

EMI И EMC — ПРОБЛЕМЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

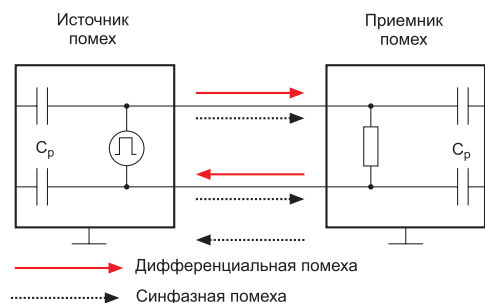
Андрей Колпаков

Для соединения силовых полупроводниковых ключей и пассивных компонентов используются дорожки на печатных платах, а также медные или алюминиевые кабели и шины в зависимости от уровней рабочих токов и напряжений. Кроме общих технических требований, важной проблемой является обеспечение электромагнитной совместимости (EMC) приборов, коммутирующих большие токи с высокой скоростью. В этой связи особое значение приобретают характеристики цепей переключения, обладающих паразитными индуктивностями и емкостями и оказывающих решающее влияние на общее поведение системы. Современные быстрые силовые ключи (MOSFET, IGBT, SiC) неизбежно становятся источником электромагнитных помех (EMI — Electro Magnetic Interference). В данной статье описаны механизмы возникновения EMI и пути решения проблемы электромагнитной совместимости.

В импульсных преобразователях средней и высокой мощности чаще всего используются IGBT-транзисторы — «рабочая лошадка» современной силовой электроники. Высокая блокирующая способность, большая плотность тока, хорошее сочетание статических и динамических параметров — вот основные преимущества IGBT, делающие эти компоненты незаменимыми в таких применениях, как источники питания, частотные преобразователи, промышленные приводы и т.д. Как правило, в данных схемах силовые ключи работают в режиме «жесткого переключения» на частоте коммутации до 20 кГц. Стремление к обеспечению оптимальных динамических характеристик и снижению уровня потерь требует увеличения скорости переключения по напряжению до 15 кВ/мкс и току — до 2 кА/мкс. Соответственно возрастает и уровень электромагнитных помех (EMI), причем наибольшее влияние на работу электронных устройств оказывают т. н. кондуктивные помехи, возникающие при коммутации тока.

Импульсные процессы, происходящие в мощных преобразователях, неизбежно приводят к возникновению высокочастотных шумов. Их диапазон простирается от несущей частоты ШИМ (5...20 кГц) до радиочастот (30 МГц). Низкочастотные помехи проникают в питающую сеть, высокочастотные составляющие создают мощные радиопомехи. Сетевые помехи обыч-

но характеризуются дискретными гармониками на частотах примерно до 2 кГц. Гармонические составляющие с частотами выше 10 кГц, уровень которых измеряется в дБ/мкВ, называются радиочастотными шумами. Эквивалентная схема, объясняющая механизм их возникновения, и спектральный анализ периодического импульсного сигнала представлены на рис. 1.



Кондуктивные помехи в зависимости от их характера и происхождения могут быть симметричными и несимметричными, а также дифференциальными и синфазными. Основные европейские стандарты, регламентирующие уровень радиопомех, а также производственные стандарты EMI приведены в таблицах 1 и 2.

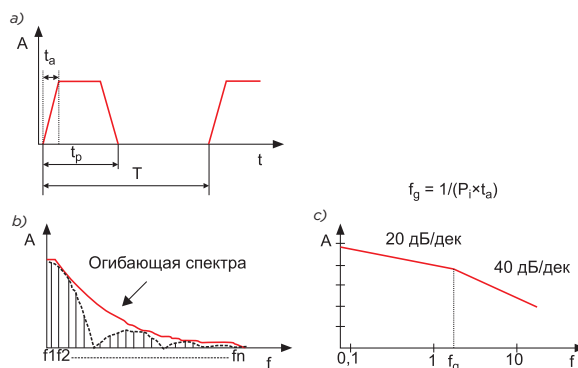


Рис. 1. Эквивалентная схема и спектральный анализ периодического импульсного сигнала: а) временная диаграмма, б) линейная частотная характеристика, в) ЛАХ

Таблица 1.
Стандарты, регламентирующие уровень радиопомех

GENERIC	ТЕХНИЧЕСКИЕ СТАНДАРТЫ	ПРИМЕНЕНИЯ	ПАРАМЕТРЫ
EN 50 082/1	VDE 0839, 82-1	Коммерческие, бытовая техника	Стойкость к EMI
EN 50 081/1	VDE 0839, 81-1		Уровень излучения
EN 50 082/2	VDE 0839, 82-2	Промышленные, электроэнергетика	Стойкость к EMI
EN 50 081/2	VDE 0839, 81-2		Уровень излучения

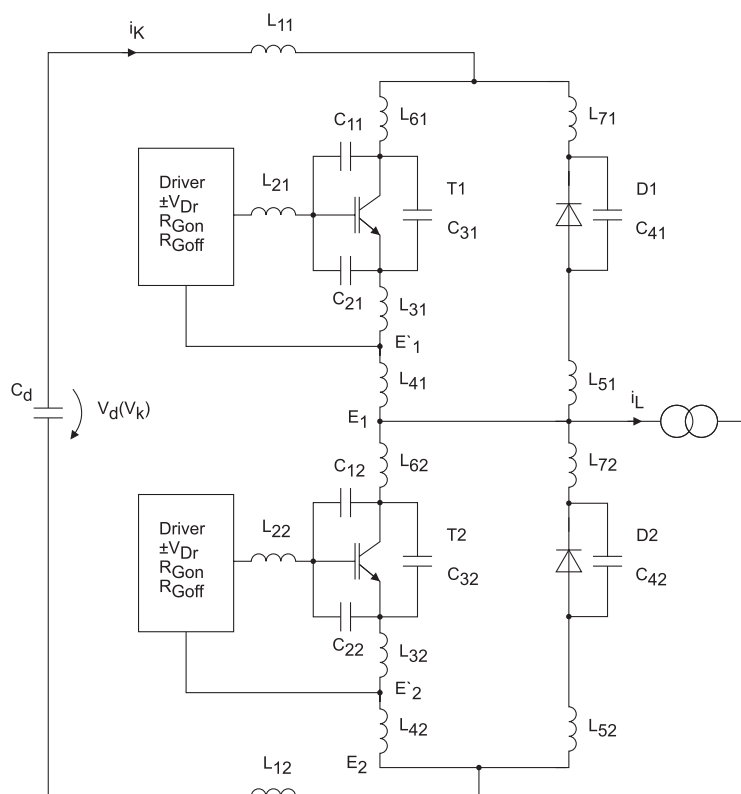
Таблица 2.
Производственные стандарты

ТИП ОБОРУДОВАНИЯ	СТАНДАРТ	ПАРАМЕТРЫ
Промышленное, научное и медицинское ВЧ-оборудование	EN 55 011	Уровень излучения
	Generic EN 50 082-1/2	Стойкость к EMI
Радио-, ТВ-приемники и соединители	EN 55 013	Уровень излучения
	EN 55 020	Стойкость к EMI
Бытовая техника	EN 55 014	Уровень излучения
	Generic EN 50 082-1	Стойкость к EMI
Люминесцентные осветители	EN 55 015	Уровень излучения
	Generic EN 50 082-1	Стойкость к EMI
Системы обработки данных	EN 55 022	Уровень излучения
	EN 55 101, EN 55 024	Стойкость к EMI

ПАРАЗИТНЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ

Для анализа индивидуального и взаимного влияния паразитных индуктивностей и емкостей на работу импульсного преобразователя используется эквивалентная схема полумостового каскада IGBT (рис. 2). Она содержит звено постоянного тока C_d с напряжением V_d (соответствующим напряжению коммутации V_K), основные паразитные компоненты, а также два транзистора T1 и T2 с драйверами и антипараллельными диодами. Ток i_L проходит из цепи коммутации в нагрузку.

Рис. 2.
Эквивалентная схема полумоста с распределенными индуктивностями и емкостями



ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ПРОЦЕСС ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Индуктивность цепи коммутации

Общая индуктивность цепи коммутации ключей T1 и T2 образована элементами $L_{11}, L_{61}, L_{31}, L_{41}, L_{72}, L_{52}$ и L_{12} . Аналогично сумма $L_{11}, L_{71}, L_{51}, L_{62}, L_{32}, L_{42}$ и L_{12} участвует в работе цепи, содержащей D1 и T2.

При открывании IGBT T1 или T2 наличие паразитной индуктивности снижает потери мощности включения (E_{on}). Однако во время выключения T1 и T2, а также в процессе обратного восстановления диодов D1 и D2 влияние

паразитной индуктивности выражается в появлении перенапряжений, генерируемых транзисторами и диодами из-за высокой скорости коммутации тока. Это увеличивает потери выключения E_{off} и создает дополнительную нагрузку на силовые полупроводники. Данный эффект особенно критичен при перегрузках и отключении токов короткого замыкания из-за очень высоких значений di/dt . Кроме того, наличие паразитных элементов приводит к генерации нежелательных высокочастотных колебаний в мегагерцовом диапазоне.

В преобразователях, работающих в режиме жесткого переключения, необходимо свести к минимуму паразитные распределенные элементы в цепях коммутации. За исключением L_{11} и L_{12} , они входят в состав силовых ключей и не могут быть изменены пользователем. Поэтому производители модулей ведут непрерывную работу по минимизации внутренних индуктивностей L_{CE} за счет улучшения конструкций и технологий корпусирования.

В технических спецификациях SEMIKRON указывается величина L_{CE} , измеренная на выходных терминалах модуля (например, SKM300GB12T4: $L_{CE} = \text{тип. } 15 \text{ нГн}$; SEMiX252GB126HDs: $L_{CE} = \text{тип. } 18 \text{ нГн}$). Соединение одиночных ключей в полумостовом каскаде должно выполняться шинами минимальной длины, имеющими низкую паразитную индуктивность L_S цепи коммутации.

Особенно важно уменьшить до предела значение L_S в звене постоянного тока (DC-шине). Лучшим решением является использование ламинированных шин (единая конструкция с запрессованными токопроводящими слоями и изоляторами), адаптированных к дизайну преобразователя. Такие копланарные конструкции, получившие широкое распространение на практике, имеют индуктивность в диапазоне 20...50 нГн.

Влияние элементов $L_{11} + L_{12}$ может быть снижено путем подключения C, RC- или RCD-снабберных цепей непосредственно к DC-терминалам силовых модулей [1]. В большинстве случаев для этой цели используется простой снаббер на основе пленочного конденсатора 0,1...2 мкФ [2]. В низковольтных силовых приложениях более эффективно работают RC-цепи.

Индуктивности эмиттера/истока

Индуктивности эмиттера/истока (L_{31} или L_{32}) влияют на работу силовой цепи в такой же степени, как и пассивные элементы схемы управления затвором. Высокая скорость изменения тока транзистора di/dt создает перепады напряжения на паразитных элементах, что эквивалентно

эффекту обратной связи в цепи драйвера (отрицательная обратная связь по эмиттеру/истоку). В результате замедляется процесс заряда эмиттерной емкости при включении или процесс ее разряда при отключении, что увеличивает время коммутации и динамические потери. Эффект отрицательной обратной связи по эмиттеру может быть использован для ограничения di/dt в случае короткого замыкания вблизи модуля. Для минимизации влияния L_{31} и L_{32} силовые модули, как правило, имеют отдельные сигнальные выводы эмиттера.

Если несколько драйверов нижнего плеча (BOT) питаются от общего источника питания, связанного с шиной DC, наличие паразитных индуктивностей между цепью заземления платы управления и отрицательным потенциалом звена постоянного тока может вызвать нежелательные осцилляции в контуре заземления. Эта проблема решается за счет высокочастотной стабилизации напряжения питания выходного каскада драйвера или, в мощных преобразователях, путем гальванической развязки плат управления каскадами BOT IGBT.

Индуктивности L_{21} и L_{22}

Индуктивности L_{21} и L_{22} находятся в цепи затвора IGBT. Помимо увеличения импеданса выходной цепи драйвера, их наличие может привести к паразитным осцилляциям на входной емкости транзистора. Для исключения этого эффекта связь между драйвером и IGBT должна иметь минимальную длину и быть низкоиндуктивной (например, выполняться витой парой). Увеличение сопротивления затвора позволяет демпфировать колебания, однако это приводит к увеличению динамических потерь в транзисторе. Более подробную информацию можно найти в [3].

Емкости

Емкости CXX (нелинейные, зависящие от напряжения), показанные на рисунке 1, являются паразитными компонентами силовых полупроводников, поэтому не могут быть изменены пользователем. Они определяют минимальную емкость коммутации CK и обеспечивают некоторое снижение рассеиваемой мощности при включении.

Дополнительные потери генерируются в процессе включения из-за перезарядки паразитных емкостей; при использовании высокочастотных MOSFET-транзисторов этот факт необходимо учитывать на частотах свыше 100 кГц. Емкости C_{11} и C_{12} формируют т.н. эффект Миллера и динамическую dv/dt обратную связь

«коллектор – затвор», являющуюся причиной образования «плато Миллера» и замедляющую процесс переключения.

Преобразователь следует проектировать таким образом, чтобы исключить сильные емкостные связи между цепями затвора и коллектора (стока), а также затвора и эмиттера (истока) вне модуля, которые способны создать высокочастотные паразитные колебания. Этот аспект является наиболее важным при использовании быстрых высоковольтных ключей MOSFET и SiC-MOSFET.

ПРОБЛЕМЫ ЕМИ. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Процессы, происходящие в импульсных преобразовательных системах, обеспечивают передачу энергии под контролем устройства управления и одновременно создают нежелательные шумы при коммутации силовых полупроводников (рис. 3).



Рис. 3. Энергетические процессы в конвертерах [4]

Эти процессы можно разделить на высокоэнергетические, способные генерировать помехи в питающей сети и нагрузке в диапазоне частот от основной до ~9 кГц, и низкоэнергетические на частотах от 9 кГц до 30 МГц, где происходит формирование и распространение шумов и непроводящих токов. В низкочастотном диапазоне такие эффекты можно назвать обратной связью «конвертер – сеть», они характеризуются дискретными гармоническими колебаниями

тока на частотах примерно до 2 кГц. В ВЧ-диапазоне эти осцилляции создают радиочастотные помехи, их спектр измеряется в дБ/мВ.

Такие понятия, как нулевой ток, ток утечки или несимметричное напряжение помех, отличаются только с точки зрения их влияния в разных частотных диапазонах и по их зависимости от динамических характеристик ключей.

ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ШУМОВЫХ ТОКОВ

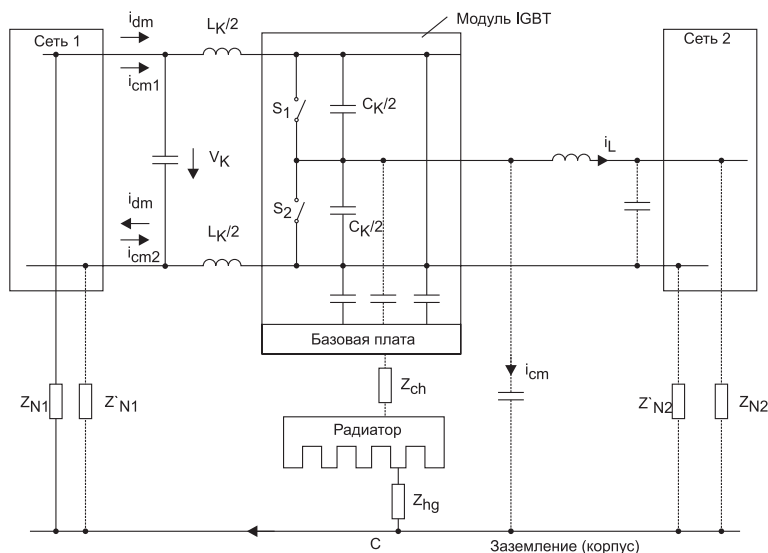


Рис. 4.
Эквивалентная схема для анализа шумовых характеристик полумостового каскада

Компания SEMIKRON уделяет большое внимание проблемам обеспечения электромагнитной совместимости. Для анализа процесса генерации и распространения помех используется эквивалентная схема, приведенная на рис. 4, где ключи S_1 и S_2 имитируют работу транзисторов полумостового каскада. В режиме «жесткого переключения» на индуктивную нагрузку, когда значения L_K (индуктивность шин питания) и C_K (эквивалентные коммутационные емкости) минимальны, ток полумоста коммутируется со скоростью di/dt , определяемой характеристиками силовых транзисторов. При открывании одного из ключей происходит обратное восстановление оппозитного диода, который до этого был в состоянии проводимости. В этот момент кроме тока нагрузки I_L через транзистор течет ток обратного восстановления i_{RR} , скорость изменения которого di_{RR}/dt зависит от характеристик диода, а также значений I_L , V_K и C_K .

Общая эффективная емкость включает в себя все составляющие C_{Σ} , расположенные относительно нейтрали. В процессе генерации шумов участвуют импедансы цепей между точками ком-

мутации напряжения и нулевым потенциалом, а также параллельные импедансы емкостей.

Переключение транзистора S_1 приводит к появлению симметричного (дифференциального) тока i_{dm} в параллельном ему контуре питания (Сеть 1). При завершении коммутационного цикла процесс обратного восстановления диода ключа S_2 создает перенапряжение dv/dt на индуктивности шины L_K , амплитуда которого пропорциональна скорости восстановления di_{RR}/dt и величине L_K . Результирующий синфазный ток i_{cm} асимметрично протекает через шину заземления и цепи, параллельные коммутационным емкостям C_K .

Использование режима «мягкого включения» ZCS (Zero Current Switch — коммутация при нулевом токе) за счет увеличения L_K позволяет снизить значение di/dt и, следовательно, уровень помех, вызываемых дифференциальными токами. В то же время с ростом индуктивности будут возрастать перенапряжения, асимметричные токи и создаваемые ими синфазные помехи.

В начале процесса коммутации величина dv/dt определяется динамическими характеристиками транзистора S_1 . Скачок напряжения в конце цикла переключения зависит от параметров обратного восстановления диода S_2 . Использование режима ZCS уменьшает симметричный ток помехи и изменяет диапазон частот асимметричных токов без значительного их снижения.

Коммутация емкости C_K начинается после активного выключения S_1 . Закрывание ключа S_2 приводит к появлению «емкостного» переходного процесса. В режиме «жесткого переключения» ток синфазной помехи определяется параметрами S_1 и импедансами цепей, связанных с земляной шиной и параллельных коммутационным емкостям C_K . Характер переходного процесса и, соответственно, уровень шумовых токов в данном случае зависят от характеристик выключения S_1 и включения S_2 .

Для обеспечения режима «мягкого выключения», или ZVS (Zero Voltage Switch — коммутация при нулевом напряжении), необходимо увеличить значение C_K . Замедление процесса нарастания напряжения dv/dt уменьшает уровень асимметричных токов.

После завершения цикла процесс начинается с начальной стадии включения тока со скоростью di/dt , определяемой свойствами $S1$ при пониженном напряжении. Задержка фронта dv/dt позволяет снизить уровень асимметричных токов при коммутации напряжения. Пассивное включение $S2$ определяет значение dv/dt во второй фазе переключения тока.

Асимметричная токовая помеха снижается в режиме ZVS без заметного изменения симметричного тока. Тем не менее увеличение СК приведет к уменьшению симметричного тока в контуре питания (Сеть 1) пропорционально соотношению емкостей, образующих токовый делитель. Таким образом, инвертор, работающий с «мягкой коммутацией» и контролем фазового сдвига при включении или выключении (резонансный или квазирезонансный), имеет низкий уровень дифференциальных или синфазных помех в зависимости от того, какой режим используется (коммутация при нулевом напряжении ZVS или нулевом токе ZCS).

В преобразователях с «дополнительными» импульсными каскадами, где режимы ZVS и ZCS включаются поочередно, токи помех не будут заметно снижаться по сравнению с вариантом «жесткой коммутации», поскольку высокие значения di/dt и dv/dt присутствуют в системе в течение рабочего цикла.

ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ПОМЕХ

Измерение уровней радиопомех, излучаемых конвертером в сеть, производится на сетевых клеммах относительно шины заземления. Для анализа спектра токов помех SEMIKRON использует более сложную эквивалентную схему, приведенную на рис. 5.

На схеме (функционально это понижающий DC/DC-конвертер) источник питания представлен в виде узла LISN (Line Impedance Stabilization Network — сеть стабилизации импеданса сети), а контур нагрузки заменен эквивалентной схемой «Нагрузка». Цепь LISN используется при проведении стандартных тестов EMI/EMC, ее структура определена Международной электротехнической комиссией IEC. Она представляет собой НЧ-фильтр, как правило размещаемый

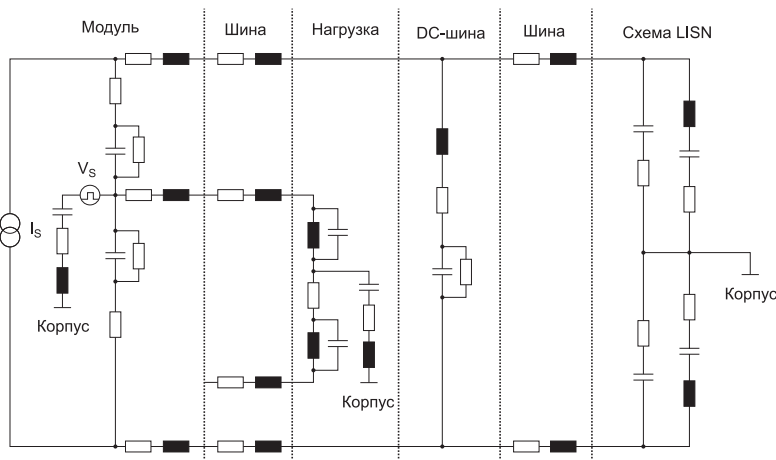


Рис. 6. Типовые кривые переключения IGBT: напряжение (В, сверху), ток (А, снизу) [5]

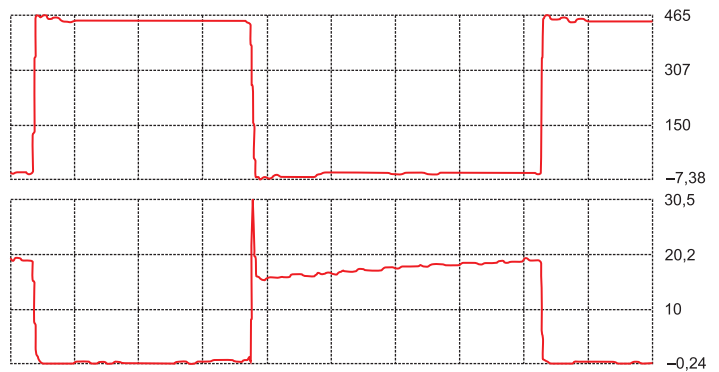


Рис. 5. Эквивалентная схема понижающего DC/DC-конвертера



между AC- или DC-источником и тестируемым оборудованием и имеющий заданный импеданс, необходимый для измерения уровня радиочастотных шумов. Узел LISN изолирует нежелательные RF-сигналы от источника питания, кроме того, он может использоваться для прогнозирования уровня кондуктивных помех при диагностике и предварительной проверке соответствия требованиям стандартов.

Паразитные параметры силового модуля имитируются эквивалентной RLC-схемой «Модуль». Источники помех заданы генератором импульсного тока I_s для дифференциальных токов помех и генератором импульсного напряжения V_s (в его состав также входит полумост IGBT) для синфазных токов помех. Характеристики полупроводниковых приборов являются времязависимыми, типовые кривые переключения IGBT представлены на рис. 6. Параметры эквивалентных RLC-цепей подобраны таким образом, чтобы отобразить частотные свойства компонентов схемы.

Детектирование сигналов радиопомех производится путем селективных измерений флуктуаций напряжения на клеммах подключения сети к инвертору и выводах заземления.

Все низкочастотные импульсные элементы имеют распределенные индуктивности, сопротивления и емкости, которые при моделировании показывают четкую частотную зависимость. Для анализа процесса образования асимметричных помех были разработаны специальные SPICE-модели силовых ключей и антипараллельных диодов, особое внимание в которых уделялось корректному отображению временных характеристик тока коллектора и напряжения «коллектор – эмиттер». Подобные модели достоверно имитируют процессы включения и выключения транзисторов с учетом эффектов обратного восстановления оппозитного диода и токового «хвоста» IGBT-транзистора.

Данные, полученные при моделировании эквивалентной схемы, показывают практически полное совпадение с результатами измерений, проведенных на реальных устройствах.

На рис. 7 показаны спектры сигналов помех, полученные при моделировании эквивалентной схемы. Исследования производились при следующих условиях: напряжение питания 450 В, выходной ток 20 А, частота коммутации 5 кГц. При анализе использовались усовершенствованные модели NPT IGBT-кристаллов, применяемых в полумостовом модуле SKM75GB125.

Эквивалентная схема, позволяющая исследовать пути возникновения и распространения помех, дает возможность оптимизировать конструкцию модуля с точки зрения снижения ЕМІ. Задача состоит в повышении импеданса контуров, в которых наводятся токи помех, или создании короткозамкнутых цепей для источников

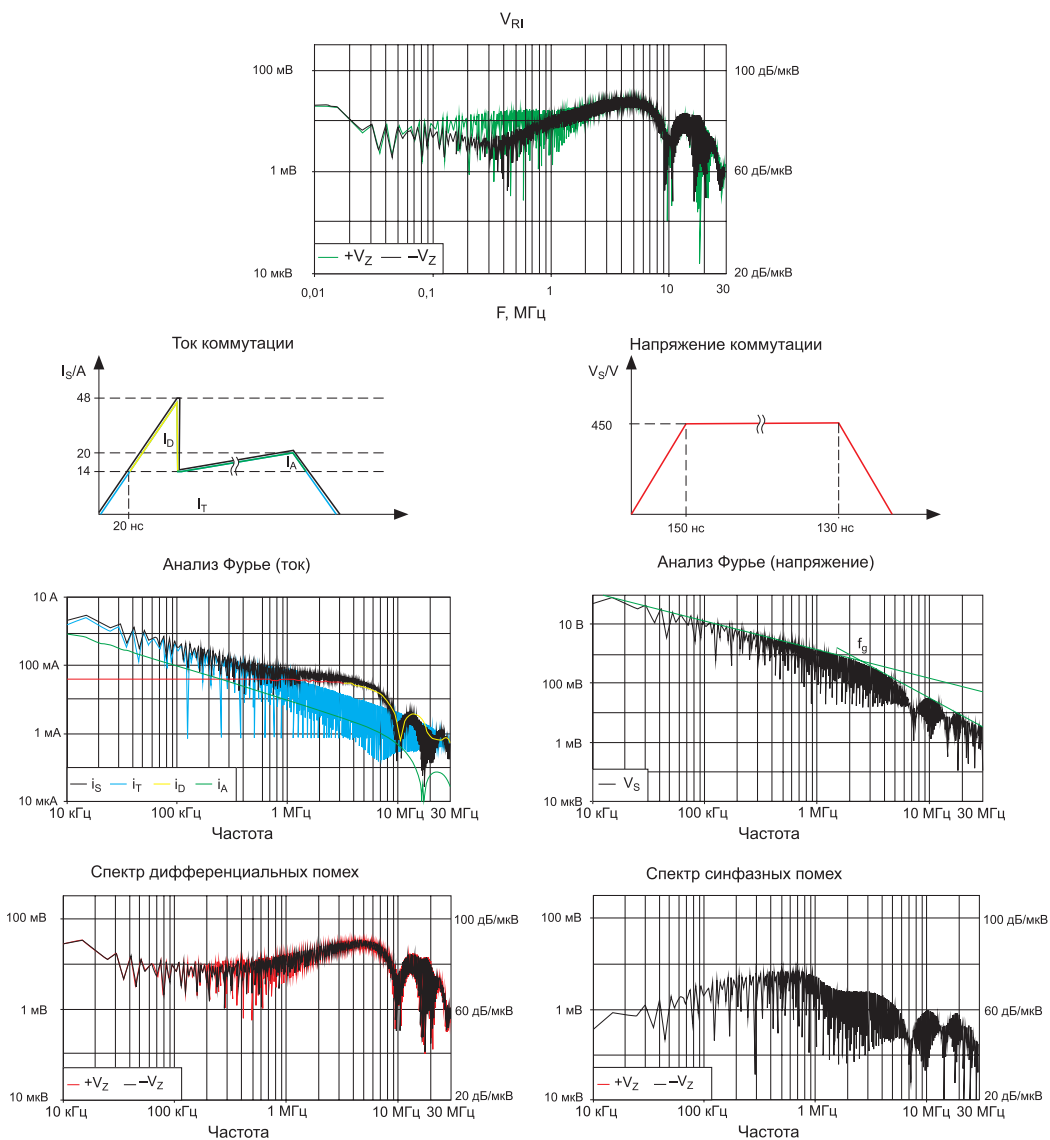
шумов с помощью селективных подавляющих фильтров.

Дифференциальные токи помех замыкаются через емкости источника питания и коммутационные емкости. Идеальные конденсаторы, подключенные к транзисторам S1 и S2, могли бы создать требуемые короткозамкнутые контуры. Синфазные токи проходят через шину заземления и паразитные емкости заземления. Соответственно, для их подавления необходимо обеспечить высокий импеданс во всех коммутируемых цепях, имеющих значительные перепады напряжения относительно корпуса. На схеме, приведенной на рисунке 4, снижение уровня помех может достигаться за счет уменьшения распределенных емкостей, связывающих силовой модуль с базовой платой и радиатором.

Одним из путей подавления паразитных элементов является гальваническая изоляция источ-



Рис. 7. Результаты моделирования режимов работы модуля NPT IGBT (50 А, 1200 В).



ника питания схемы управления затворами. Если драйвер не связан по питанию с нулевой шиной, то в модуле не возникают дополнительные токи смещения, являющиеся источником синфазных шумов. Излучение, вызванное токами, проходящими через паразитные емкости заземления, может быть снижено за счет применения специальных изолирующих и экранирующих материалов. Пути распространения помех по энергетическим и сигнальным цепям устройств управления IGBT рассмотрены в [4].

ДРУГИЕ ИСТОЧНИКИ ЕМИ

Циклические режимы работы силовых полупроводниковых приборов с крутыми фронтами, а также высокие частоты переключения тока и напряжения рассматриваются как основные причины возникновения электромагнитных помех. Кроме этого, в [9] анализируются дополнительные компоненты и паразитные колебания, которые определены в качестве причин электромагнитных помех, не связанных с работой схемы (частоты в диапазоне 100 Гц – 30 МГц):

LC осцилляции

1. Колебания, возникающие при переключении силовых полупроводниковых приборов (транзисторов IGBT, MOSFET-транзисторов, диодов).

Причина: возбуждение резонансных контуров, состоящих из нелинейных полупроводниковых емкостей и паразитных элементов (L, C). Диапазон частот: 10–100 МГц.

Контрмеры: оптимизация топологии схемы, уменьшение скорости переключения, ограничение di/dt , dv/dt с помощью внешних цепей.

2. Осцилляции между параллельно или последовательно соединенными чипами или модулями IGBT/MOSFET/FWD.

Причина: разброс параметров чипов; асимметрия параллельных/последовательных цепей (относится к кристаллам и модулям). Диапазон частот: 10–30 МГц

Контрмеры: оптимизация топологии схемы (балансировка цепей), выбор резисторов затворов, оптимизация топологии размещения чипов, снижение скорости коммутации, ограничение di/dt , dv/dt с помощью внешних цепей.

Осцилляции при переносе заряда

1. PECT-осцилляции (Plasma Extraction Transit Time).

Причина: колебания возникают в фазе «хвостового» тока при выключении «биполярной составляющей» IGBT и диодов с плавным восстановлением; зона пространственного заряда сталкивается с массой свободных носителей заряда, в результа-

те формируется «хвост» тока. PECT-колебания проявляются в виде излучаемых электромагнитных помех, диапазон частот: 200–800 МГц.

Контрмеры: подавление в конструкции модуля LC колебательных контуров с резонансными частотами в диапазоне PECT.

2. IMPATT-осцилляции (Impact Ionisation (Avalanche) Transit Time).

Причина: динамический процесс при выключении диода; электрическое поле взаимодействует с остаточной массой свободных носителей заряда; диод динамически переходит в состояние лавинного пробоя (электронная ударная ионизация). IMPATT-колебания проявляются в форме высокоэнергетических излучаемых электромагнитных помех, диапазон частот: 200–900 МГц.

Контрмеры: оптимизация конструкции чипа.

СПОСОБЫ ПОДАВЛЕНИЯ ЕМИ

Обычные способы подавления кондуктивных помех основаны на использовании специализированных или стандартных ЕМИ-фильтров, которые устанавливаются в цепях питания и нагрузки. В соответствии с заданными ограничениями характеристик для определенного типа устройств или приложений (определяются в терминах стойкости к ЕМИ национальными и международными стандартами для кондуктивных и излучаемых электромагнитных помех), используются различные типы фильтров. Они должны обеспечивать стабилизацию импеданса в системе, включающей сеть и стандартизированную тестовую сборку, и гарантировать работу в пределах заданных лимитов во всех частотных диапазонах.

При подобном эмпирическом подходе используемые фильтры часто оказываются сложными и дорогостоящими. Независимо от того, было ли использовано моделирование для оптимизации электромагнитной совместимости всей системы или нет, показатели EMC должны быть проверены индивидуально для каждого приложения, поскольку генерирование модели и параметризация процессов занимают довольно много времени. Т. о. при проектировании системы следует с самого начала анализировать возможное воздействие электромагнитных помех и оптимизировать пути их распространения, начиная от источников ЕМИ с учетом доступных точек контроля. Оптимизация подразумевает либо обеспечение высокоимпедансных путей распространения шумовых токов за счет избирательно блокирующих цепей, либо создание низкоимпедансных цепей короткого замыкания шумовых токов с помощью селективных фильтрующих цепей.

Некоторые методы подавления помех описаны ниже применительно к рисунку 4. Симметричные шумовые токи должны шунтироваться емкостью коммутируемого источника напряжения. Для создания цепей короткого замыкания этих токов к транзисторам 1 и 2 подключаются идеальные емкости, при этом отсутствует влияние импедансов любых цепей.

Радиопомехи с измеряемым уровнем напряжения, обусловленные емкостными пульсациями напряжения, приводят к образованию токов в параллельных цепях. Поэтому все меры, которые принимаются для уменьшения симметричных токов, направлены на выбор соответствующих фильтров, подключаемых параллельно линиям коммутируемого напряжения. Чем ближе находятся идеальные емкости (с низким внутренним сопротивлением и индуктивностью) и чем ближе фильтрующая цепь подсоединяется к выводам силовых ключей, тем выше эффективность подавления EMI.

Асимметричные токи помех преимущественно передаются через линии заземления. Для подавления шумов очень важно обеспечить высокий импеданс во всех точках, где наблюдаются крутые перепады напряжения относительно земли, что позволяет одновременно ограничить потенциальные всплески и в недоступных узлах коммутации. В примере с эквивалентной схемой на рисунке 4 подавление помех изначально реализовано за счет снижения паразитных емкостей изолированных компонентов драйверов, а также емкостей силовых модулей относительно базовой платы и радиатора.

Если отсутствует информация о паразитных коммутационных параметрах драйвера или дополнительной энергии относительно потенциала нейтрали, это значит, что токи смещения не проходят в цепь заземления, т.е. она замкнута внутри устройства. Соответственно, отсутству-

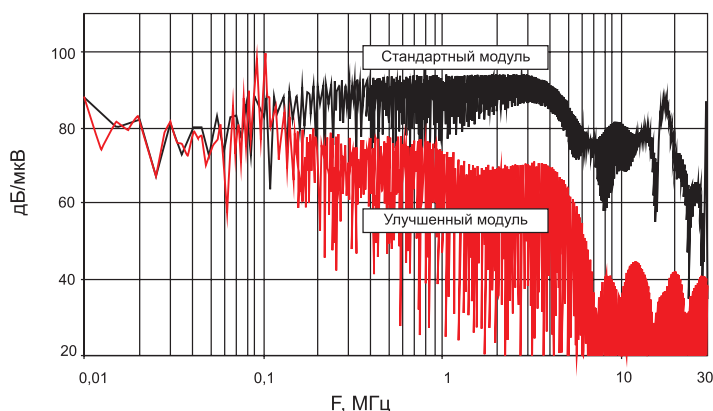
ют и асимметричные токи помех. Поскольку в силовых модулях они распространяются через базовую плату, то уровень помех может быть уменьшен путем оптимизации компоновки модуля и соответствующего выбора материалов [5].

Меры подавления EMI, реализуемые вблизи полупроводниковых чипов, могут значительно улучшить ситуацию, как показано на рис. 8 на примере модифицированного модуля IGBT SEMIKRON [5]. Уровень генерируемых им электромагнитных помех на 15...25 дБ ниже, чем у стандартного силового ключа. Несколько образцов модифицированных модулей были испытаны в составе резонансного преобразователя в режиме ZVC (Zero Voltage Commutation — режим переключения при нулевом напряжении). Отсутствие влияния токов обратного восстановления и меньший уровень dv/dt , свойственные данным применениям, приводят к значительному снижению излучения помех, что видно из рис. 9б. Дополнительного улучшения спектрального состава удается достичь при использовании снабберных конденсаторов.

Рекомендация по подключению к сети 2 через дроссель, как показано на рис. 4, остается в силе. Снижение величины паразитной емкости достигается только за счет уменьшения длины соединения до минимума. В идеале LC-фильтр должен быть подключен непосредственно к точкам с динамически меняющимся напряжением: благодаря индуктивности фильтра потенциальные скачки ослабляются до такой степени, что все другие связанные емкости в сети 2 не смогут создавать заметных асимметричных шумовых токов. Если сеть 2 рассматривается как точка подключения источника питания, где производятся стандартные измерения LISN, то это абсолютно необходимо, то есть LC-цепь должна быть частью EMI-фильтра. В дополнение к фильтрации электромагнитных помех, на практике используются дополнительные меры по заземлению и экранированию, улучшающие ситуацию с EMI.

На частотах выше 200 кГц рост электромагнитного излучения дифференциальных помех обусловлен, прежде всего, влиянием паразитной индуктивности конденсаторов DC-шины. Графики, показанные на рис. 9, демонстрируют эффект от применения снабберных конденсаторов CS, устанавливаемых непосредственно на DC-терминалах модуля. Причиной снижения уровня EMI является шунтирующее действие снаббера по отношению к высокочастотному сигналу помехи. Резонанс, наблюдаемый на графике в районе 400 кГц (рис. 9а), вызывается параллельным контуром, состоящим из C_s и паразитной индуктивности шин и конденсаторов

Рис. 8.
Спектр помех стандартного и оптимизированного модуля IGBT [38],
Режимы измерения:
 $V_{DC} = 450$ В,
 $I_{load} = 20$ А,
 $f_{sw} = 5$ кГц



звена постоянного тока. Выше этой точки уровень излучения падает, характер кривой при наличии C_s определяется собственной индуктивностью и сопротивлением снабберного конденсатора на частотах свыше 2 МГц.

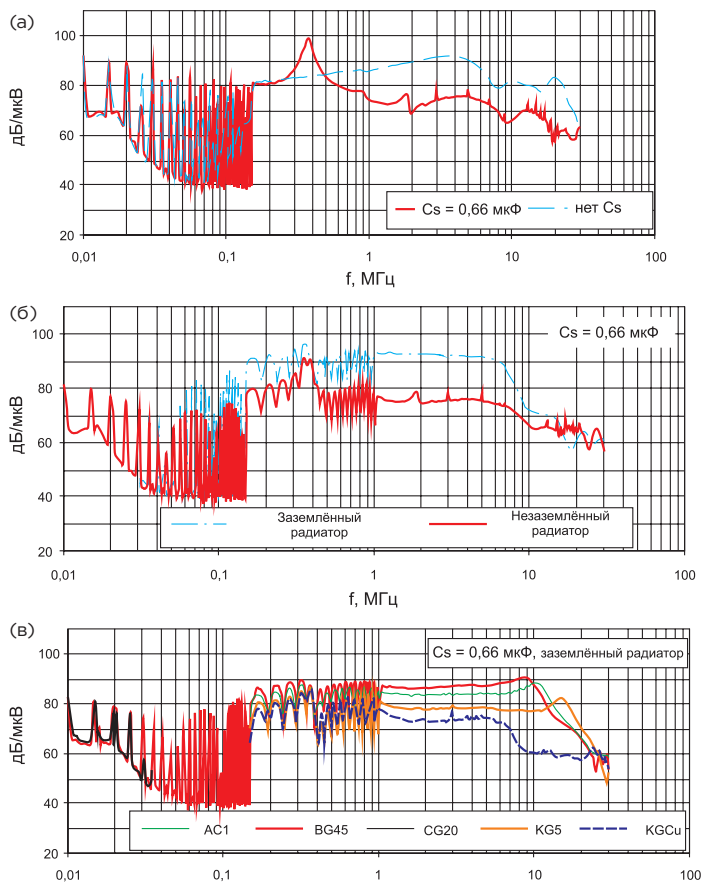


Рис. 9. Изменение спектрального состава EMI при наличии снабберного конденсатора (а), заземлении теплоотвода (б), использовании различных изоляционных материалов (в)

На рис. 9б приведены спектры помех, полученные при заземленном и незаземленном радиаторе. В условиях заземленного теплоотвода уровень EMI возрастает с 75 дБ/мкВ до примерно 92 дБ/мкВ в диапазоне частот 0,2–8 МГц. В данном случае речь идет о синфазных помехах, наводимых высокочастотными токами, текущими через паразитные емкости заземления C_p . Эти емкости образуются изолирующими материалами, находящимися между коллекторами IGBT (или катодами антипараллельных диодов) и теплоотводом. Величина C_p зависит от площади A , толщины d и диэлектрической проницаемости ϵ изолирующего материала: $C_p = \epsilon A/d$.

Как видно из графиков 9в, параметры изолирующего слоя сильнее всего влияют на спектр синфазных помех на частотах 0,5–8 МГц, их уровень изменяется в диапазоне 72–88 дБ/мкВ. Худшая ситуация наблюдается при использовании в качестве изолятора кремнийорганического (силиконового) каучука. Керамические матери-

алы, такие как оксид алюминия Al_2O_3 , позволяют получить лучшие результаты, однако минимальный уровень помех обеспечивается при использовании силиконового каучука с медным экранирующим слоем, соединенным с одним из выводов DC-шины.

Спектральный состав EMI практически не зависит от температуры, с ее ростом незначительно увеличивается уровень излучения, что связано с изменением характера обратного восстановления диодов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Чтобы наметить лучшие способы борьбы с помехами и обеспечить требуемый уровень электромагнитной совместимости (EMC), следует проанализировать источники и пути распространения электромагнитного излучения. Основными факторами, влияющими на уровень дифференциальных помех, являются ток обратного восстановления антипараллельных диодов и наличие распределенных индуктивностей у конденсаторов и соединительных цепей, участвующих в процессе коммутации мощных токов. Паразитные компоненты схемы образуют контуры, инициирующие появление резонансных пиков. Соответственно, для снижения уровня EMI необходимо уменьшать токи обратного восстановления диодов и паразитные индуктивности элементов звена постоянного тока.



Литература:

1. AN-7006: IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification; www.semikron.com
2. Колпаков А.И. «Снабберы и перенапряжения». Компоненты и Технологии №5, 2006.
3. AN-7002: Connection of Gate Drivers; www.semikron.com
4. Zverev, I.: "Untersuchungen energiearmer Prozesse in Stromrichtern", diss., University of Rostock, 1999, ISLE Verlag, Ilmenau, 1999, ISBN 3-932633-39-3
5. Klotz, F.: "Leitungsgebundene elektrische Storemissionen von Leistungshalbleitertopologien", diss. TU Ilmenau 1997; ISLE Verlag, ISBN 3-932633-00-8
6. Ralph Annacker, Markus Hermwille. 1200V Modules with Optimised IGBT and Diode Chips. Semikron Elektronik GmbH.
7. Application Manual Power Modules. Semikron International.
8. Experimental and Simulative Investigations of Conducted EMI Performance of IGBTs for 5-10kVA Converters. EUPEC Application Hints.
9. Lutz, J.: "Halbleiter-Leistungsbaulemente: Physik, Eigenschaften, Zuverlässigkeit", Springer Verlag Berlin Heidelberg 2006, ISBN 3-540-34206-0
10. Колпаков А.И. «Проблемы электромагнитной совместимости мощных импульсных преобразователей». Силовая электроника, №2, 2006.