

Базовые принципы проектирования матричных конверторов

В предлагаемой статье дается описание возможных реализаций 3×3-фазного матричного конвертора (МК), являющегося одним из вариантов прямого АС/АС-преобразователя [1].

Перевод:
Евгений Карташев

Андрей Колпаков

Введение

Топология МК

Архитектура МК имеет ряд преимуществ перед классической схемой, состоящей из выпрямителя, инвертора напряжения и промежуточного звена постоянного тока (ЗПТ): синусоидальная форма входного и выходного тока при минимальном уровне гармоник высоких порядков и отсутствии субгармоник, возможность двунаправленной передачи энергии и контроля коэффициента мощности. Следует также отметить минимальные требования к накопителю энергии, что позволяет избавиться от громоздкой DC-шины.

Недостатки МК очевидны: в первую очередь это ограниченный на уровне 87% коэффициент передачи синусоидального напряжения. Аппаратная реализация матричного преобразователя и алгоритмы управления намного сложнее, чем традиционного ПЧ. Для его построения требуется гораздо большее число силовых модулей, и эта проблема будет решена только тогда, когда промышленность начнет выпускать интегральные управляемые АС-ключи. Необходимо также отметить, что МК чрезвычайно чувствителен к искажениям и перекосу фаз входного напряжения [2, 3].

Классический матричный конвертор (рис. 1) состоит из 9 двунаправленных ключей, что позволяет каждому из входов и выходов преобразователя соединяться между собой в любой момент времени. Входные терминалы устройства подключены к 3-фазной питающей сети, выходные соединены с 3-фазной токовой нагрузкой, например асинхронным двигателем.

Емкостной сетевой фильтр и сглаживающие дроссели в цепи нагрузки, показанные на схеме, необходимы для нормальной работы устройства. Очевидно, что размер фильтрующих устройств обратно пропорционален частоте коммутации МК [2]. Ключи S_{ABC} имеют симметричную проводимость, следовательно, устройство способно передавать энергию в обоих направлениях.

В данной схеме, содержащей 9 электронных переключателей, теоретически возможно $512 (2^9)$ различных коммутационных состояний. В реальных устройствах число необходимых комбинаций зависит от способа управления и подчиняется двум основным правилам, учитывающим, что питание МК осуществляется от источника напряжения, а управляет он индуктивной нагрузкой. Правила следующие: фазы входного напряжения никогда не должны соединяться между собой, а выходной ток никогда не должен прерываться. На практике это означает, что только один двунаправленный ключ на выходную фазу должен быть замкнут в любой момент времени. С учетом этого ограничения в 3-фазном МК используется 27 коммутационных комбинаций.

Режимы работы МК

Результаты, представленные в данной главе, получены с помощью упрощенной модели МК, которая будет описана далее. Основным отличием матричных преобразователей от классических схем является отсутствие промежуточного накопителя энергии и прямое преобразование входного напряжения V_{in} в выходное V_{out} . Синтезирование требуемой формы

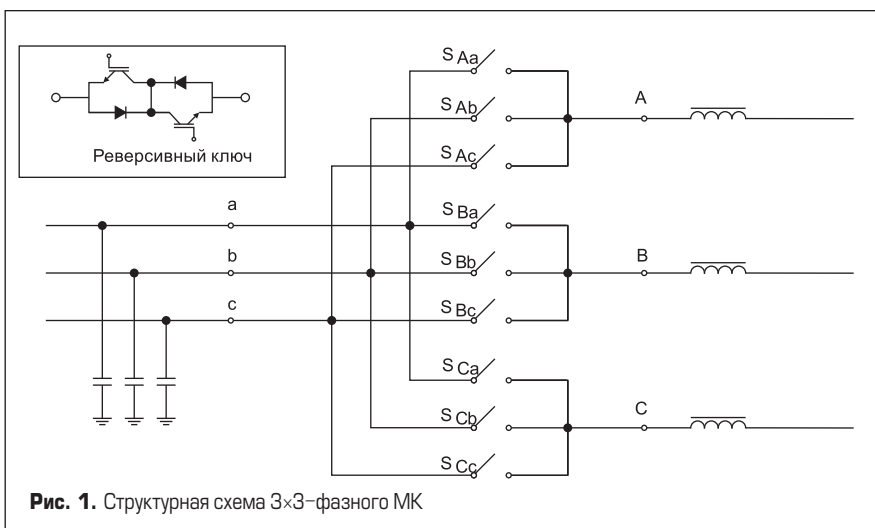


Рис. 1. Структурная схема 3×3-фазного МК

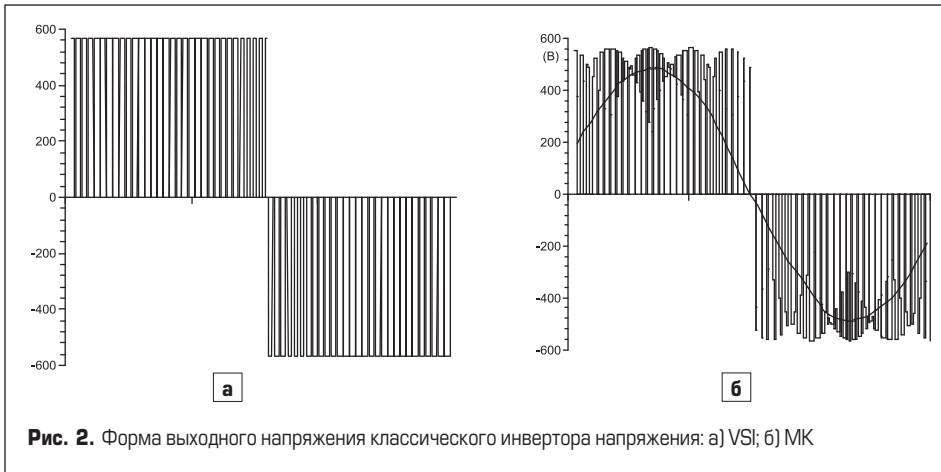


Рис. 2. Форма выходного напряжения классического инвертора напряжения: а) VSI; б) МК

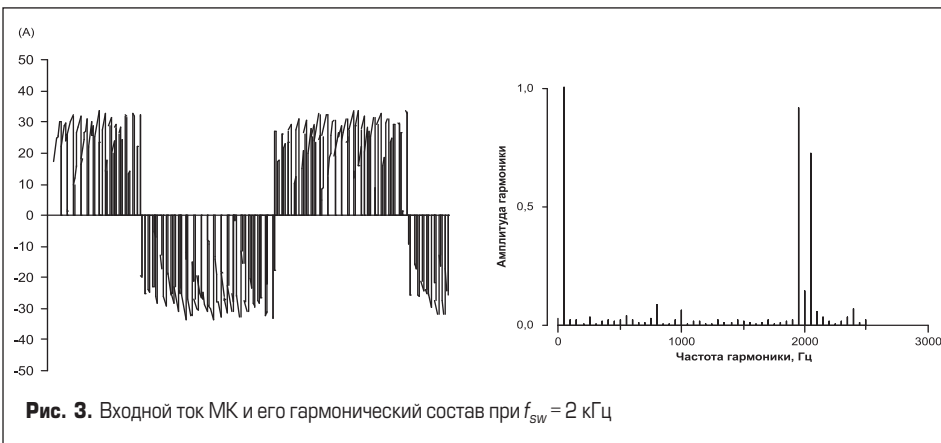


Рис. 3. Входной ток МК и его гармонический состав при $f_{sw} = 2$ кГц

выходного сигнала производится с помощью последовательного кусочно-линейного сэмплирования питающего напряжения. Частота выборки делается намного выше, чем у входного или выходного сигналов, а ее длительность регулируется таким образом, чтобы среднее значение V_{out} внутри каждого периода отслеживало заданную форму сигнала [2]. Поскольку вход и выход МК имеют прямую связь, его выходное напряжение в любой момент времени должно находиться в пределах огибающей V_{in} . Именно поэтому максимальное значение V_{out_max} , которое может формировать МК без перемодуляции, не превышает 87% от амплитуды входного сигнала, независимо от способа управления [2, 4].

Используя перемодуляцию, вносящую некоторые искажения в выходное напряжение и входной ток, можно несколько повысить коэффициент передачи по напряжению [5–7]. Формы выходного сигнала традиционного VSI-преобразователя и МК показаны на рис. 2. Управление инвертором VSI основано на том факте, что в любой момент времени переключение транзисторов может осуществляться между двумя фиксированными уровнями: $+V_{dc}$ и $-V_{dc}$, где V_{dc} — напряжение шины питания. В отличие от этого, мгновенное значение выходного напряжения матричного конвертора всегда привязано к стационарным значениям одной из трех фаз входного, что позволяет снизить уровень коммутационных гармоник [4].

Форма тока на входе конвертора также непосредственно зависит от тока нагрузки, который синтезируется с помощью после-

довательности кусочно-линейных выборок. Чем выше частота коммутации f_{sw} ключей МК относительно огибающей, тем более синусоидальную форму имеют входные токи преобразователя. При этом их спектр состоит только из основных гармоник с добавлением некоторого количества составляющих вблизи несущей частоты.

На рис. 3 показана форма входного тока матричного конвертора при $f_{sw} = 2$ кГц. Отметим, что амплитуды гармонических составляющих несущей частоты соизмеримы с амплитудой основной гармоники. Очевидно, что для снижения уровня искажений токов питающих цепей необходим входной фильтр. Таким образом, для аппаратной реализации МК в любом случае требуются реактивные компоненты, и отношение к нему как к «чисто активному» AC/AC-преобразователю является некорректным.

С точки зрения искажений сетевого напряжения, МК имеет очевидные преимущества перед традиционным VSI-преобразователем с диодным выпрямителем, спектр входных сигналов которого насыщен гармониками низких порядков.

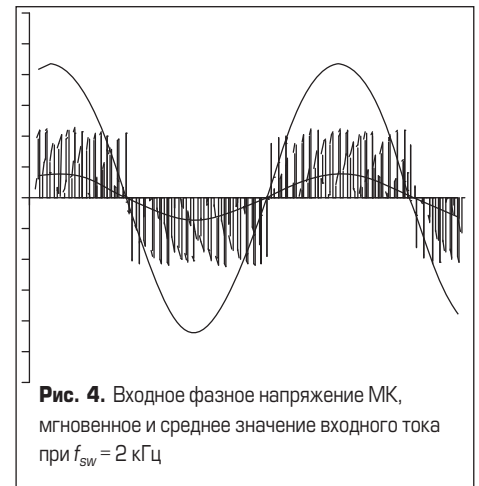


Рис. 4. Входное фазное напряжение МК, мгновенное и среднее значение входного тока при $f_{sw} = 2$ кГц

Еще одним серьезным аргументом в пользу матричных конверторов является возможность управления коэффициентом мощности (КМ) входного сигнала [2, 3, 8–11]. При использовании алгоритмов [2] для регулирования КМ не требуется информация о $\cos\phi$ нагрузки. Для реализации алгоритма, описанного в [3], значение $\cos\phi$ нагрузки необходимо, если он отличается от единицы. С точки зрения программных ресурсов второй вариант хуже, так как он требует сложных дополнительных вычислений.

Аппаратная реализация МК

Несмотря на очевидные преимущества МК, они до сих пор не получили широкого распространения в промышленности. Основной причиной этого является сложность практической реализации и отсутствие интегральных AC-ключей, способных проводить ток в обоих направлениях и блокировать напряжение обоих полярностей в закрытом состоянии [12]. Разработка подобных модулей осуществляется ведущими производителями полупроводниковых приборов, но для ее завершения необходим массовый спрос на рынке. В настоящее время управляемые ключи переменного тока реализуются с помощью схем, показанных на рис. 5 [11, 12, 15].

Преградой для широкого промышленного внедрения МК являются также проблемы, связанные с их управлением. Прежде всего, имеется в виду отсутствие путей протекания статических токов в промежутках между периодами проводимости. В классических инверторах VSI эта проблема решается благодаря наличию обратных диодов IGBT и звена постоянного тока, обеспечивающих свободную циркуляцию тока в любой момент времени. В результате этого

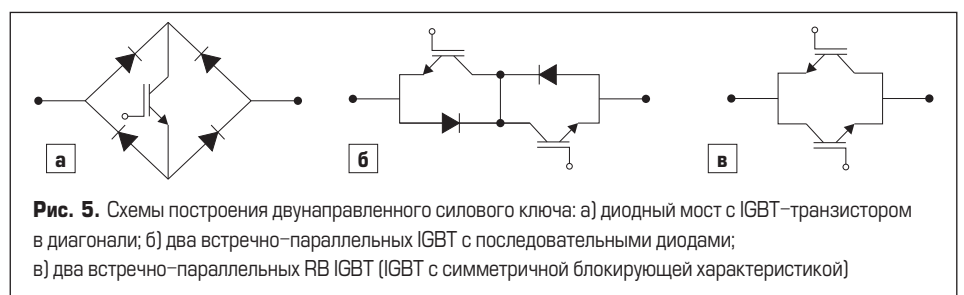


Рис. 5. Схемы построения двунаправленного силового ключа: а) диодный мост с IGBT-транзистором в диагонали; б) два встречно-параллельных IGBT с последовательными диодами; в) два встречно-параллельных RB IGBT (IGBT с симметричной блокирующей характеристикой)

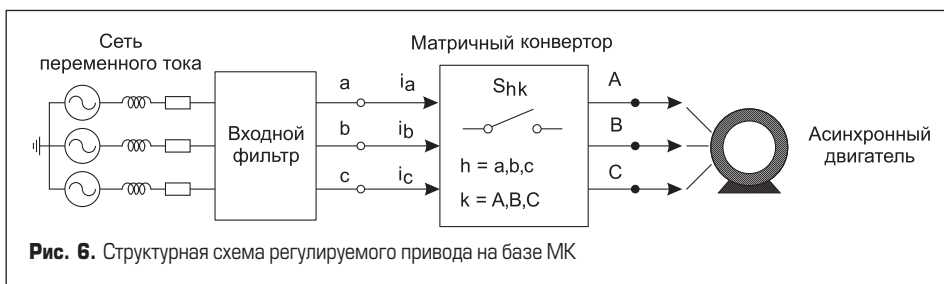


Рис. 6. Структурная схема регулируемого привода на базе МК

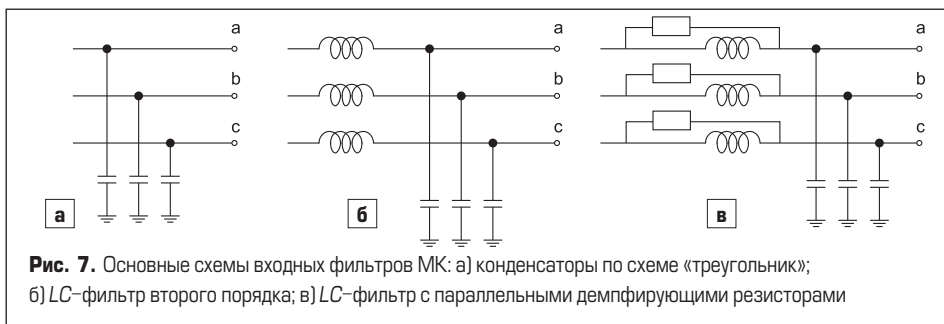


Рис. 7. Основные схемы входных фильтров МК: а) конденсаторы по схеме «треугольник»; б) LC-фильтр второго порядка; в) LC-фильтр с параллельными демпфирующими резисторами

задача безопасного переключения токов между транзисторами МК становится достаточно сложной, требующей тщательного выбора моментов коммутации и синхронизации управляющих сигналов.

Как было отмечено выше, для реализации матричного преобразователя необходим входной фильтр, служащий буферным звеном между питающей сетью и самим преобразователем (рис. 6). Его основная задача — сглаживание перепадов входного напряжения конвертора в течение каждого ШИМ-цикла и предотвращение протекания гармонических токов в сеть [2, 19]. На самом деле МК является источником токовых гармоник, генерируемых вследствие прерывания входных токов [16]. Если не принять меры для их фильтрации, это неизбежно приведет к искажению формы питающего напряжения и ухудшит работу всей системы в целом [20].

Подходы к построению входных фильтров МК отличаются [2, 17, 22, 23], поскольку используются разные критерии оценки: минимизация веса, оптимизация по частоте коммутации и способу модуляции.

На рис. 7 показаны три основные схемы реактивных фильтров, используемых в матричных преобразователях. В общем случае подобные устройства должны решать следующие задачи:

- подавление коммутационных шумов;
- уменьшение угла между входным напряжением фильтра и током;
- обеспечение надежной работы всей системы.

В дополнение к указанным требованиям входной фильтр должен иметь высокую стабильность параметров, разумную цену и вносить минимальные потери [20, 21].

Первая задача диктуется стандартами по уровню ЕМВ, в соответствии с которыми входной фильтр должен снижать уровень гармонических искажений входного тока и выходного напряжения до заданных значений. Для достижения этого резонансная частота фильтра f_{res} должна выбираться с учетом частоты коммутации конвертора и глубины модуляции. Если со-

став спектра токовых гармоник, генерируемых МК, известен, то резонанс должен располагаться в области, где отсутствуют нежелательные гармонические составляющие. Как правило, f_{res} находится в диапазоне между частотой огибающей и ШИМ. На практике из-за разброса параметров элементов схемы и асимметрии сигналов управления некоторые боковые или случайные гармоники небольшой амплитуды могут появляться и в этой области. При недостаточном уровне демпфирования эти нежелательные составляющие будут подчеркиваться фильтром и возрастать до опасных значений. С другой стороны, устройство с низкой добротностью не способно обеспечить достаточный уровень подавления гармоник [20].

Для фильтрации может быть использована простейшая схема, показанная на рис. 7а, однако в свете новейших требований по электромагнитной совместимости она не удовлетворяет ни техническим, ни экономическим условиям [18, 21].

Необходимость компенсации $\cos\varphi$ объясняется наличием элементов, запасующих реактивную мощность. Угол между входным током и фазным напряжением, пропорциональный емкости фильтра, присутствует всегда. Соответственно, для того чтобы получить высокий входной коэффициент мощности, необходимо уменьшать эту емкость, обоснование выбора ее минимального значения приведено в [4, 23].

Существующие ограничения оказывают непосредственное влияние на схему и конструкцию фильтра. Чтобы обеспечить необходимый уровень подавления, приходится использовать большую индуктивность, что приводит к увеличению размера и веса устройства. Управление выходным импедансом фильтра, зависящим от его емкости, является достаточно сложной задачей, а ошибка в выборе параметров может в конечном итоге привести к нестабильной работе конвертора [21].

Увеличение $\cos\varphi$, обусловленное наличием входного фильтра МК, должно быть скомпенсировано самим конвертором за счет регули-

ровки запаздывания фазового угла входного тока. Однако при этом существенно снижается максимальный коэффициент передачи конвертора по напряжению. Следовательно, верхний предел фильтрующего конденсатора МК задается минимально допустимым коэффициентом мощности питающей сети.

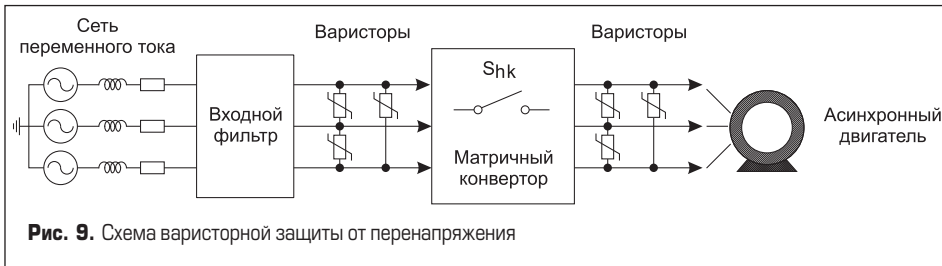
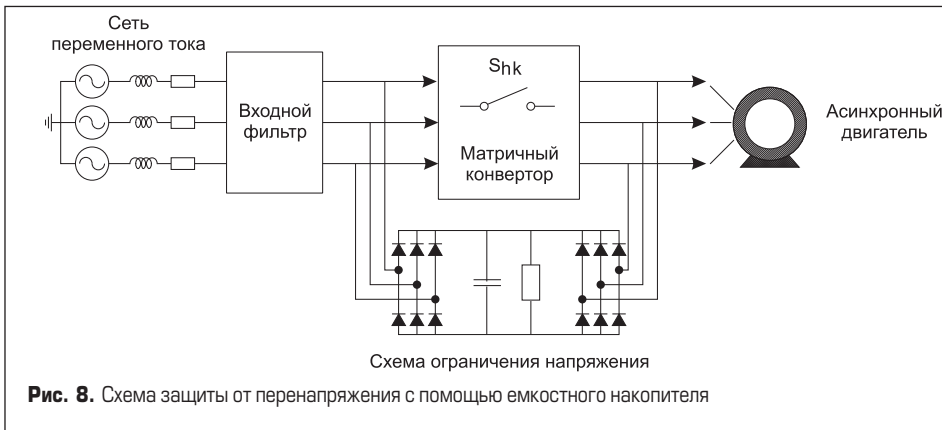
Еще одно, не менее важное, требование касается способа согласования импедансов фильтра и конвертора. В общем случае выходное сопротивление фильтра по отношению к входу МК должно быть как можно меньше [23, 24]. Его можно снизить, увеличив значение емкости, и на практике именно требование согласования импедансов задает ее нижний предел. Кроме того, правильный выбор добротности фильтра и его затухания чрезвычайно важен для достижения низкого выходного сопротивления на всех рабочих частотах и, следовательно, обеспечения стабильной работы системы. Проблема выбора и оптимизации параметров входного фильтра МК стала особенно острой в связи с принятием новых стандартов по электромагнитной совместимости.

Как и любой статический преобразователь, матричный конвертор необходимо защищать от перенапряжений и перегрузок по току, которые способны привести к повреждению электронных ключей. Всплески напряжения могут воздействовать на устройство со стороны питающей сети, переходные перенапряжения являются следствием коммутации ключей инвертора. Серьезные проблемы будут возникать при ошибках схемы управления, приводящих к прерыванию тока в обмотках мотора. Подобные сбои особенно опасны для матричных преобразователей, не имеющих в отличие от традиционных инверторов звена постоянного тока, поглощающего энергию помех через обратные диоды IGBT.

Существующие стратегии управления МК построены таким образом, что при нормальной работе преобразователя не нужны ни пути свободной циркуляции тока (как в VSI), ни снабберные цепи. Необходимость защиты силовых ключей возникает при прерывании выходного тока из-за сбоя схемы управления или аварийном отключении конвертора. В этом случае для предотвращения пробоя IGBT вследствие возникающих всплесков напряжения необходимо обеспечить цепь замыкания тока обмоток двигателя.

Перегрузка по току может возникнуть при коротком замыкании входных или выходных фазных выводов и пробое фазы на корпус. В обоих случаях схема защиты, получающая информацию с датчиков тока, должна отключать все транзисторы преобразователя. Учитывается, что при этом IGBT рассчитаны на определенный уровень разовой токовой перегрузки [29] и МК снабжен блоком ограничения перенапряжений.

Приведенная на рис. 8 схема [2, 11] содержит конденсатор, подключенный к входам и выходам преобразователя через диодные мосты. Устройство позволяет защитить все 9 ключей МК от перенапряжений, приходящих со стороны сети или образующихся на выходах при



аварийном отключении конвертора. В последнем случае энергия, запасенная в обмотках мотора, при прерывании тока перекачивается в конденсатор схемы защиты в соответствии с выражением $L \times I^2/2 = C \times U^2/2$. При правильно выбранной емкости это гарантирует, что уровень перенапряжений не превысит безопасного значения. Кроме того, в процессе работы схема ограничения защищает ключи от естественных коммутационных всплесков напряжения, образующихся на паразитных индуктивностях силовых шин.

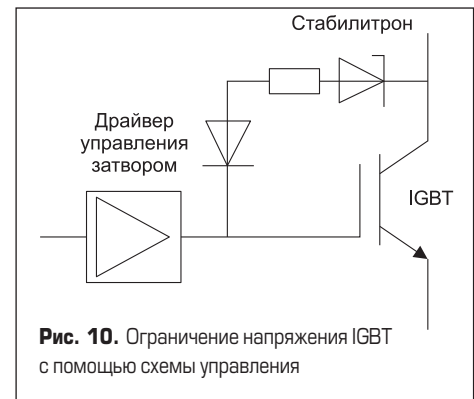
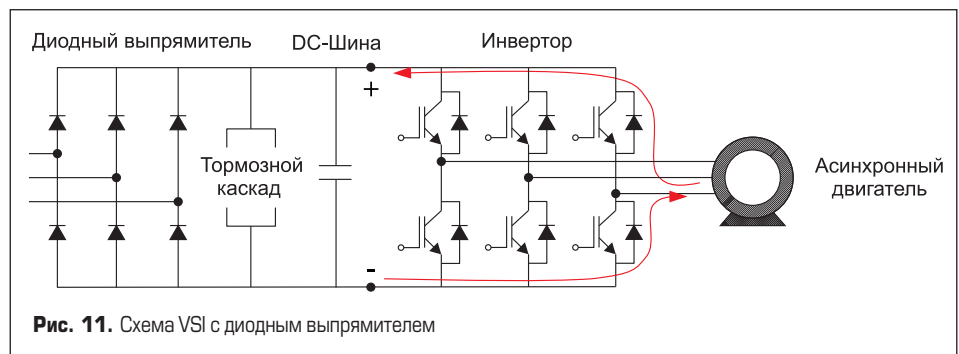
Резистор необходим для разряда емкости, напряжение на которой возрастает на каждом цикле коммутации. Энергию, запасенную в конденсаторе, можно использовать более эффективно, например для питания вторичного источника питания [11]. Преимуществом такой схемы является ее простота и возможность защиты всех ключей МК с помощью одного емкостного накопителя. К недостаткам можно отнести необходимость установки 12 быстрых высоковольтных диодов, которые в принципе можно заменить на 6 двунаправленных ключей [27]. Кроме того, оптимальный выбор емкости здесь во многом зависит от характеристик двигателя.

Еще одна простая схема (рис. 9) с использованием на входе и выходе 3 супрессоров, включенных треугольником, предназначена для защиты маломощных МК.

Ограничение всплесков питающего напряжения производится входными варисторами. Напомним, что наибольшую опасность для силовых цепей МК представляют перенапряжения, вызванные отключением нагрузки. Чтобы предотвратить вызванное этим событием нарастание напряжения до опасного уровня, необходимо обеспечить путь протекания токов обмоток двигателя. Поскольку уровень запасенной в обмотках энергии невелик, варисторы могут быть использованы для ее поглощения. При нормальной работе конвертора

мощностью, рассеиваемой варисторами, можно пренебречь. Однако такая схема не может гарантировать надежную защиту всех IGBT при аварийном отключении преобразователя. Опасность возрастает, когда уровень перенапряжения одних двунаправленных ключей достигает предельного значения с некоторой задержкой относительно других. В этом случае отключенные первыми IGBT подвергаются наибольшим перегрузкам, в результате чего могут выйти из строя. Для предотвращения подобных ситуаций рекомендуется метод «самоограничения», когда транзистор открывается при достижении напряжением «коллектор — эмиттер» V_{CE} предельного значения (рис. 10).

В схеме на рис. 10 при увеличении V_{CE} до уровня, определяемого стабилитроном (Z-diode), транзистор открывается, замыкая таким образом ток разрыва индуктивной нагрузки. Очевидным недостатком решения является резкое увеличение потерь мощности IGBT в линейном режиме. Кроме того, при отпирании транзистора возможно возникновение высокочастотного дребезга. В отличие от варисторного ограничителя данный вариант требует некоторой доработки схемы управления. К его преимуществам можно отнести отсутствие необходимости в дополнительных мощных реактивных компонентах и диодах, компактность и дешевизну. Выбор



стабилитрона зависит только от класса IGBT и никак не связан с параметрами мотора.

Интересное и элегантное решение для защиты выходных цепей МК при аварийном отключении предложено в [29, 30]. Суть метода состоит в соответствующем выборе стратегии управления матрицей униполярных ключей после формирования команды на отключение конвертора в случае неисправности. Алгоритм коммутации ключей МК при этом обеспечивает такие же рабочие режимы, как у обычного инвертора напряжения со звеном постоянного тока. При отключении нагрузки VSI появление опасных перенапряжений исключено, поскольку токи обмоток замыкаются на емкость DC-шины через обратные диоды IGBT (рис. 11). При этом емкости накопительного конденсатора оказывается более чем достаточно, и ее выбор никак не связан с параметрами двигателя. В случае МК пути замыкания токов обмоток могут быть активно эмулированы путем открывания соответствующих транзисторов [30]. Плюсовая и минусовая шины ЗПТ заменяются фазными входами, имеющими соответственно самый высокий положительный или отрицательный потенциал. Для каждой фазы тока можно соответствующим образом выбрать цепь коммутации, обеспечивающую свободное протекание тока между эквивалентной положительной и отрицательной шиной.

По сравнению с предыдущим решением, такая схема не требует использования дополнительных силовых ключей и реактивных компонентов, защита обеспечивается только за счет алгоритма управления. Однако, несмотря на элегантность решения, этот вариант не обеспечивает ограничения сетевых перенапряжений или всплесков, вызванных сбоями контроллера. Поэтому в любом случае использование варисторов на входах необходимо.

Перспективы разработки интегральных АС-ключей

RB-IGBT

Использование существующих IGBT-структур в качестве электронных ключей, способных коммутировать переменный ток, является на сегодняшний день наиболее рациональным подходом. Модифицированные транзисторы, предназначенные для решения этой проблемы, получили название RB-IGBT (Reverse Blocking IGBT), или IGBT с симметричной характеристикой обратного напряжения.

Для реализации АС-ключа с помощью обычного IGBT необходимо последовательно с ним установить быстрый высоковольтный диод, а для того, чтобы коммутатор стал двунаправленным, две такие схемы следует соединить антипараллельно, как показано на рис. 5. Кроме большого количества дискретных компонентов, недостатком данного коммутатора являются высокие потери проводимости.

Транзисторы RB-IGBT, разрабатываемые для применения в преобразователях матричного типа, имеют симметричную характеристику обратного напряжения. Это означает, что в закрытом состоянии они могут выдерживать одинаково высокое прямое и обратное напряжения. Для реализации коммутатора переменного тока на основе RB-IGBT достаточно включить антипараллельно два транзистора.

По своей структуре Reverse Blocking IGBT (рис. 12) очень мало отличается от транзистора, изготовленного по NPT-технологии. Основное различие состоит в использовании глубокой зоны диффузии, окружающей активную область чипа в районе коллектора. Изолирующий слой образуется в результате специального технологического процесса, обеспечивающего высокое напряжение пробоя и стабильные температурные характеристики тока утечки. Модули RB-IGBT производятся на основе тонкопленочной NPT-технологии. Тонкий *n*-базовый слой и субмикронная структура затвора обеспечивают транзистору низкие потери переключения и обратного восстановления. При этом производственный процесс хорошо отработан и достаточно прост.

На рис. 13 представлены прямая и обратная характеристики RB-IGBT, а на рис. 12 – соотношение между энергией потерь выключения и потерями проводимости для RB-IGBT и сим-

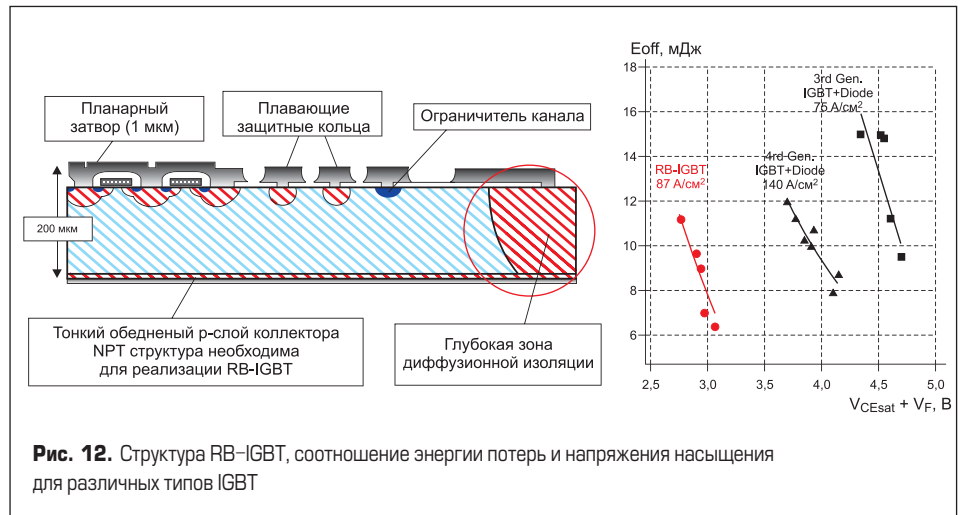


Рис. 12. Структура RB-IGBT, соотношение энергии потерь и напряжения насыщения для различных типов IGBT

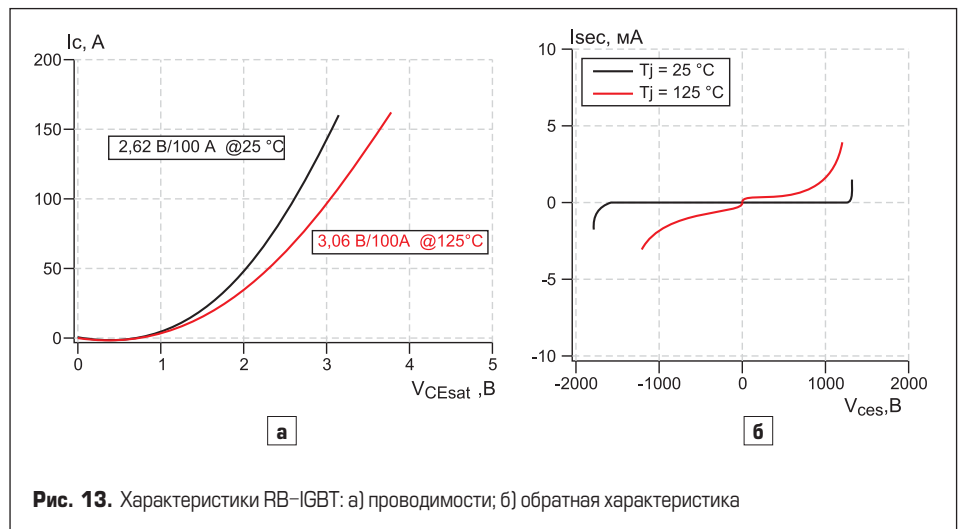


Рис. 13. Характеристики RB-IGBT: а) проводимости; б) обратная характеристика

метричных ключей на основе IGBT с последовательным диодом. Однако такие специализированные компоненты являются весьма дорогими элементами, их производство требует существенных затрат. Внедрение диода в состав чипа стандартного PT или NPT IGBT является сложной технологической задачей, требующей значительного изменения структуры коллектора. Такая возможность появилась только в последнее время благодаря развитию тонкопленочных технологий. Первые опытные образцы транзисторов с интегрированным диодом, названные RC-IGBT (Reverse Conducting IGBT), или IGBT с обратной проводимостью, были изготовлены компанией Mitsubishi на основе LPT-структуры. Функция обратной проводимости в транзисторах, производимых по этой технологии, достигается добавлением еще одного *n*-слоя в области коллектора. В качестве анода диода используется *p*-базовая область IGBT.

RC-IGBT

В большинстве практических применений в состав транзистора или модуля IGBT включается антипараллельный быстрый диод. Это необходимо для защиты транзистора от обратного напряжения, замыкания тока индуктивной нагрузки, обеспечения двунаправленной передачи энергии. У MOSFET-транзисторов антипараллельный диод является неотъемлемой частью структуры, поэтому он и называется «внутренний» (body diode). Однако характеристики обратного восстановления технологических диодов MOSFET, особенно у их высоковольтных версий, далеки от совершенства, результатом чего являются высокие потери включения в мостовых схемах.

Такой проблемы не существует для IGBT, поскольку диоды, используемые в качестве анти-

параллельных, имеют хорошие динамические свойства и характеристики восстановления. Однако такие специализированные компоненты являются весьма дорогими элементами, их производство требует существенных затрат.

Внедрение диода в состав чипа стандартного PT или NPT IGBT является сложной технологической задачей, требующей значительного изменения структуры коллектора. Такая возможность появилась только в последнее время благодаря развитию тонкопленочных технологий. Первые опытные образцы транзисторов с интегрированным диодом, названные RC-IGBT (Reverse Conducting IGBT), или IGBT с обратной проводимостью, были изготовлены компанией Mitsubishi на основе LPT-структуры. Функция обратной проводимости в транзисторах, производимых по этой технологии, достигается добавлением еще одного *n*-слоя в области коллектора. В качестве анода диода используется *p*-базовая область IGBT.

Не углубляясь в особенности строения RC-IGBT, перейдем к полученным результатам. На рис. 14а показаны прямая (первый квадрант) и обратная (третий квадрант) вольт-амперные характеристики (ВАХ) нового транзистора. В режиме прямой проводимости на ВАХ RC-IGBT наблюдается скачкообразное изменение кривой, когда прямое напряжение резко достигает 3 В и так же резко падает. Скачок напряжения происходит в области малых токов, поэтому такое искажение

Таблица. Сравнительные характеристики двух типов симметричных ключей IGBT ($I_c = 100$ А, $V_{ce} = 1200$ В)

| Параметр | RB-IGBT | IGBT + последовательный диод |
|-----------------|---------|------------------------------|
| V_{CEsat} , В | 3,06 | 3,80 |
| E_{sw} , мДж | 11,6 | 19,1 |
| E_{rr} , мДж | 11,7 | 12,2 |

метричных ключей на основе IGBT с последовательным диодом. Как показывают графики, прямое падение напряжения специализированных IGBT примерно на 0,75 В ниже, чем у новейших транзисторов 4-го поколения с последовательно включенным диодом. При использовании RB-IGBT в матричных преобразователях не только в 2 раза сокращается количество необходимых компонентов, но и резко снижаются потери проводимости. Основные сравнительные характеристики двух типов симметричных ключей приведены в таблице: RB-IGBT имеет очевидные преимущества по потерям переключения E_{sw} и восстановления E_{rr} (с учетом характеристик диодов), что позволяет использовать их при относительно высоких частотах коммутации. В настоящее время практически все ведущие изготовители чипов готовы к производству RB-IGBT, дело за массовым спросом со стороны рынка.

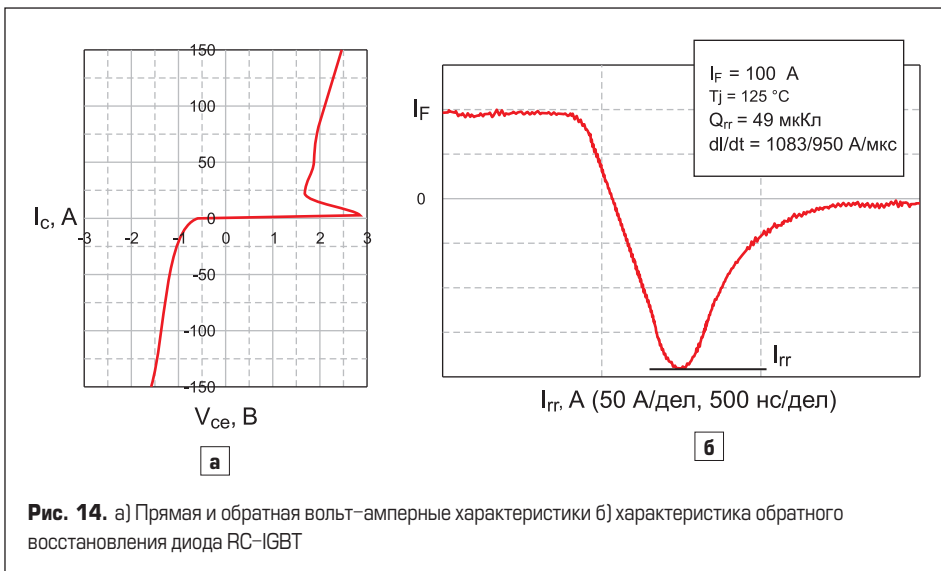


Рис. 14. а) Прямая и обратная вольт-амперные характеристики б) характеристика обратного восстановления диода RC-IGBT

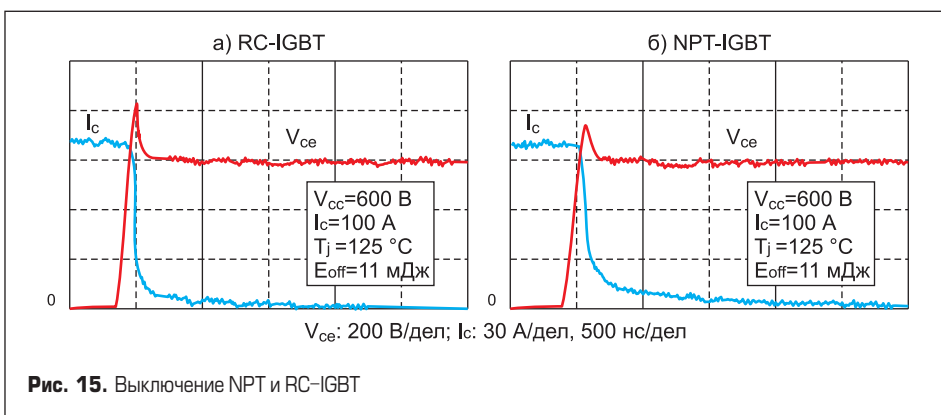


Рис. 15. Выключение NPT и RC-IGBT

характеристики не должно повлиять на нормальную работу ключа. При активной площади чипа, равной 1 см², и плотности тока 100 А/см² напряжение насыщения V_{CEsat} составляет 2,1 В, а падение напряжения на эквивалентном диоде в состоянии обратной проводимости (третий квадрант) не превышает 1,4 В при температуре 25 °С.

Сравнение прямых характеристик NPT и RC-IGBT показывает, что при одинаковых условиях работы напряжение насыщения кристаллов с обратной проводимостью выше примерно на 0,4 В в области номинальных токов. Увеличение потерь проводимости является неизбежной расплатой за усложнение структуры кристалла.

Одним из важнейших критериев, определяющих качественные показатели ключа, является соотношение статических потерь и энергии выключения. Эпюры, соответствующие процессу отключения для двух типов транзисторов при работе на индуктивную нагрузку, приведены на рис. 15. RC-IGBT имеет более короткий «хвост» тока (turn-off tail current) при выключении и, соответственно, меньшие потери выключения E_{off} . Комплексная предварительная оценка показывает, что, несмотря на большие потери проводимости, RC-IGBT выигрывает у NPT-IGBT по соотношению V_{CEsat} и E_{off} .

Как видно из графиков, ток обратного восстановления I_{rr} внутреннего диода RC-IGBT достигает 200 А, что почти в 2 раза превышает значение, полученное для NPT-IGBT в анало-

гичных условиях. Поскольку анодом внутреннего диода RC-IGBT служит *p*-область базы, причиной большого тока I_{rr} является высокая неконтролируемая концентрация примесей в области базы.

Как и любое принципиальное новшество, технология RC-IGBT имеет свои сильные и слабые стороны.

Достоинства:

- один кристалл выполняет функции IGBT и антипараллельного диода, за счет чего можно создавать более компактные модули;
 - меньше количество соединительных проводников, меньше точек ультразвуковой сварки, выше надежность;
 - относительно простая конструкция кристалла;
 - более эффективное использование площади кристалла.
- Недостатки:
- потери IGBT и диода создаются одним кристаллом;
 - требуются значительные технологические усилия для контроля процесса обратного восстановления диода.

Литература

1. Tenti P., Malesani L., Rossetto L. Optimum Control of N-Input K-Output Matrix Converters / IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 7. October 1992. № 4.
2. Alesina A., Venturini M. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct

- AC-AC Converters / IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 4. January 1989. № 1.
3. Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms / Proceedings of IEEEPE'93. Vol. 7. 1993.
4. Nielsen P. The matrix converter for an induction motor drive: Industrial Ph.D. project EF493, ISBN 87-89179-14-5. Aalborg University. Denmark. 1996.
5. Ziogas P. D., Khan S. I., Rashid M. H. Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics / IEEE Transactions on Industrial Application. Vol. IE-33. August 1986. № 3.
6. Chang J., Braun D. High-frequency AC-AC converter using 3-in-1 IBPMs and adaptive commutation / Proceedings of IEEE/PESC'99. vol. 1. 1999.
7. Mahlein J., Simon O., Braun M. A Matrix Converter with Space Vector Control Enabling Overmodulation / Proceedings of EPE'99, CD-ROM. 1999.
8. Milanovic M., Dobaj B. A Novel Unity Power Factor Correction Principle in Direct AC to AC Matrix Converters / Proceedings of IEEE/PESC'98. 1998.
9. Huber L., Borojevic D. Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters / Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, 1991. Part I.
10. Oyama J., Xia X., Higuchi T., Tsukamoto R., Yamada E., Koga T. Power Factor Improvement of PWM Matrix Converter Using Intermediate Voltage / Proceeding of IEEE PCC-Yokohama'93. 1993.
11. Neft C. L., Schauder C. D. Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter / Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting. 1988.
12. Burany N. Safe Control of Four-Quadrant Switches / Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting. 1989.
13. Xu S., Plikat R., Constapel R., Korec J., Silber D. Bidirectional LIGBT on SOI substrate with high frequency and high temperature capability / Proceedings of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's. ISPSD '97. Weimar. 1997.
14. Patent № 5,793,064 (U.S.) Bidirectional lateral insulated gate bipolar transistor / Li Hsin-hua // Rockwell. August, 1998.
15. Bernet S., Matsuo T., Lipo T. A. A Matrix Converter Using Reverse Blocking NPTIGBT's and Optimised Pulse Patterns / Proceedings of IEEE/PESC'96. Baveno, Italy. June, 1996.
16. Huber L., Borojevic D. Input Filter Design of Forced Commutated Cycloconverters / Proceedings of 6th Mediterranean Electrotechnical Conference. Vol. 2. 1991.
17. Wheeler P. W., Zhang H., Grant D. A. A theoretical and practical investigation of switching frequency harmonics in a matrix converter / Proceedings of UPEC'93. 1993.
18. Wheeler P. W., Grant D. A. Optimized input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter / IEE Proceedings of Electric Power Applications. Vol. 144. 1997. № 4.

19. Matsuo T., Bernet S., Colby R. S., Lipo T. A. Application of the Matrix Converter to Induction Motor Drives /Conference Record of Thirty-First IEEE/IAS Annual Meeting. Vol. 1. 1996.
20. Zargari N. R., Joos G., Ziogas P. D. Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers / Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'93. 1993.
21. Vlatkovic V., Borojevic D., Lee F. C. Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits / IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 11. 1996. №1.
22. Casadei D., Serra G., Tani A., Nielsen P. Theoretical and experimental analysis of SVMcorolled matrix converters under unbalanced supply conditions // Electromotion Journal. Vol. 4. 1997. № 1, 2.
23. Middlebrook R. D. Input filter considerations in design and application of switching regulators / Conference Records of IEEE/IAS Society Annual Meeting. Chicago. 1976.
24. Middlebrook R. D., Cuk S. M. Design Techniques for Preventing Input Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators / Proceeding of Powercon 5, the Fifth National Solid-State Power Electronics Conference. 1978.
25. Venturini M. A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements / Proceedings of Powercon 7. San Diego, CA. 1980.
26. Klumpner C., Boldea I., Blaabjerg F. Short Term Ride through Capabilities for Direct Frequency Converters / Proceedings of IEEE/PESC'00. Vol. 1, pp. 235–241. 2000.
27. Nielsen P., Blaabjerg F., Pedersen J. K. New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives / IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 35, pp. 1150–1161. 1999. № 5.
28. Mahlein J., Braun M. A Matrix Converter without Diode clamped Over-Voltage Protection / Proceedings of IEEE-IPEMC 2000. Vol. 2. 2000.
29. Beasant R. R., Beattie W. C., Refsum A. An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter / Proceedings of IEEE/PESC'90. 1990.
30. Schuster A. A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System / Proceedings of IEEE/PESC'98. 1998.