

Вы за SiC или кремний?

Часть 4. Как создать лучшие тяговые инверторы для электромобиля? Ответ: использовать SiC!

Это четвертая публикация, продолжающая цикл из шести статей [1], в которых рассматриваются текущие тенденции применения полупроводниковых приборов на основе карбида кремния (SiC). В предыдущей части цикла были описаны перспективы и преимущества использования карбид-кремниевых транзисторов в двух основных узлах современного электрического транспортного средства — встроенном зарядном устройстве и DC/DC-преобразователе. Теперь речь пойдет о самом мощном узле — тяговом инверторе электромобиля, а также о преимуществах, которые ему дает карбид-кремниевая технология. Предыдущие части цикла в авторском переводе с поясняющими дополнениями доступны по ссылкам [2–4]¹.

Ануп Бхалла (Anup Bhalla)

**Перевод и дополнения:
Владимир Рентюк**

В этой, четвертой части цикла статей мы продолжим рассматривать преимущества, которые дает нам SiC-технология для электромобилей. В этом контексте нас будет интересовать тяговый инвертор — самый мощный узел современного электрического транспортного средства. Будет показано, как благодаря высокоэффективным полевым транзисторам на основе карбида кремния (SiC), имеющим рабочее напряжение 1200 В, эффективность инвертора повышается при самых разных условиях нагрузки — от легкой до полной, а также как использование более высоких рабочих напряжений помогает снизить потери в проводах подключения. Кроме того, применение таких транзисторов предоставляет возможность увеличить рабочую частоту преобразования инвертора, что в свою очередь уменьшает индуктивные и емкостные компоненты и позволяет подавать на обмотки двигателя практически идеальное синусоидальное напряжение. Использование столь «чистого» напряжения (технология CleanWave) позволяет, соответственно, снизить потери в статоре и роторе двигателя — часто называемые потерями на гистерезис, или потерями в «железе» (от англ. термина iron losses). По оценкам разработчиков, все эти факторы увеличивают эффективность использования батареи электрического транспортного средства на 5–12%, одновременно упрощая проблему охлаждения инвертора за счет сокращения его собственных потерь и потерь двигателя. Здесь имеется в виду снижение потерь проводимости и коммутационных потерь силовых транзисторов инвертора и уже упомянутых потерь в «железе».

Вступление

Последние данные, полученные аналитиками рынка, дают ясно понять, что потребность в аккумуляторных батареях для электромобилей растет быстрее, чем предполагалось ранее. Это побудило производителей автомобилей, как уже действующих на рынке, так и начинающих, к новым усилиям по разработке более совершенных

технологий батарей и их более эффективному использованию. Основными моментами здесь стали повышение эффективности батарей и более эффективное расходование их энергии, уменьшение размеров и веса — в общем, извлечение максимальной выгоды из дорогой аккумуляторной батареи.

Это, как уже было показано в [4], привело к быстрому проникновению SiC-транзисторов во встроенное зарядное устройство и преобразователи постоянного тока в электромобилях. Учитывая, что на тяговый инвертор приходится в 10 раз больше уровня мощности, чем на все остальные узлы, вполне понятно, что SiC-транзисторы дадут аналогичное преимущество и в этом направлении. Соответственно, это сильно изменит положение дел на рынке силовых полупроводниковых приборов, предназначенных для систем преобразования энергии в целом.

Однако, для того чтобы это произошло, SiC-технология должна обеспечить явное экономическое преимущество и устранить все имеющиеся препятствия для создания надежной и технологичной конструкции инверторной системы. Степень повышения напряжения, применяемая до инвертора, без сомнения, будет использовать SiC-транзисторы по тем же причинам, которые мы обсуждали ранее для бортовых зарядных устройств и преобразователей постоянного тока [4]. В этой статье мы рассмотрим основные преимущества SiC-технологии именно для инвертора электромобиля и обсудим несколько схем его реализации, основанных на технологии, предлагаемой компаниями UnitedSiC и Pre-Switch Inc.

Основные преимущества SiC-технологии применительно к инверторам

Циклы привода типичного электромобиля, особенно те, что используются в городских условиях, приводят к тому, что инвертор в течение большей части срока службы эксплуатируется в диапазоне от легкой до средней

¹ Впервые цикл опубликован в Power Systems Design и доступен по ссылке: www.powersystemsdesign.com/articles/are-you-sic-of-silicon-part-1/22/14274.

нагрузки, но с частыми остановками и запусками. Тем не менее инвертор должен быть рассчитан на все наихудшие нагрузки, такие как быстрое ускорение, подъем на крутых склонах и работа в широком диапазоне температур окружающей среды.

На рис. 1 показан типовой двухуровневый инвертор источника напряжения, который можно использовать для привода внутреннего двигателя с постоянным магнитом. Это распространенная конфигурация для батареи с инвертором, расположенным рядом с двигателем.

Как правило, инверторные коммутаторы (ключи на транзисторах) управляются таким образом, что на обмотки двигателя подается трехфазное переменное напряжение. Это делается путем включения и выключения питания по команде контроллера на частотах 4–10 кГц и направлено на получение напряжения переменного тока с основной частотой до 1 кГц. При этом для пассажирских электромобилей общие уровни мощности могут варьироваться в пределах 50–250 кВт. Что касается шины напряжения постоянного тока, используемое напряжение зависит в первую очередь от системы аккумуляторов, и поскольку повышающий преобразователь используется для преобразования переменного напряжения аккумулятора в постоянное напряжение постоянного тока для инвертора, это напряжение может увеличиться до 300–500 В на текущий момент и до 600–800 В в ближайшей перспективе. Дело в том, что с более высоким напряжением шины мы можем передавать ту же мощность с меньшим током и, соответственно, со сниженными потерями в проводах подключения нагрузки.

Что касается потерь при преобразовании энергии, здесь мы в первую очередь имеем потери в силовых транзисторах, которые проявляются в виде потерь проводимости, возникающих всякий раз, когда транзистор проводит ток, и потерь на переключение, которые появляются при включении и выключении силовых ключей. Потери на проводимость не зависят от частоты переключения, но вот потери на переключение прямо пропорциональны используемой частоте и самой технологии переключения, которая может быть мягкой (тут есть несколько вариантов реализации) или жесткой.

На рис. 2 показаны характеристики полевых SiC-транзисторов в сравнении с кремниевыми IGBT. При любом токе потери проводимости определяются как произведение $I_D \times V_{DS}$. Здесь: I_D — ток через открытый канал транзистора (ток стока или коллектора), а V_{DS} — падение напряжения (как правило, напряжения насыщения) на открытом переходе сток-исток или коллектор-эмиттер.

Здесь легко увидеть, что с униполярными полевыми SiC-транзисторами, благодаря отсутствию перегиба начального участка вольт-амперной характеристики (ВАХ), наблюдаемого у IGBT, мы имеем весомое преимущество. Оно, прежде всего, проявляется на токах до 200 А, но особенно явно при более низких токах, соответствующих работе инвертора при легкой и средней нагрузке.

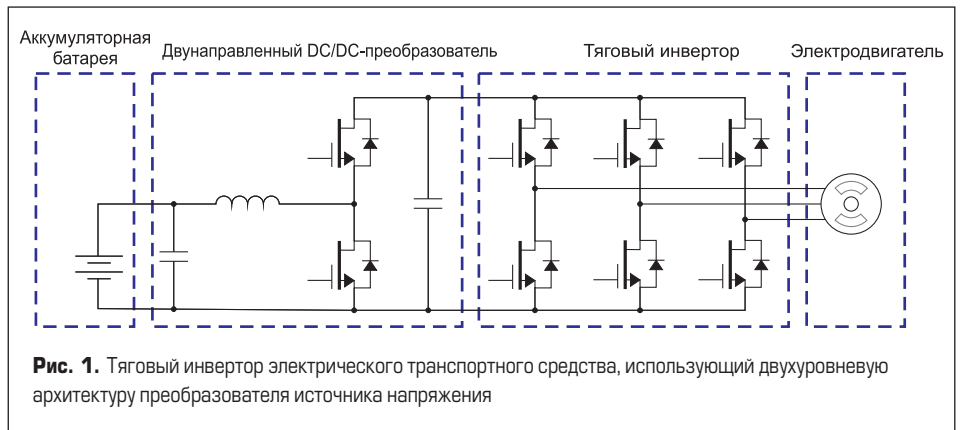


Рис. 1. Тяговый инвертор электрического транспортного средства, использующий двухуровневую архитектуру преобразователя источника напряжения

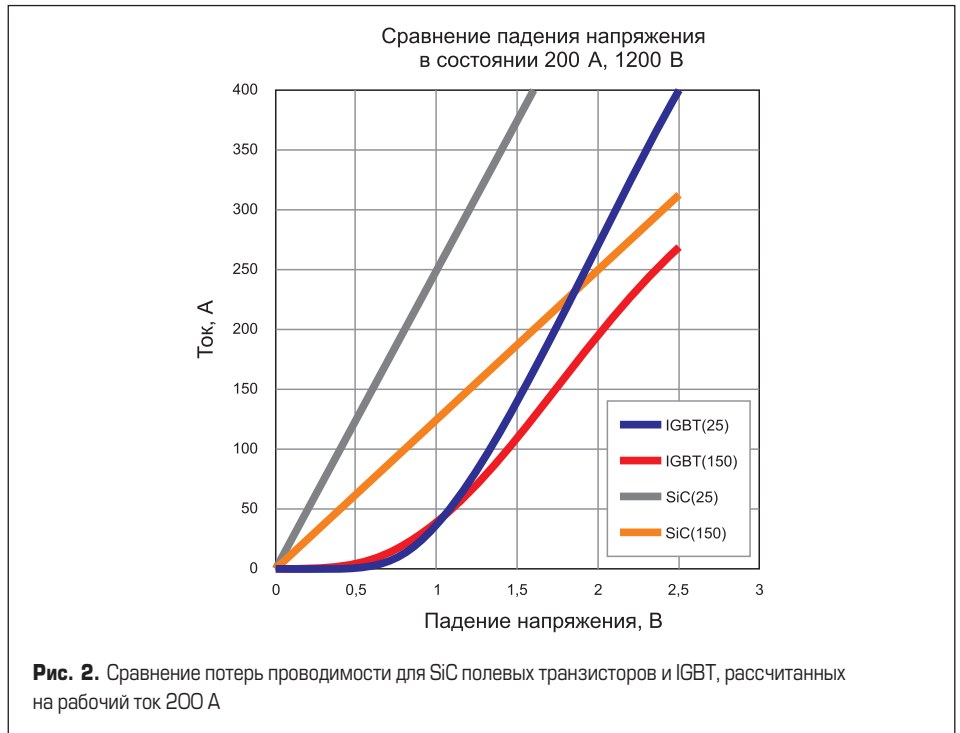


Рис. 2. Сравнение потерь проводимости для SiC полевых транзисторов и IGBT, рассчитанных на рабочий ток 200 А

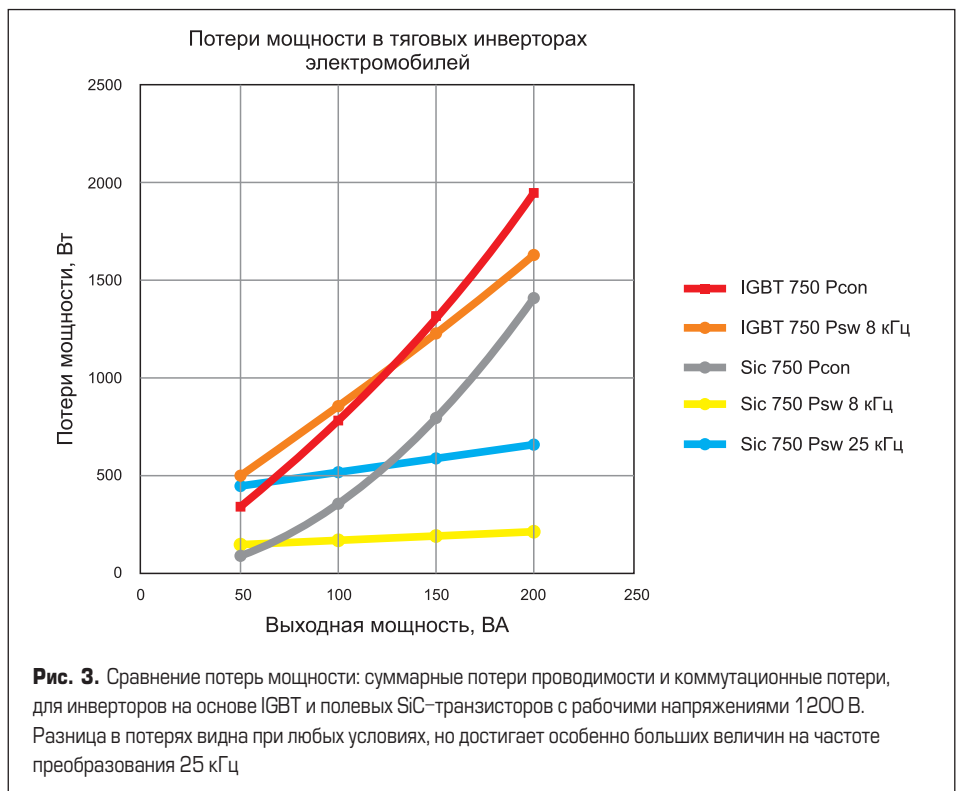


Рис. 3. Сравнение потерь мощности: суммарные потери проводимости и коммутационные потери, для инверторов на основе IGBT и полевых SiC-транзисторов с рабочими напряжениями 1200 В. Разница в потерях видна при любых условиях, но достигает особенно больших величин на частоте преобразования 25 кГц

На рис. 3 представлены графики, сравнивающие потери проводимости P_{con} и коммутационные потери P_{sw} для инвертора, выполненного на IGBT и SiC полевых транзисторах с низкими потерями на проводимость. Сравнение проведено для устройств, рассчитанных на рабочее напряжение 750 В, работающих от шины напряжения постоянного тока 400 В при частоте преобразования 8 кГц.

Как можно видеть, решение на IGBT имеет значительные потери на переключение даже при частоте 8 кГц и поэтому не может эффективно использоваться при частотах порядка 25 кГц. Решение на основе SiC не только обеспечивает более низкие потери проводимости на всех уровнях тока, с гораздо меньшими потерями при 8 кГц, но и с лучшей эффективностью может использоваться на более высоких частотах инвертора.

Другой важной особенностью инверторов электромобилей, которая отличает их от традиционных промышленных приводов электродвигателей, является необходимость двунаправленной передачи мощности. Что имеется здесь в виду? Во время рекуперативного торможения ключи инвертора управляются так, чтобы тот же самый инвертор, который перед этим вращал ротор электродвигателя, работал уже в качестве выпрямителя, а сам электродвигатель теперь действует как генератор ЭДС. Такая двунаправленность позволяет осуществлять торможение и перетекать энергии обратно в аккумулятор. Тот факт, что полевые SiC-транзисторы допускают проводимость в третьем квадранте и тоже с низкими потерями на проводимость, означает, что для поддержа-

ния очень низких потерь в этом режиме работы они могут использоваться для организации синхронного выпрямления. Это невозможно с IGBT, поскольку их антипараллельные диоды выпрямляют обратный поток энергии с более высокими потерями. Антипараллельные диоды (Free-Wheeling Diode, FWD) в таких транзисторах предназначены для защиты от напряжения обратной полярности. То есть для свободного прохождения индуктивного тока. Диод ставится встречно-параллельно обмотке индуктивности (шунтирует ее), обычно он заперт и открывается только после переполюсовки напряжения на индуктивности в момент размыкания тока из-за ЭДС самоиндукции.

Влияние рабочего напряжения

На сегодня большинство инверторов электромобилей выполнено на транзисторах типа IGBT, рассчитанных на рабочее напряжение 750 В. При этом для управления инверторами используются шины постоянного тока с напряжением в диапазоне 300–500 В. Для более эффективного функционирования в диапазонах большой мощности целесообразно применять транзисторы с рабочим напряжением 1200 В, это позволило бы использовать батареи или шины с напряжениями 600–800 В.

В таблице приведены некоторые расчеты для полумостового модуля на 450 А, 750 В, используемого в тяговом приводе электрического транспортного средства мощностью 200 кВт на основе IGBT с малыми потерями проводимости, а также для различных вариантов полевых SiC-транзисторов компании UnitedSiC.

В верхней части таблицы показаны и сравниваются варианты, рассчитанные на рабочее напряжение 750 В. Каждый ключ в варианте 1 (это базовый инвертор) использует три IGBT и три диода. Они заменены на шесть стековых полевых SiC-транзисторов [3, 4], каждый из которых имеет сопротивление в открытом состоянии 5,4 мОм и по своим размерам вполнину меньше, чем исходный IGBT. Варианты 1 и 2 показывают разницу в общих потерях P_{total} как сумму потерь проводимости P_{con} и коммутационных потерь P_{sw} при частоте преобразования 8 и 25 кГц соответственно. Как можно видеть, общие потери на мощности в 200 кВт для инвертора на полевых SiC-транзисторах уменьшаются вдвое, при этом для выходной мощности 50 кВт они составляют почти четверть от исходных. Учитывая, что инвертор работает при небольшой нагрузке большую часть своего времени, это весьма выгодно. Обратите внимание, что это суммарные потери, то есть проводимости и переключения, и, подчеркнем — они ниже при использовании варианта на полевых SiC-транзисторах, но при этом на мощности 200 кВт разница в коммутационных потерях почти восьмикратная. Также в таблице показано, что один и тот же модуль можно использовать для мощности до 300 кВт, поскольку температура полупроводникового перехода транзисторов не превышает $T_j = +150$ °С. В варианте 3 представлено еще одно хорошее решение, оно также позволяет реализовать инвертор с выходной мощностью 300 кВт. Данный вариант реализован на восьми параллельных полевых SiC-транзисторах на ключ, что позволяет сократить максимальные потери с 3425 до 2666 Вт.

Таблица. Сравнение потерь рабочей мощности модуля трехфазного инвертора на 450 А, 750 В, используемого в инверторе на 200 кВт, выполненного на IGBT на 750 В, с вариантами на полевых SiC-транзисторах

Вариант	Рабочее напряжение, В	Тип устройства	Кол-во на ключ	Напряжение шины DC, В	Рабочая частота, кГц	Потери, Вт	Выходная мощность, кВт					
							50	100	150	200	250	300
1	750	IGBT+диод	150 А × 3	400	8	P_{con}	336	773	1310	1947		
						P_{sw}	493	851	1231	1633		
						P_{total}	829	1624	2541	3580		
2	750	Полевой SiC-транзистор	5,4 мОм × 6	400	8	P_{con}	87	351	789	1402	2191	3155
						P_{sw}	143	162	185	211	239	270
						P_{total}	230	513	974	1613	2430	3125
3	750	Полевой SiC-транзистор	5,4 мОм × 8	400	8	P_{con}	66	262	591	1052	1643	2366
						P_{sw}	184	203	224	247	272	300
						P_{total}	250	465	815	1299	1915	2666
4	750	Полевой SiC-транзистор	5,4 мОм × 6	400	25	P_{con}	87	351	789	1402	2191	
						P_{sw}	446	508	579	659	747	
						P_{total}	533	859	1368	2061	2938	
5	750	Полевой SiC-транзистор	5,4 мОм × 4	400	25	P_{con}	132	526	1183	2103		
						P_{sw}	317	386	468	562		
						P_{total}	449	612	1651	2665		
6	1200	IGBT+диод	100 А × 4	800	8	P_{con}	193	440	742	1097		
						P_{sw}	823	1191	1559	3024		
						P_{total}	1016	1631	2301	3024		
7	1200	Полевой SiC-транзистор	8,6 мОм × 4	800	8	P_{con}	67	270	608	1080	1688	
						P_{sw}	185	218	261	313	374	
						P_{total}	252	488	869	1393	2062	
8	1200	Полевой SiC-транзистор	8,6 мОм × 6	800	8	P_{con}	45	180	405	720	1127	1621
						P_{sw}	265	293	327	368	415	469
						P_{total}	310	473	732	1088	1542	2090
9	1200	Полевой SiC-транзистор	8,6 мОм × 4	800	25	P_{con}	67	270	608	1080	1688	
						P_{sw}	579	681	814	977	1169	
						P_{total}	646	951	1422	2057	2857	

Нижняя половина таблицы сравнивает модуль IGBT на 400 А с рабочим напряжением 1200 В, используемым в инверторе на 200 кВт, с соответствующим 1200-В SiC-модулем. Во всех случаях мы предполагаем, что этот трехфазный модуль с ребристыми радиаторами имеет температуру охлаждающей жидкости +90 °С. Максимальная температура полупроводникового перехода при этом во всех случаях поддерживается ниже +150 °С, даже несмотря на то, что полевые SiC-транзисторы рассчитаны на температуру перехода в +175 °С и могут выдерживать кратковременное повышение температуры до +200 °С. Более низкие потери на переключение означают, что полевые SiC-транзисторы могут использоваться для проектирования инвертора с рабочей частотой преобразования 25 кГц, что улучшает качество напряжения, передаваемого на двигатель, и, соответственно, сокращает потери на намагничивание в его статоре и роторе. Даже из приведенных кратких характеристик видно, что при всех условиях нагрузки решение на полевых SiC-транзисторах (вариант 4) имеет меньшие потери, чем решение инвертора на IGBT. При выходной мощности 200 кВт раствор IGBT рассеивает 3580 Вт при 8 кГц, а решение на полевых SiC-транзисторах рассеивает 2061 Вт при частоте преобразования 25 кГц. Благодаря своим высоким характеристикам модуль из шести параллельных полевых SiC-транзисторов без проблем обеспечивает выходную мощность 250 кВт.

Можно также пойти на компромисс — принести в жертву потери, но получить при этом выигрыш в себестоимости. Такой вариант предлагает всего четыре полевых SiC-транзистора на ключ. Он показан как вариант 5, но даже при таком раскладе потери остаются значительно ниже, чем у решения на основе IGBT.

В нижней части таблицы, как уже было сказано, сравниваются потери при применении транзисторов с рабочим напряжением 1200 В. Они используются с шиной постоянного тока напряжением 800 В. В базовой версии на один ключ предусмотрено четыре IGBT и четыре диода (вариант 6), который сравнивается с ключом на четырех полевых SiC-транзисторах (варианты 7, 9). Потери при 8 кГц при использовании полевых транзисторов SiC составляют менее половины при полной мощности и в четыре раза ниже при выходной мощности 50 кВт.

В варианте 8 показано, как инвертор на основе модуля из шести параллельных полевых SiC-транзисторов можно легко расширить до мощности в 300 кВт. При этом стоит заметить, что переключать IGBT на частоте 25 кГц из-за чрезмерных потерь на переключение, как в варианте 9, просто невозможно. Но вот SiC — это другое, и такая мощность может быть относительно легко достигнута, причем при сохранении высокой эффективности, под которой мы понимаем в первую очередь КПД. Кроме того, что потери остаются значительно ниже, чем у IGBT, работающих на частоте 8 кГц, опять же, более плавная синусоида позволяет снизить и потери на намагничивание в статоре и роторе электродвигателя, в то время как ключи инвертора переключаются в неслышимом для нашего уха звуковом диапазоне. Это тоже плюс. Во всех случаях обратите

внимание, что такой модуль на основе полевых SiC-транзисторов обеспечивает более высокую выходную мощность при той же занимаемой площади, повышая удельную плотность мощности инвертора.

Здесь необходимо пояснение: для получения синусоидального напряжения на нагрузке, в нашем случае на электродвигателе, напряжение постоянного тока с помощью, как правило, мостовой схемы за счет применения соответствующих принципов управления транзисторами этого моста преобразуется в переменное напряжение по форме, близкой к синусоидальной. Для этого используется принцип так называемой многократной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Идея этой многократной ШИМ заключается в том, что на интервале каждого полупериода выходного напряжения инвертора соответствующая пара транзисторов мостового инвертора многократно коммутируется на высокой частоте при широтно-импульсном управлении. Причем длительность высокочастотных импульсов коммутации изменяется по синусоидальному закону. Затем синусоидальная составляющая выходного напряжения инвертора выделяется с помощью высокочастотного фильтра нижних частот (ФНЧ). Проблемы, которые при этом необходимо решать, кроются в жесткой коммутации и в скорости нарастания dV/dt . Первая приводит к потерям, а вторая — к проблемам генерации электромагнитных помех (ЭМП) из-за переходных, кроме того, при больших скоростях нарастания напряжения возникают проблемы устойчивости изоляции обмоток двигателя. Однако, как уже было сказано, с использованием полевых SiC-транзисторов тут есть и существенные плюсы, а проблемы мягкого управления с минимальными потерями будут рассмотрены в отдельной главе этой статьи.

Экстремальные условия функционирования и эксплуатации

Важным требованием безопасности всех электроприводов, включая инверторы электрических транспортных средств, является их способность

выдерживать короткое замыкание, которое может произойти во время технического обслуживания или эксплуатации. Такие замыкания могут возникать через шину постоянного тока, через обмотку двигателя на «землю» или между обмотками. Для полупроводниковых ключей это означает, что им, возможно, придется выжить при коротком замыкании на время, пока драйвер затвора не обнаружит это состояние и не выключит транзистор. Такой процесс с учетом быстроты действия системы управления занимает 3–5 мкс. Естественно, короткое замыкание может произойти тогда, когда ключ не активен. Но в любом случае, транзистор, используемый в качестве ключа, должен выдерживать эти события, причем независимо от температуры корпуса микросхемы, в любой момент, когда это событие происходит, и без последующих изменений (деградации) характеристик устройства, которые оказывают негативное влияние на срок его службы.

На рис. 4 показана разница в способности выдерживать условия короткого замыкания (Short-Circuit Withstand Time, SCWT) для IGBT, SiC МОП-транзисторов и полевых SiC-транзисторов. SiC МОП-транзисторы страдают от чрезвычайно высоких пиковых токов короткого замыкания, способных повредить оксид их затвора. Нивелировать проблему можно, если использовать драйвер с более низким напряжением включения, что уменьшает токи короткого замыкания, но за счет значительно более высоких потерь в проводимости. В этом отношении полевые SiC-транзисторы, состоящие из кремниевго МОП-транзистора в паре с полевым SiC-транзистором с управляющим *p-n*-переходом (JFET) [3], выглядят предпочтительным решением. При минимальном изменении потерь на проводимость для обеспечения необходимого времени устойчивости при коротком замыкании пиковый ток насыщения здесь можно регулировать. Этот ток насыщения устанавливается JFET и поэтому не зависит от напряжения управления затвор-исток V_{GS} , прикладываемого к каскоднему МОП-транзистору. Эксперименты показали, что при использовании полевого SiC-



транзистора с данным типом перегрузки можно безопасно справиться более чем с сотней повторяющихся событий короткого замыкания. Кроме того, устройства будут устойчивы к коротким замыканиям, даже когда начальная температура чипа составляет +200 °С.

Полупроводниковые приборы, показанные на рис. 4, изображены в относительном масштабе, при этом, как видно, для тока 100 А полевой SiC-транзистор представляет собой устройство наименьшего размера. Способность выдерживать интенсивный нагрев, генерируемый во время короткого замыкания, — ключевое преимущество SiC-транзистора с управляющим *p-n*-переходом, который является основой каскодного стека полевых SiC-транзисторов. Разница в размере чипов также объясняет, почему с помощью полевого SiC-транзистора можно столь значительно снизить сопротивление канала при заданной занимаемой модулем площади.

Технические подходы к инверторам на основе SiC

Наиболее популярной топологией инвертора считается классический двухуровневый преобразователь, работающий от источника напряжения и показанный на рис. 1. Тип переключения, используемый с таким инвертором, называется жестким переключением, что приводит к значительному взаимному перекрытию высокого напряжения и тока через ключ во время переключения и связанные с этим переходные процессы. Один из подходов, который разработчики могут использовать, основываясь на результатах, показанных на рис. 3, состоит в том, чтобы применить SiC-устройства с быстрым переключением. Это позволит уменьшить как коммутационные потери, так и потери проводимости даже на частотах до 25 кГц. В таком случае переключение происходит при высоких значениях dV/dt . Здесь есть два важных момента, которые необходимо учитывать.

С одной стороны, у инверторов электрических транспортных средств нет проблем с большой длиной кабеля между инвертором и двигателями, как в стандартных промышленных приводах. Но с другой стороны, высокое значение скорости нарастания напряжения dV/dt , непосредственно приложенного к обмоткам двигателя, может вызвать большой ток смещения в изоляции

двигателя и ее пробой. Это явление можно исправить с помощью фильтра, установленного на выходе инвертора. Он позволит сгладить только составляющие с высоким значением dV/dt , но в случае с так называемым фильтром dV/dt (еще одно его название — «полный синусоидальный фильтр») позволит сгладить импульсы напряжения многократной ШИМ, обеспечивая почти идеальный синусоидальный выход. Очевидно, что фильтрация легче, если частота переключения выше. Предполагается, что только снижение пульсации в форме волны напряжения повысит общую эффективность двигателя на 1–3% и продлит срок его службы за счет меньшего нагрева. Это преимущество в эффективности пригодится для более эффективного расходования энергии батареи, а соответственно, и пробега на одной зарядке, или, сохранив пробег, позволит перейти к уменьшенным размерам и весу аккумулятора.

Другим подходом может стать поддержание переключения на низких частотах 5–8 кГц и работа устройства на очень медленных скоростях нарастания напряжения dV/dt , например не более 8 В/нс. В этом случае потери из-за перекрытия при переключении за цикл могут оказаться высокими, но низкая частота позволяет управлять общими потерями мощности. На рис. 5 показан предпочтительный метод применения полевых SiC-транзисторов в этой ситуации.

Каскодный низковольтный полевой МОП-транзистор просто используется в качестве переключателя для обеспечения нормальной работы в выключенном состоянии при условиях запуска и короткого замыкания, но затвор полевого SiC-транзистора включается и выключается напрямую (особенности каскодного и стекового включения в [3, 4]). Это позволяет достичь очень низких значений dV/dt при оптимальных потерях. Схема обеспечивает отличную способность выдерживать короткое замыкание и, если на затвор JFET подается напряжение +2,5 В вместо нуля, может дополнительно снизить потери проводимости на 15–20%. Для управления проводимостью в третьем квадранте ВАХ можно использовать JFET с малым временем простоя или добавить небольшой диод Шоттки, который необходим для передачи тока свободного хода только во время паузы. График, приведенный на рис. 5 справа, показывает поведение полевого SiC-транзистора в третьем квадранте ВАХ.

Более сложный подход, обеспечивающий максимальную эффективность, состоит в применении полного резонансного переключения. Например, при использовании метода вспомогательного резонансного коммутационного полюса (Auxiliary-Resonant Commutated Pole, ARCP — в некоторой технической литературе называется «активный резонансный полумост без потерь на переключение»), для которого компания Pre-Switch Inc. разработала свой новый интеллектуальный контроллер Pre-Flex [5, 6]. Для того чтобы понять особенность предложенной технологии, необходимо кратко рассмотреть различия в технологиях мягкого переключения.

Сами по себе понятие и термин «мягкое переключение» были введены еще в 1980-х годах. Идея состояла в том, чтобы для предотвращения наложения форм волны напряжения и тока во время коммутации транзистора использовать внешнюю цепь. На сегодня существует два типа мягкого переключения — саморезонансный и на основе вынужденного резонанса.

При саморезонансном мягком переключении автоколебательный контур используется для точного определения времени коммутации транзистора, что приводит к смещению формы волны тока и напряжения. Преимуществами саморезонансной топологии с мягким переключением являются устранение потерь на переключение, повышение эффективности и снижение уровня электромагнитных помех. К основным недостаткам саморезонансного мягкого переключения относится то, что архитектура работает только в неизолированных преобразователях и в случае, когда входное напряжение и выходные нагрузки расположены в узком диапазоне. В результате такое решение используется в небольших DC/DC-преобразователях.

В топологиях с принудительным резонансом и мягким переключением для расчета времени включения, необходимого для принудительного резонанса и, соответственно, смещения форм волны тока относительно напряжения, используются данные по входному напряжению, нагрузке, а также напряжения на транзисторах и протекающие через них токи. Принудительное резонансное мягкое переключение имеет те же преимущества, что и саморезонансное мягкое переключение, с устранением потерь на переключение, повышением эффективности и сни-

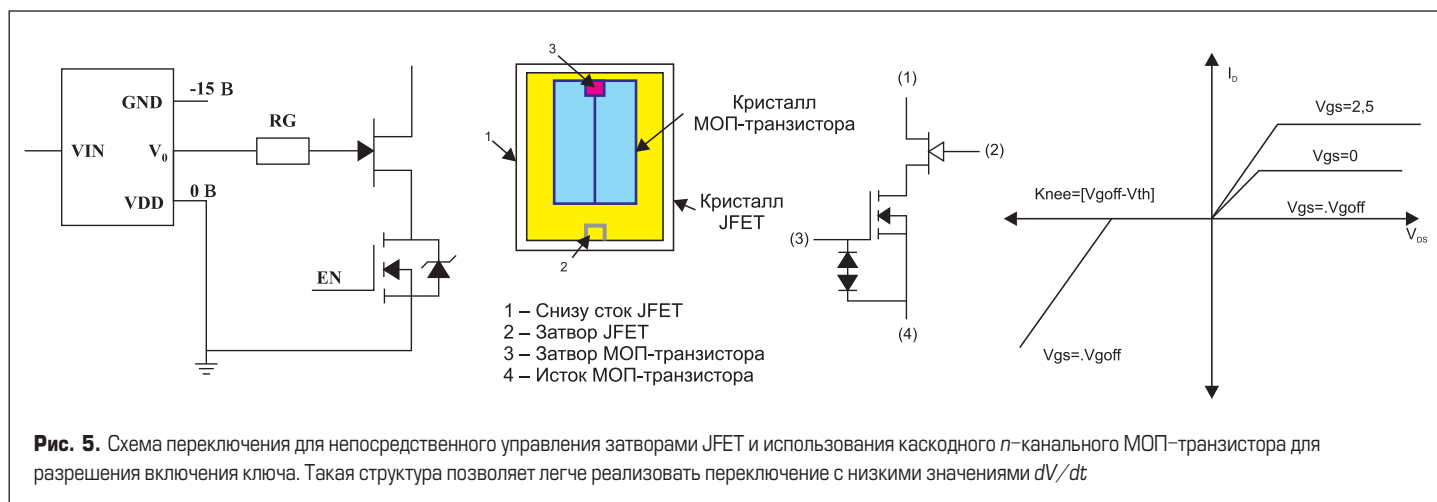


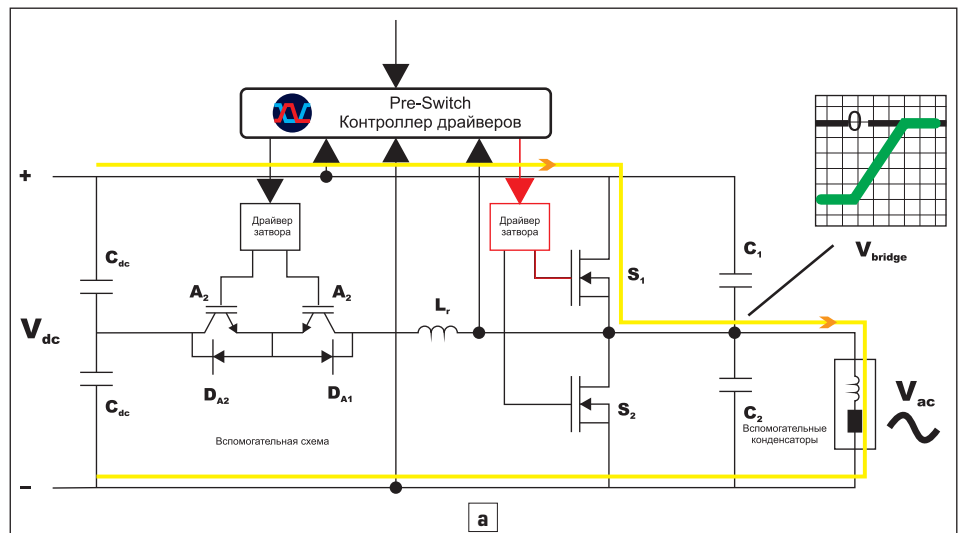
Рис. 5. Схема переключения для непосредственного управления затворами JFET и использования каскодного *n*-канального МОП-транзистора для разрешения включения ключа. Такая структура позволяет легче реализовать переключение с низкими значениями dV/dt

жением электромагнитных помех. Такие системы с принудительным резонансом когда-то обещали возможность использования во всех топологиях силовых преобразователей, а не только в DC/DC-преобразователях, в которых предусмотрено саморезонансное мягкое переключение. Но принудительное резонансное мягкое переключение имеет минимальную долю на рынке, потому что оно сложное в вычислительном отношении, громоздкое в реализации и имеет ограниченную адаптивность к различным входным условиям и диапазонам нагрузки. В итоге вынужденное резонансное мягкое переключение никогда не соответствовало ожиданиям. Однако до сего дня выбор был небогатый.

Компания Pre-Switch, Inc. решила проблемы вычислительных ограничений, стоимости и сложности, которые ранее препятствовали принудительному резонансу. Технология, предложенная компанией Pre-Switch, основана на интегральной схеме, называемой Pre-Flex, и искусственным интеллекте (ИИ).

Решение дополняет существующий инвертор несколькими пассивными компонентами, а непосредственно управление осуществляется микросхемами семейства Pre-Flex [7]. Эта микросхема содержит ИИ-алгоритмы от Pre-Switch, реализованные в программируемой вентильной матрице — FPGA. Микросхема отслеживает информацию об инверторе и использует ее для управления синхронизацией переключателей. Для того чтобы гарантировать оптимальное мягкое переключение, микросхема Pre-Flex изучает и адаптирует внутрисхемный цикл переключения от цикла к циклу. Pre-Flex фиксирует каждый транзистор в режиме принудительного резонансного плавного переключения, несмотря на изменения входных напряжений, выходных нагрузок, температуры системы и производственных допусков.

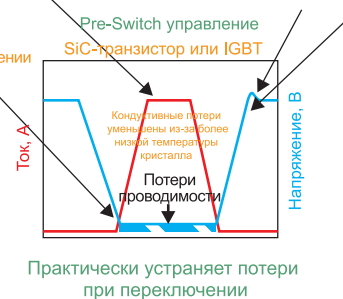
ИИ обучается в системе и оптимизирует внешнюю резонансную цепь для обеспечения минимальных потерь при переключении. В зависимости от используемого типа микросхемы Pre-Flex предназначены для работы с полумостовым, мостовым или трехфазным преобразователем. Каждая микросхема содержит встроенный последовательный порт связи для передачи информации о неисправности и данные Pre-Switch Blink, которые обеспечивают максимальные функции безопасности для каждого цикла. Семейство Pre-Flex IGBT ограничено по частоте до 100 кГц и, как правило, устраняет 70–85% потерь при переключении системы от режима жесткой коммутации. Семейство Pre-Flex SiC/GaN ограничено по частоте до 1 МГц и устраняет 90–95% потерь на переключение от режима жесткой коммутации, а кроме того, имеет встроенный в архитектуру фильтр dV/dt без потерь [8]. При этом топология ARCP с помощью полевых SiC-транзисторов без проблем переключения dV/dt позволяет достигать очень высокой удельной плотности мощности. В результате интенсивность работы двигателя электромобиля повышается на 5–12%, а также наблюдается более высокая эффективность инвертора. Подробная информация доступна в презентации на конференции по силовым полупроводниковым



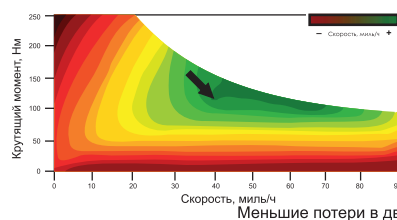
Архитектура ИИ, управляющая всеми переключениями, устраняет возможные потери.

Конфигурируемое решение с пониженным dV/dt и уменьшенным выбросом напряжения. Основано на недорогих конденсаторах. Архитектура также включает в себя dV/dt -фильтр без потерь.

Уменьшенные ЭМП
Нет напряжения при переключении



КПД электродвигателя до модернизации инвертора



КПД электродвигателя после модернизации инвертора

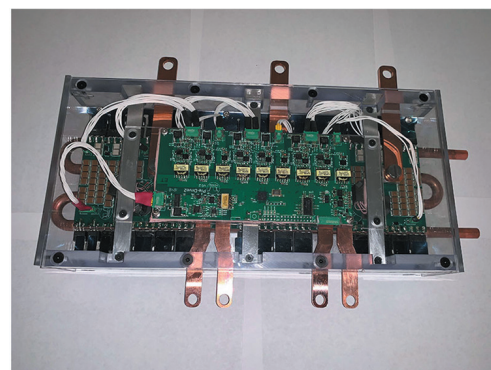
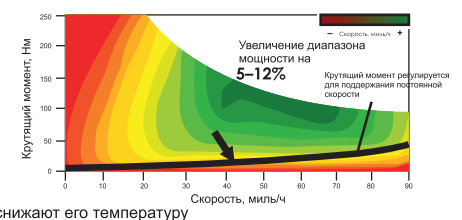


Рис. 6. Топология ARCP для устранения всех потерь при переключении в инверторах: а) топология адаптивного мягкого переключения (Adaptive Soft Switching) компании Pre-Switch, Inc.; б) технология от Pre-Switch решает проблемы потерь и ЭМП в преобразователях высокой мощности, типичная форма сигнала переключения, которая при сохранении низкого значения dV/dt приводит к полному устранению потерь при включении и выключении; в) технология принудительного резонанса с драйвером Pre-Flex гарантирует уменьшение общих потерь относительно жесткого переключения на уровне 70–95%; г) CleanWave 200 кВт — оценочная система автомобильного инвертора, выполненного на SiC-транзисторах с драйвером Pre-Flex, в сборе

приборам, прошедшей в декабре 2019 года в Мюнхене [9], и в публикации [10].

На рис. 6а показана топология схемы, а на рис. 6б — типичная форма сигнала переключения, которая при сохранении низкого значения dV/dt приводит к полному устранению потерь при включении и выключении. Хотя эта схема может помочь уменьшить потери при переключении IGBT и повысить эффективность, однако IGBT по-прежнему страдают от потерь, вызванных необходимостью удалять накопленный заряд в каждом цикле. Кроме того, влияние потерь проводимости из-за перегиба ВАХ здесь также остается. Следовательно, максимальная эффективность при всех условиях нагрузки лучше всего достигается при замене IGBT на полевые SiC-транзисторы, которые представляют собой униполярные устройства без хвостового тока и перегиба ВАХ. Такой преобразователь сможет работать на очень высоких частотах многократной ШИМ до 50–100 кГц, что приводит к гораздо более плавным выходным синусоидальным сигналам. Это, как уже было сказано, может дополнительно повысить эффективность двигателя за счет сокращения потерь в «железе», что в сочетании с минимальными потерями мощности инвертора обеспечивает максимальное расширение диапазона для использования энергии батареи (рис. 6в). Пример компактного инвертора CleanWave мощностью 200 кВт, использованного для оценки данного метода с полевыми SiC-транзисторами, можно увидеть на рис. 6г.

Заключение

В результате глубоких исследований, проведенных целым рядом промышленных

и академических групп, был сделан вывод о том, что SiC МОП-транзисторы обеспечивают явное преимущество для повышения эффективности тяговых инверторов и расширения диапазона использования энергии их батарей. В четвертой статье цикла мы обсудили причины такой оценки и рассмотрели потребности в надежности силовых SiC-транзисторов, используемых в инверторах. Мы также рассмотрели три топологии реализации для инвертора электрических транспортных средств, которые позволяют пользователям выбирать метод, наилучшим образом соответствующий их общим системным ограничениям. Для достижения максимальной эффективности схема ARCP устраняет все потери при переключении и позволяет максимально использовать сверхнизкие потери проводимости, предлагаемые полевыми SiC-транзисторами.

Следующая статья этого цикла предоставит информацию о применении SiC со сверхвысоким рабочим напряжением — суперкаскодных транзисторов. Эти устройства предназначены для полупроводниковых трансформаторов, электроприводов мегаваттной мощности, интеллектуальных энергосистем (гибкая система передачи переменного тока и статический синхронный компенсатор) и выключателей для высоковольтных шин напряжения постоянного тока.

Литература

1. Bhalla A. Are you SiC of Silicon? Part 4. www.powersystemsdesign.com/articles/are-you-sic-of-silicon-part-4/22/14760
2. Бхалла А. Вы за SiC или кремний? Часть 1. Тенденции развития и проблемы примене-

ния SiC в приложениях // Силовая электроника. 2020. № 1.

3. Бхалла А. Вы за SiC или кремний? Часть 2. Современные тенденции применения SiC-устройств и технологии корпусирования // Силовая электроника. 2020. № 2.
4. Бхалла А. Вы за SiC или кремний? Часть 3. Тенденции в применении SiC в электромобилях // Силовая электроника. 2020. № 3.
5. Hamond J., Kroes D., Renouard B., Springett N. The Operation of Auxiliary Resonant Commutated Pole (ARCP) and Its benefits for Electric Motor Drives. Pre-Switch, Inc. www.pre-switch.com/single-post/2019/04/08/Making-Auxiliary-Resonant-Commutated-Pole-ARCP-Work
6. Pre-Switch increases EV range 5-12% while solving dV/dt challenges. www.youtube.com/watch?time_continue=40&v=VN2sp0D79oc&feature=emb_logo
7. Products Pre-Flex an AI technology platform. www.pre-switch.com/products
8. Bruce Renouard. AI-Powered Architecture Unleashes Future Silicon IGBT and SiC Improvements. EETech Media, LLC. March 16, 2020. www.eepower.com/technical-articles/ai-powered-architecture-unleashes-future-silicon-igbt-and-sic-improvements
9. www.power-conference.com/wp-content/uploads/2019/12/03_munich_1440_preswitch.pdf
10. Paul Beck. Pre-Switch promises to add 5-12% more EV range by eliminating switching losses. August 6, 2019. www.chargedevs.com/features/pre-switch-promises-to-add-5-12-more-ev-range-by-eliminating-switching-losses/