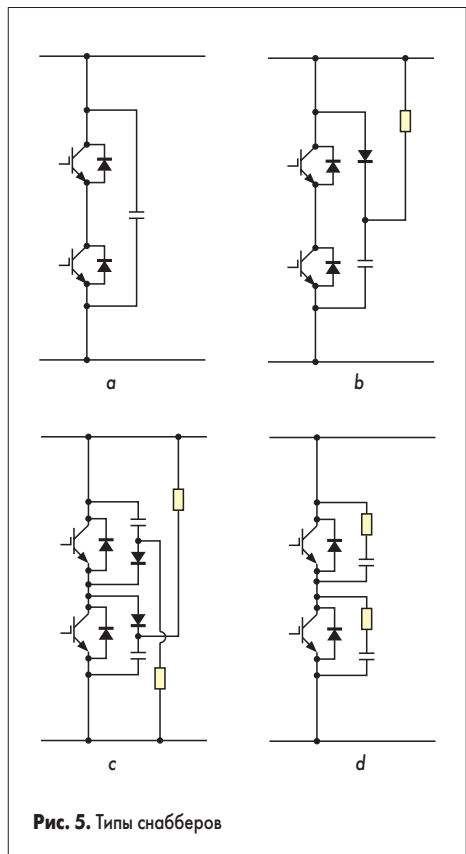


Рис. 5. Типы снабберов

Цепи снабберов используются для формирования траектории переключения силовых транзисторов и ограничения переходных перенапряжений. Иногда снабберы используются также для снижения динамических потерь в силовых ключах. Конфигурация снабберных цепей и номиналы элементов зависят от многих параметров — типа силовых модулей, рабочей частоты и параметров нагрузки.

Как правило, ведущие производители транзисторов и модулей IGBT обеспечивают прямоугольную область безопасной работы ключей (ОБР), то есть допускают работу в режиме «жесткого переключения», когда коммутируется максимальный ток и напряжение. В этом случае главная задача снабберов — ограничение переходных перенапряжений.

Наиболее распространенные типы снабберных цепей приведены на рис. 5. Снаббер на рис. 5, а — это низкоиндуктивный пленочный конденсатор, установленный параллельно шинам питания полумоста. В мало-мощных инверторах это лучший способ ограничения пиковых перенапряжений. При больших токах этот конденсатор может создавать звон, наводимый в контуре, образованном собственно конденсатором и индуктивностью шины.

Эту проблему решает снаббер 5, б, использующий быстрый диод, который не допускает возникновения паразитных генераций. Постоянная времени R_C снаббера 5, б должна быть примерно в 3 раза ниже периода рабочей частоты ($R_C < T/3$).

В более мощных схемах паразитная индуктивность, образованная цепью снаббера 5, б, может оказаться слишком большой для ограничения переходных перенапряжений. В этом случае используется схема рис. 5, в. Принцип работы цепочки такой же, как в предыдущем случае, но она имеет более низкую паразитную индуктивность благодаря тому, что подключена непосредственно к коллектору и эмиттеру каждого транзистора.

Снаббер на рис. 5, г используется для ограничения переходных перенапряжений, исключения паразитных генераций и шумов dv/dt . Однако такая схема создает большие дополнительные потери, что не позволяет использовать ее в высокочастотных устройствах.

В наиболее мощных инверторах чаще всего используют цепь 5, з (с небольшими постоянными времени) вместе с основной схемой 5, в для снижения генераций в основной схеме. Также бывает полезно объединить схемы 5, а и 5, б, чтобы снизить нагрузку на снабберном диоде.

На рис. 6 показан характер перенапряжения, возникающего при выключении в случае использования снаббера 5, б. Пик напряжения V_1 вызывается паразитной индуктивностью цепи снаббера при прямом восстановлении снабберного диода. Амплитуду перенапряжения можно рассчитать по формуле:

$$\Delta V_1 = L_S \times di/dt,$$

где L_S — паразитная индуктивность цепи снаббера. Значение di/dt обычно составляет 0,01 А/нс×Ic.

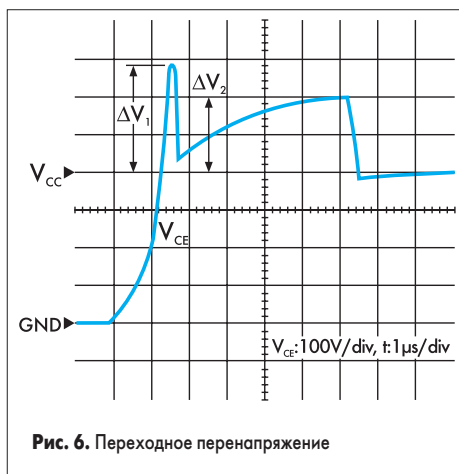


Рис. 6. Переходное перенапряжение

Если величина ΔV_1 задана, приведенное значение di/dt можно использовать для вычисления максимально допустимой индуктивности снаббера. Например, при рабочем токе 400 А и максимальной амплитуде перенапряжения 100 В допустимая распределенная индуктивность снаббера составит 25 нГн. Для получения столь низких значений L_S элементы снабберных цепей должны располагаться максимально близко к модулю. Должна быть также учтена индуктивность выводов элементов и индуктивность перехода снабберного диода.

После окончания первого пика перенапряжения ΔV_1 начинается рост переходного напряжения ΔV_2 , вызываемого зарядом емкости снаббера. Пик напряжения ΔV_2 определяется значением емкости снаббера и паразитной индуктивности шины. Для оценки величины V_2 можно воспользоваться законом сохранения энергии:

$$L_B I^2 / 2 = C \Delta V_2^2 / 2,$$

где L_B — паразитная индуктивность шины, I — рабочий ток, C — емкость снаббера. Задав значение ΔV_2 , мы можем рассчитать величину емкости C:

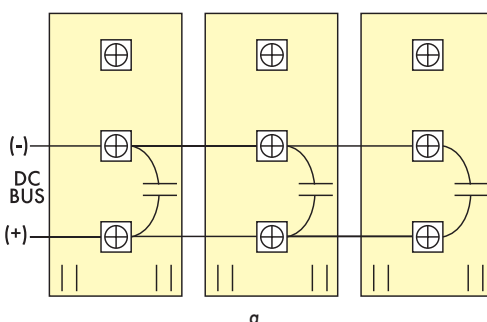
$$C = L_B I^2 / \Delta V_2^2$$

Значение емкости снаббера оказывается прямо пропорционально величине паразитной индуктивности шины. Таким образом, правильная топология силового каскада, обеспечивающая минимальные значения паразитных индуктивностей, позволяет применять меньшие номиналы емкостей в цепях снабберов.

Емкость также пропорциональна квадрату тока, и это может создать серьезные проблемы в режиме короткого замыкания, если не приняты специальные меры по ограничению тока в аварийном режиме. В табл. 1 приведены рекомендации по применению снабберов для различных конфигураций и мощности схем. Номиналы рассчитаны из допустимой величины перенапряжения 100 В. Кроме того, имеется в виду, что приняты меры по ограничению значения рабочего тока в допустимых пределах.

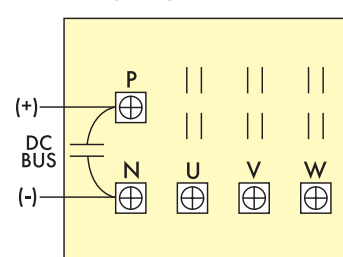
При правильной топологии многослойной шины в трехфазных мостовых и полумостовых схемах средней мощности для надежной работы обычно достаточно установить низкоиндук-

Соединение полумостовых модулей



а

Трехфазный мост



б

Рис. 7. Снабберы для полумостовой и трехфазной мостовой схемы

Таблица 1. Рекомендуемые параметры снабберных цепей

| Тип модуля | Индуктивность шины, нГн | Тип снаббера (см. рис. 5, 7) | Индуктивность цепи снаббера, нГн | Емкость снаббера, мкФ | Рекомендуемый тип диода (International Rectifier) |
|------------------------|-------------------------|------------------------------|----------------------------------|-----------------------|---|
| 3-фазный мост 10–50 А | 200 | 7В | 20 | 0,1–0,47 | - |
| 3-фазный мост 75–200 А | 100 | 7В | 20 | 0,6–2,0 | - |
| Полумост 50–200 А | 100 | 7А | 20 | 0,47–2,0 | - |
| Полумост 300–600 А | 50 | 7А | 20 | 3,0–6,0 | - |
| Одиночный 200–300 А | 50 | 5С | 15 | 0,47 | 600 В – HFA50PA60, 1200 В – HFA32PA120 |
| Одиночный 400 А | 50 | 5С | 12 | 1 | 600 В – HFA50PA60, 1200 В – HFA32PA120 (2 параллельно) |
| Одиночный 600–1000 А | 50 | 5С | 8 | 2 | 600 В – HFA50PA60 (2 параллельно) 1200 В – HFA32PA120 (3 параллельно) |

Примечание: Для высоковольтных сверхмощных применений компанией EUPEC разработаны специальные антипараллельные диоды для IGBT-транзисторов, исключающие перенапряжения из-за обратного восстановления. Типы этих диодов приведены в табл. 2.

Таблица 2. Типы антипараллельных диодов для IGBT-транзисторов

| Предельное напряжение IGBT-модуля | 4500 В | 6000 В | 6500 В |
|-----------------------------------|-------------------------------|--------------------|------------------------------|
| Типы диодов | D1031SH D1331SH D1641SH | D1181SX D1441SX | D931SH D1131SH D1951SH |

тивную емкость по шине питания, как показано на рис. 7. Конденсатор должен быть достаточно большим, чтобы не вызвать генераций, наводимых в контуре, образованном индуктивностью шины и самим конденсатором. Обычно значение емкости составляет 1 мкФ/100 А. Конденсатор должен иметь низкие диэлектрические потери и быть расположенным максимально близко к модулю, чтобы минимизировать индуктивность цепи снаббера. Если генерации не удастся избежать, необходимо применить схему, показанную на рис. 5, б.

В мощных схемах, составленных из одиночных силовых модулей, одного конденсатора

по шине питания оказывается недостаточно и приходится использовать снаббер 5С. В этой схеме конденсатор заряжается до напряжения питания через резистор. При выключении IGBT паразитная индуктивность шины питания вызывает перенапряжение. Снабберный диод открывается и сбрасывает энергию, запасенную в индуктивности шины, в конденсатор снаббера. Такая конфигурация устраняет влияние индуктивности корпуса оппозитного IGBT и индуктивности связи «верхний эмиттер—нижний коллектор» в цепи снаббера. Схема выполняется на печатной плате минимальных размеров с использованием диодов с малым временем обратного восстановления и мощными резисторами. Плата должна быть установлена на шине непосредственно над модулем, как показано на рис. 3.

Радикальным решением проблемы перенапряжений при невысоких рабочих токах является установка полупроводникового су-

прессора параллельно снабберным конденсаторам в схемах рис. 7. В качестве супрессора может быть использован защитный диод TRANSIL производства STMicroelectronics. При превышении номинального напряжения они переходят в режим короткого замыкания, поглощая выбросы напряжения большой мощности. Параметр I_{pk} 8/20 мкс определяет максимальный импульсный обратный ток нормированной длительности.

Некоторые характеристики диодов TRANSIL приведены в табл. 3. Поскольку напряжение пробоя U_{br} ниже рабочего напряжения, допускается их последовательное включение с уравнивающими резисторами.

Таблица 3. Параметры супрессоров TRANSIL

| Тип | U_{br} , В | PD, Вт | I_{pk} , А8/20 мкс | Тип корпуса |
|---------|--------------|--------|----------------------|-------------|
| 1.5KE** | 440 | 1500 | 13 | CB429 |
| BZW50** | 180 | 5000 | 146 | AG |

Литература

1. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. IR AN-944.
2. Application Characterization of IGBTs. IR INT990.
3. IGBT Characteristics. IR AN-983.
4. MAIN APPLICATIONS FOR POWER MODULES. Mitsubishi Application Notes.
5. USING IGBT MODULES. Mitsubishi Application Notes.
6. GENERAL CONSIDERATIONS FOR IGBT AND INTELLIGENT POWER MODULES. Mitsubishi Application Notes.