

Рис.3.77 Основной принцип концепции master/slave

Выводы

При последовательном включении IGBT или MOSFET модулей необходимо дополнительно включить параллельные резисторы с большим сопротивлением для статического симметрирования, предусмотреть пассивные и/или активные способы для динамического симметрирования.

Кроме активного ограничения, представленные варианты будут защищать только транзистор, так что будут необходимы дополнительные пассивные RC цепи для защиты обратных диодов.

Комбинация активного ограничения и ограничивающих RC цепей для симметрирования фронтов коммутации по отношению к требованиям схемы, надежности и функциональности [236].

3.8 Мягкая коммутация в ZVS или ZCS режиме / схемы уменьшения потерь коммутации.

3.8.1 Требования и области применения

В настоящее время доминирующей технологией в преобразователях является топология на подаваемом постоянном напряжении. IGBT и MOSFET в таких схемах работают почти полностью в режиме жесткой коммутации, т.е. они рассеивают импульсы большой мощности на типичных частотах коммутации между 3 и 20 кГц (IGBT) или 50 кГц (высоковольтные MOSFET), соответственно.

Возрастание частот коммутации принципиально приведет к уменьшению размера и веса пассивных накопителей энергии (дросселей, конденсаторов, трансформаторов, фильтров). Типичные области применения:

- заряд батарей,
- источники бесперебойного питания с потенциально-изолированным преобразователем постоянного напряжения,

- обычные источники питания (импульсные БП),
- PFC-схемы,
- промышленные источники питания.

Если требуемая частота коммутации не может быть получена при жестком переключении, нужно уменьшить результирующую рассеиваемую мощность.

В основном существует два пути уменьшения потерь коммутации:

- дополнительные цепи уменьшения потерь коммутации, с сохранением основной схемы,
- мягкое переключение в ZVS или ZCS режиме.

3.8.2 Цепи уменьшения потерь коммутации

Ключи силовой электроники с обычными тиристорами, GTO или MCT (MOS-управляемые тиристоры) для гарантированной работы в безопасной области требуют наличие цепей для уменьшения потерь, т.е. без таких цепей не обойтись, если компоненты должны выполнять свои основные функции при коммутации. В отличие от этого, SOA-характеристики современных IGBT и MOSFET допускают работу без дополнительных цепей, и такие цепи могут служить только для уменьшения потерь при коммутации или для обеспечения симметрии при каскадировании.

На рис.3.78 показан традиционный понижающий преобразователь с IGBT и простыми цепями для уменьшения потерь.

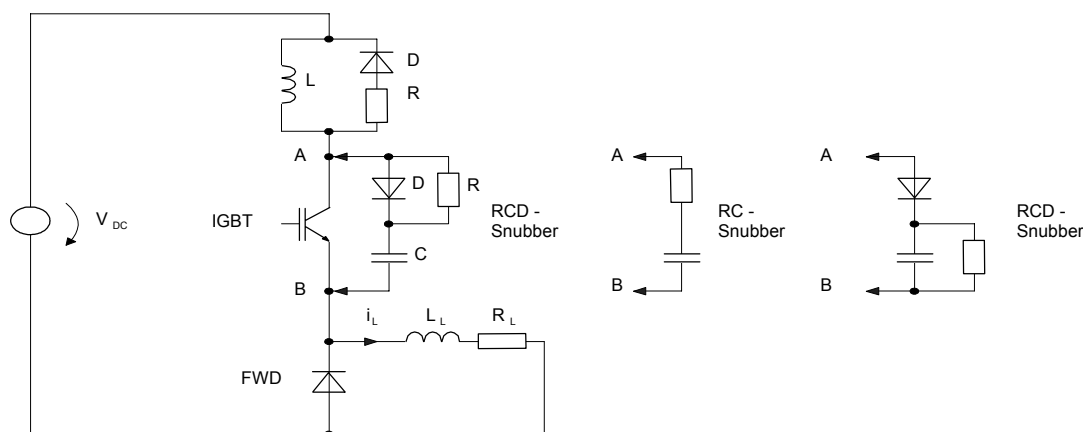


Рис.3.78 Понижающий преобразователь с IGBT и простыми цепями для уменьшения потерь

Уменьшение потерь при включении (RLD-цепи):

В начале IGBT закрыт ($v_{ce} \approx v_{DC}$), и ток нагрузки проходит через обратную цепь. Процесс коммутации от обратного диода к IGBT (индуктивная коммутация) переходит при активном включении IGBT. Как только индуктивность цепи достигла определенного значения, коммутационное напряжение при нарастании тока коллектора будет почти полностью

поглощаться (соответствует напряжению питания преобразователя), так что напряжение коллектор-эмиттер быстро упадет до очень низкого уровня. В то же время индуктивность цепи уменьшит скорость коммутации тока.

При рассмотрении обоих аспектов, можно значительно уменьшить потери при выключении IGBT.

Характеристики тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер соответствуют мягкой коммутации, как показано в п.0. В п.3.8.3 мы продемонстрируем, что при помощи простой катушки в несколько мкГн будет значительно уменьшена рассеиваемая мощность IGBT и MOSFET очень эффективно. Дополнительно к уменьшению потерь IGBT при включении, потери при выключении обратных диодов также снизятся при индуктивной коммутации, поскольку уменьшенная скорость коммутации тока приведет к низкоуровневым обратным выбросам тока.

Комбинация R-D создаст обратную цепь для демпфирующей индуктивности, которая установит предел перенапряжениям в IGBT и FWD при выключении.

Рекомендации по применению

1. Не выбирать индуктивность для цепи больше, чем необходимо для уменьшения потерь коммутации (см.п.3.8.3).

2. Минимизировать внутренние индуктивности цепи снаббера.

3. Взаимосвязь R и L для постоянной времени ($\tau = L/R$) необходима для внутреннего разряда энергии индуктивности. Это, в свою очередь, приведет к минимальному статическому времени закрытого состояния IGBT (ограничение рабочего цикла) для получения значительного ограничения рассеиваемых мощностей при включении (нет остаточного тока в L). С одной стороны, при увеличении R будет укорачиваться минимальное статическое время закрытого состояния IGBT, с другой стороны, однако, увеличится напряжение и, соответственно, большие рассеиваемые мощности в выключенных силовых полупроводниках.

Уменьшение потерь при включении (RCD-цепи):

В начале IGBT открыт, и проводит ток нагрузки. Процесс коммутации от IGBT к обратному диоду (емкостная коммутация) переходит при активном выключении IGBT. Ток нагрузки быстро коммутируется от IGBT к параллельному D-C плечу, из-за чего ток коллектора возрастает с одновременным снижением dv/dt коллектор-эмиттер. Таким образом будут уменьшены потери при выключении IGBT. Характеристики тока коллектора и напряжения коллектор-эмиттер соответствуют мягкой коммутации, как показано в п.0. В п.3.8.3 мы покажем, среди остальных вещей, что эффект уменьшения потерь мощности,

который можно получить при определенной емкости, сильно зависит от специфической структуры транзистора (MOSFET, NPT-IGBT, PT-IGBT).

Под конец коммутации напряжения, с малыми потерями включится обратный диод, и через него потечет ток емкостного снаббера. Со следующим включением IGBT, сохраненная энергия в емкостной цепи будет разряжена через резистор R.

Рекомендации по применению

1. Не выбирать емкость для цепи больше, чем необходимо для уменьшения потерь коммутации (см.п.3.8.3).

2. Используйте быстрые снабберные диоды с низкими перенапряжениями включения (прямое восстановление)

3. Используйте импульсные конденсаторы (пленочные и т.п.) с низкой внутренней индуктивностью.

4. Минимизируйте собственную индуктивность IGBT-RCD цепи.

5. Произведение R и C для постоянной времени ($\tau = R \cdot C$) необходимо для внутреннего разряда энергии емкости. Это, в свою очередь, приведет к минимальному времени открытого состояния IGBT (ограничение рабочего цикла) для получения значительного ограничения рассеиваемых мощностей при включении (нет остаточного напряжения на C). С одной стороны, при увеличении R будет укорачиваться минимальное время открытого состояния IGBT, с другой стороны, увеличится ток и, соответственно, больше рассеиваемые мощности во включенном транзисторе.

В любом случае, большие индуктивные и емкостные элементы снабберов всегда приведут к увеличению времени коммутации!

В импульсных схемах, где чередуются процессы индуктивной и емкостной коммутации на одной коммутационной цепи, при разряде энергии в элементах L и C рассеивается мощность в следующих коммутационных процессах. В устройствах с простыми цепями снабберов, как описано до этого, общая сохраненная энергия преобразуется в тепло в основном в цепи резистора, а также частично в транзисторе (рассеивающий снаббер). Несмотря на уменьшенные потери в ключах, общая эффективность схемы не улучшится.

Кроме того, разнообразие схем для снижения потерь хорошо известно из соответствующей литературы (низко- или безпотерьные снабберы), в которых энергия сохраняется в резонансных схемах или возвращается обратно в цепь питания. Однако такие типы схем часто очень сложны в настройке, и для производства платы и схемы потребуются большой объем работ [258], [78].

3.8.3 Мягкая коммутация

3.8.3.1 Типичные характеристики тока и напряжения / нагрузки силового полупроводника

Другой возможностью уменьшить потери в силовых электронных ключах является мягкая коммутация. Реальная работа силовых электронных ключей в ZVS-режиме (ключ с нулевым напряжением) или ZCS-режиме (ключ с нулевым током) называется «мягкая коммутация» (см. п.0).

Разнообразие схем преобразователей, которые работают по такому принципу, основаны в основном на резонансной или квазирезонансной технологии.

ZVS:

- процесс коммутации начался при активном выключении, потери уменьшены параллельным подключением к ключу коммутационной емкости C_K ,
- заканчивается процесс коммутации пассивным включением с малыми потерями и напряжением на ключе $v_s \approx 0$,
- минимизирована коммутационная индуктивность L_K .

ZCS:

- процесс коммутации начался при активном включении, потери уменьшены последовательным подключением коммутационной индуктивности L_K к ключу,
- заканчивается процесс коммутации пассивным выключением с малыми потерями и током через ключ $i_s \approx 0$,
- минимизирована коммутационная емкость C_K .

Соответствующие схемы коммутации смотрите в п.0.

Мягкая коммутация базируется на условии, что только один коммутационный процесс – индуктивная ZCS или емкостная коммутация ZVS – происходит в преобразователе. При таком ограничении нужно допустить потерю одной из возможностей управления, по сравнению с жесткой коммутацией.

Мягкая коммутация может осуществляться, только если полярность управляемого напряжения коммутации v_K или выходной коммутируемый ток i_L противоположны между двумя процессами коммутации одного типа. В случае обратной полярности напряжения коммутации, инверсное напряжение приложено к ключу в закрытом состоянии. В случае обратной полярности тока, инверсный ток протекает через ключ в открытом состоянии.

Выпускаемые IGBT, MOSFET и диоды были разработаны и оптимизированы только для условий жесткой работы, с похожими особенностями характеристик. С другой стороны, всесторонние испытания за последние несколько лет ([433], [44]) показали, что разные структуры и технологии компонентов при мягкой коммутации ведут себя по-разному в

большинстве аспектов (см.п.3.8.3.3). Однако эти отличия не различимы пользователем по обычным справочным данным.

На рис.3.79 представлен пример системы преобразователя с малыми потерями, ZVS и ZCS, включая ВЧ трансформатор, функции которого пригодятся в фотоэлектронике, при заряде аккумуляторов или ИБП-устройствах.

Система состоит из ZVS DC/AC преобразователя, ВЧ ферритного трансформатора и ZCS циклоконвертера, который способен преобразовать ВЧ переменное напряжение трансформатора (напр. 20 кГц, трапециидальное) в низкочастотное напряжение (напр. 50 Гц, синусоидальное). Времясдвигающие переменные ключи ZVS и ZCS гарантируют постоянную мягкую коммутацию в системе.

На рис.3.80 показаны типичные характеристики тока и напряжения а также нагрузка ZVS и ZCS на этом примере преобразователя.

ZVS (ключ S1), 1 направление напряжения, 2 направления тока:

1. Пассивное включение ZVS (диод) всегда без потерь при условии $v_s \approx 0$ в момент t_2 (конец емкостного процесса коммутации из S2 к S1),

2. Обратное направление тока в ZVS между t_3 и t_4 , из-за процесса коммутации в циклоконвертере. Ток ключа, который поступает из диода, подается в непараллельные IGBT, которые уже готовы его принимать – т.е. затвор включен – с di/dt , определенной внешними цепями. Потери мощности в IGBT вызваны процессом модуляции проводимости.

3. Активное выключение ZVS (IGBT) в момент t_6 : при этом потери мощности уменьшены эффективностью параллельной коммутационной емкостью C_K (быстрая коммутация тока к C_K и ограничение dv_{CE}/dt).

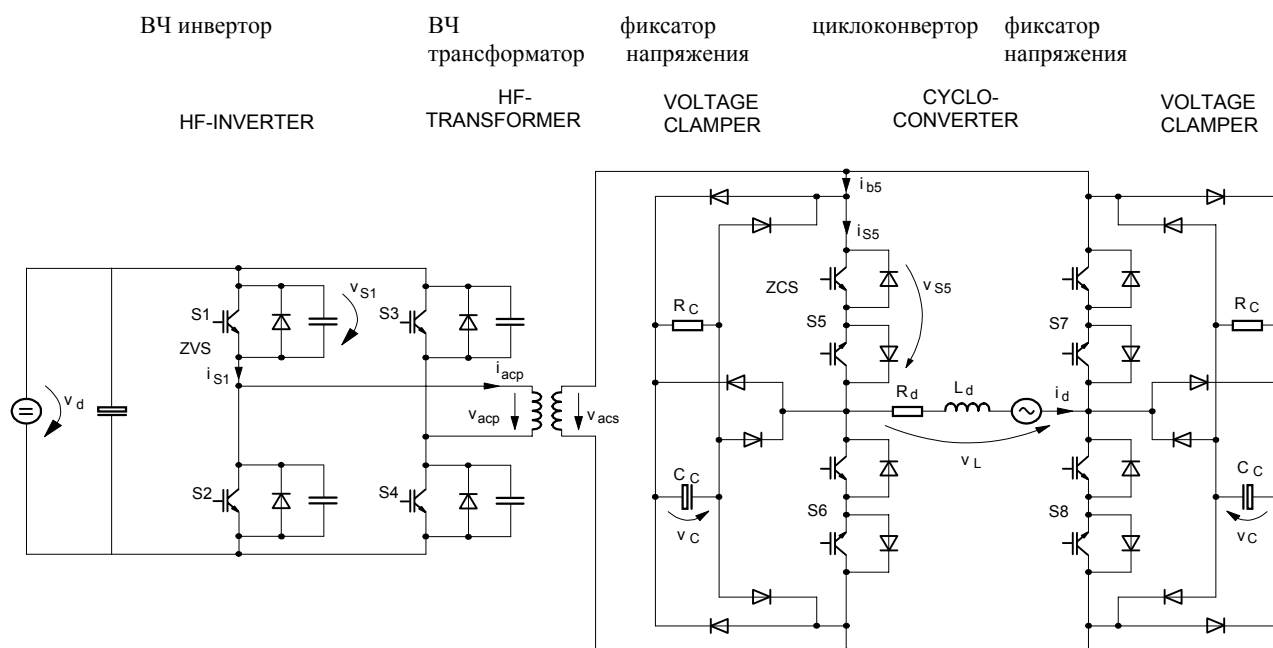


Рис.3.79 Система преобразователя с ZVS и ZCS [49]