

3-L NPC-инвертор:

управление, режимы работы, расчет параметров

Основным преимуществом 3-уровневой схемы с фиксированной нейтралью (3L NPC) является низкий коэффициент гармоник выходного тока, что позволяет существенно упростить выходной фильтр или вообще отказаться от него. Транзисторы и диоды 3-L преобразователя работают при половинном напряжении DC-шины, поэтому он может быть построен на ключах меньшего класса напряжения (например, 600 В вместо 1200 В), отличающихся низким уровнем потерь и большей плотностью тока. Благодаря этому использование топологии 3L NPC дает возможность существенно повысить эффективность преобразования на высоких частотах.

Инго Рабл (Ingo Rabi)

Ульрих Николаи
(Ulrich Nicolai)

Перевод и комментарии:
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Основные термины и определения

В технической документации компании SEMIKRON, относящейся к 3-уровневым модулям (datasheets, Technical Explanation, Application Notes), используются следующие термины и сокращения:

- 3L NPC (Neutral Point Clamped) — 3-уровневый инвертор (с фиксированной нейтралью);
- 3L TNPC (T-type Neutral Point Clamped) — 3-уровневый инвертор T-типа;
- MLI (Multi-Level Inverter) — многоуровневый инвертор;
- Tx/Dx — наименование транзисторов IGBT и диодов в схеме 3L, x — номер ключа (n от 1 до 4);
- T1, T4, D1 и D4 — «внешние» ключи 3L-инвертора;
- T2, T3, D2 и D3 — «внутренние» ключи 3L-инвертора;
- D5 и D6 — фиксирующие диоды.

Принцип работы многоуровневой схемы прост: низковольтные транзисторы или инверторные ячейки соединяются последовательно, вследствие чего напряжения питания устройства может быть выше рабочего напряжения отдельных ключей. Подобное решение позволяет сформировать «многоступенчатый» выходной сигнал, снизить уровень гармонических искажений и отказаться от дорогостоящих и громоздких выходных фильтров.

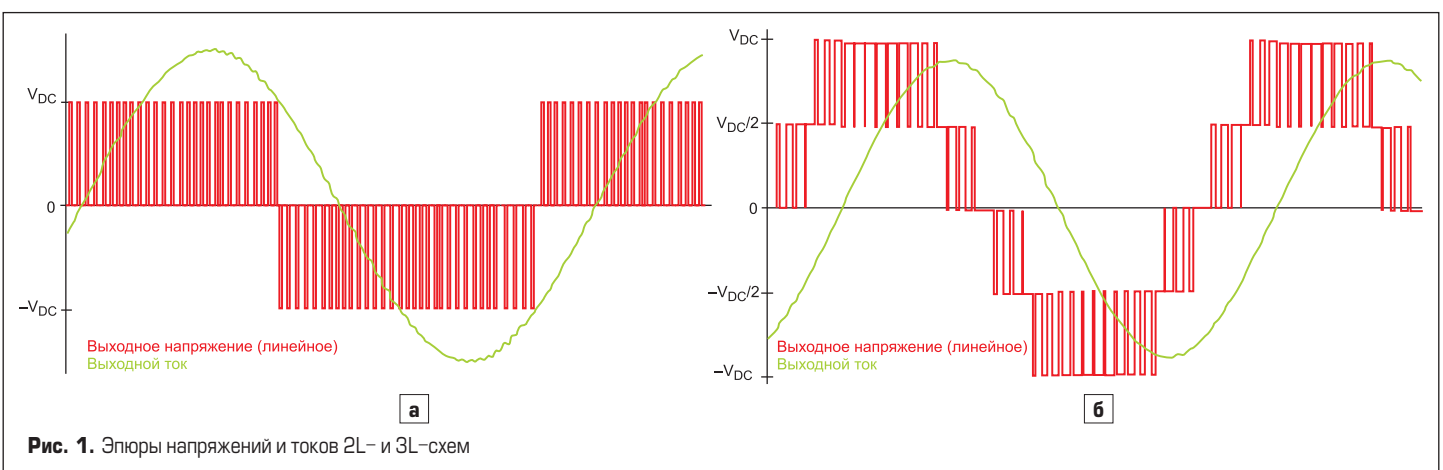
Очевидно, что все IGBT при этом должны управляться гальванически изолированными сигналами.

В обычном инверторе, построенном на базе полумостовых каскадов, транзисторы подключают AC-выход поочередно к выводам звена постоянного тока, следовательно, выходное напряжение состоит из двух уровней ($-V_{DC}$ и $+V_{DC}$ рис. 1а). В 3L-схеме коммутация выхода производится между потенциалами DC+, DC- и N, в результате чего формируется напряжение, содержащее три уровня (рис. 1б). Форма выходного сигнала приближается к синусоидальной, что позволяет не только существенно снизить уровень гармонических искажений (THD) выходного тока, но и уменьшить негативное влияние на питающую сеть.

Потери проводимости 3-уровневой схемы несколько выше, чем у 2L. Тем не менее благодаря существенному снижению потерь переключения общее значение рассеиваемой мощности 3L-инвертора оказывается заметно ниже (до 40%), что очень положительно сказывается на высоких частотах коммутации.

Основные особенности 3L-топологии:

- Для достижения необходимого уровня THD в 3L-схеме можно использовать меньшую рабочую частоту F_{sw} , благодаря чему будут ниже динамические потери.



- 3L-схема имеет существенно меньший коэффициент гармоник, вследствие чего будут ниже требования к выходному фильтру.
- В 3L-схеме можно использовать IGBT меньшего класса напряжения (например, 600 В вместо 1200 В), отличающиеся более высокой плотностью тока и низким уровнем потерь.
- В стойке 3L-инвертора используются четыре транзистора, а значит, выше потери проводимости.
- Для управления ключами 3L схемы требуется более сложный алгоритм.

Правила коммутации 3L-инвертора

В технической документации SEMIKRON на 3L-модули (топология MLI) рассматривается традиционный способ формирования ШИМ-сигнала, основанный на сравнении основного синусоидального и опорного высокочастотного напряжения треугольной формы. Отличие 3-уровневого управления состоит в использовании двух треугольных сигналов, сдвинутых относительно нулевого потенциала. Таким образом, определяются ШИМ-алгоритм и набор правил, которые должны выполняться в любой момент времени [3, 4]:

- одновременно коммутруются не более двух ключей;
- только два соседних транзистора могут быть включены одновременно;
- IGBT T1 и T3, а также T2 и T4 коммутуются в инверсном режиме.

Более глубокий анализ ситуации (объяснения см. в AN11001 [4]) обеспечивают еще два правила:

- начало рабочего цикла: внутренние транзисторы (T2 или T3) включаются первыми, внешние (T1 или T4) — после них;
- конец рабочего цикла: внешние транзисторы (T1 или T4) выключаются первыми, внутренние (T2 или T3) — после них.

Хотя некоторые ограничения, на первый взгляд, и не имеют никакого смысла (например, включение IGBT при отсутствии проводимости в цепи), их реализация необходима для унификации алгоритма управления в технической документации.

Измерения параметров и моделирование режимов, упомянутые в руководствах SEMIKRON, производятся с соблюдением указанных выше правил. Можно использовать и другие методы, однако если полученные результаты отличаются от данных SEMIKRON, то велика вероятность того, что они некорректны.

Режимы работы схемы 3L NPC

В процессе штатной работы инвертора при активном выключении полупроводникового прибора его ток прерывается и передается на другой силовой ключ. На рис. 2 (схемы слева и в центре) показаны пути коммутации сигнала в квадранте 1 (т. е. при положительном выходном напряжении и токе), чередующиеся с частотой переключения. Результирующий контур коммутации справа выделен синим цветом. Цепи переключения в рабочей зоне 3 представлены на рис. 2б, в этом квадранте полярность выходного тока и напряжения отрицательна. «Геометрически»

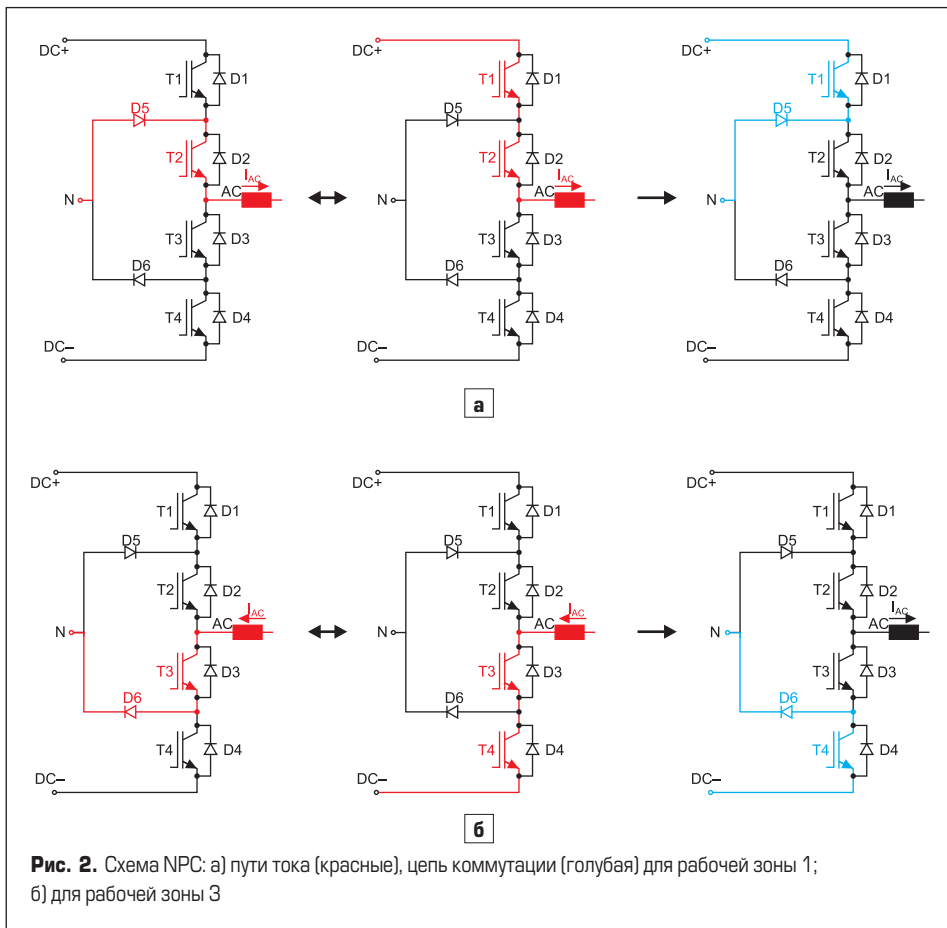


Рис. 2. Схема NPC: а) пути тока (красные), цепь коммутации (голубая) для рабочей зоны 1; б) для рабочей зоны 3

пути прохождения тока в этих двух областях являются сравнительно короткими, отсюда и их название «короткие контуры коммутации».

На рис. 3а (слева и в центре) показаны цепи коммутации в рабочей зоне 2 (отрицательное выходное напряжение, положительный ток).

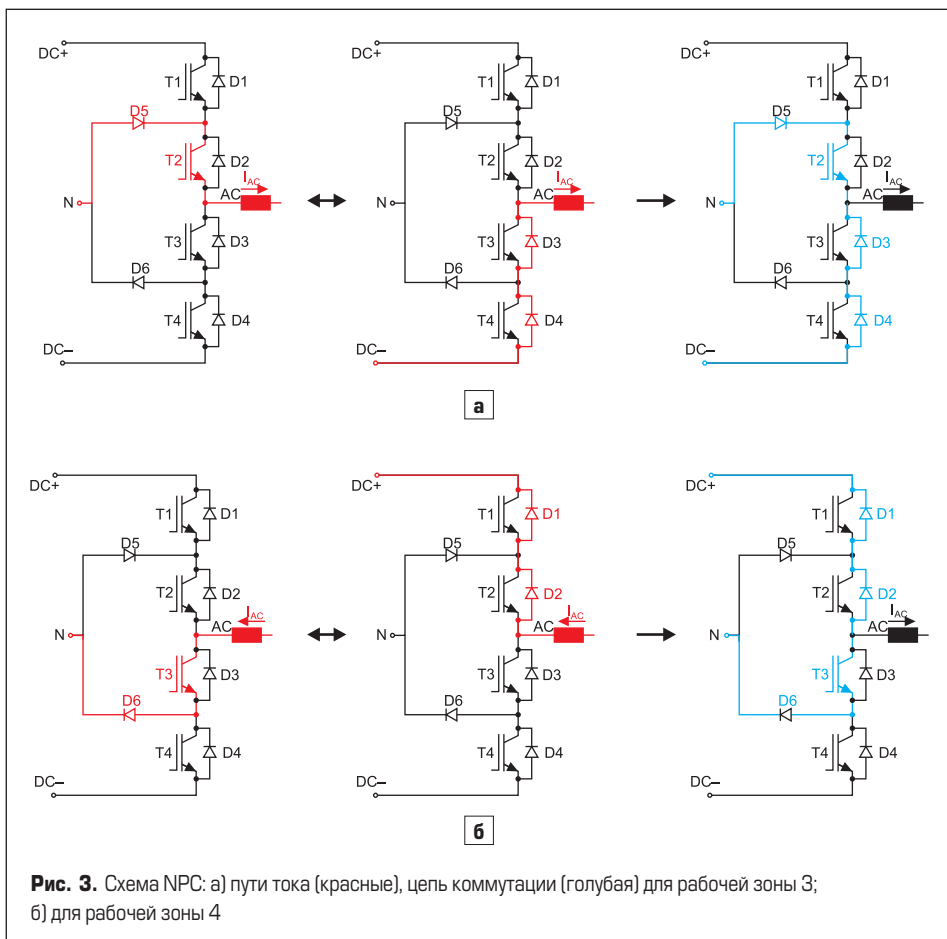


Рис. 3. Схема NPC: а) пути тока (красные), цепь коммутации (голубая) для рабочей зоны 3; б) для рабочей зоны 4

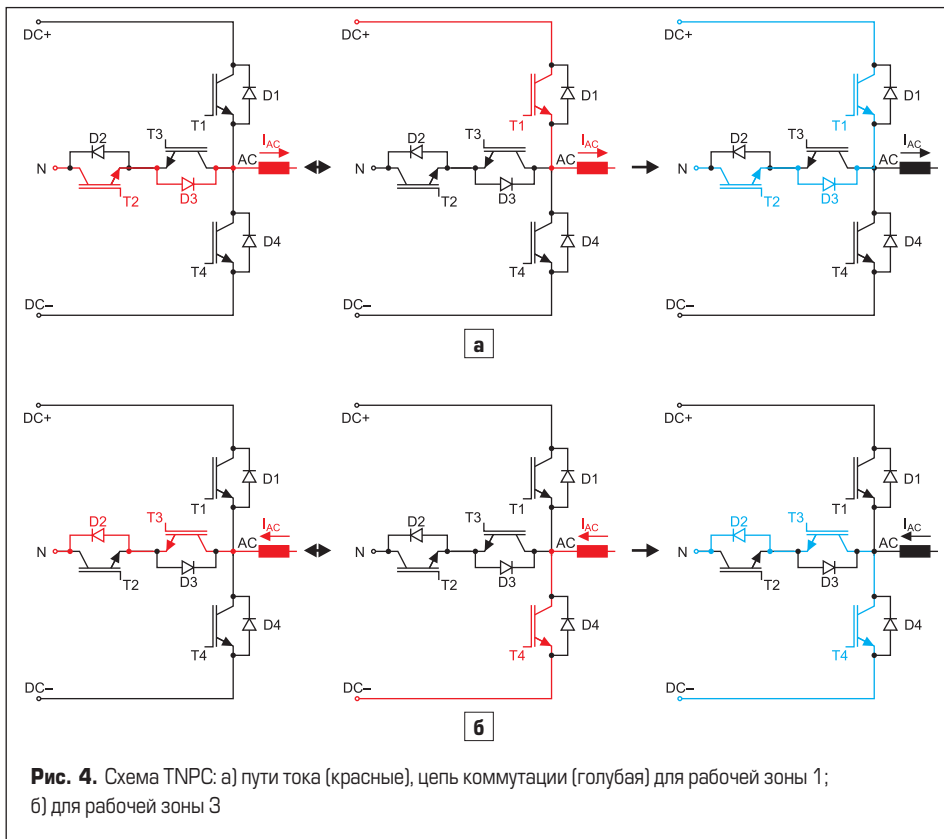


Рис. 4. Схема TNPC: а) пути тока (красные), цепь коммутации (голубая) для рабочей зоны 1; б) для рабочей зоны 3

Результирующий контур на правом рисунке выделен синим цветом. Пути прохождения тока в рабочей зоне 4 (положительное напряжение, отрицательный ток) представлены на рис. 3б. Длины токовых цепей в этих двух рабочих областях «геометрически» гораздо больше, чем в квадрантах 1 и 3, поэтому они называются «длинные контуры коммутации».

Режимы работы схемы 3L TNPC

На рис. 4а показаны пути прохождения тока (слева и в центре) в рабочей зоне 1. В правой части представлен результирующий контур, выделенный синим цветом. На рис. 4б показана рабочая область 3. По аналогии с описанной выше схемой NPC, цепи переключения в квадрантах 1 и 3 называются «короткими контурами коммутации».

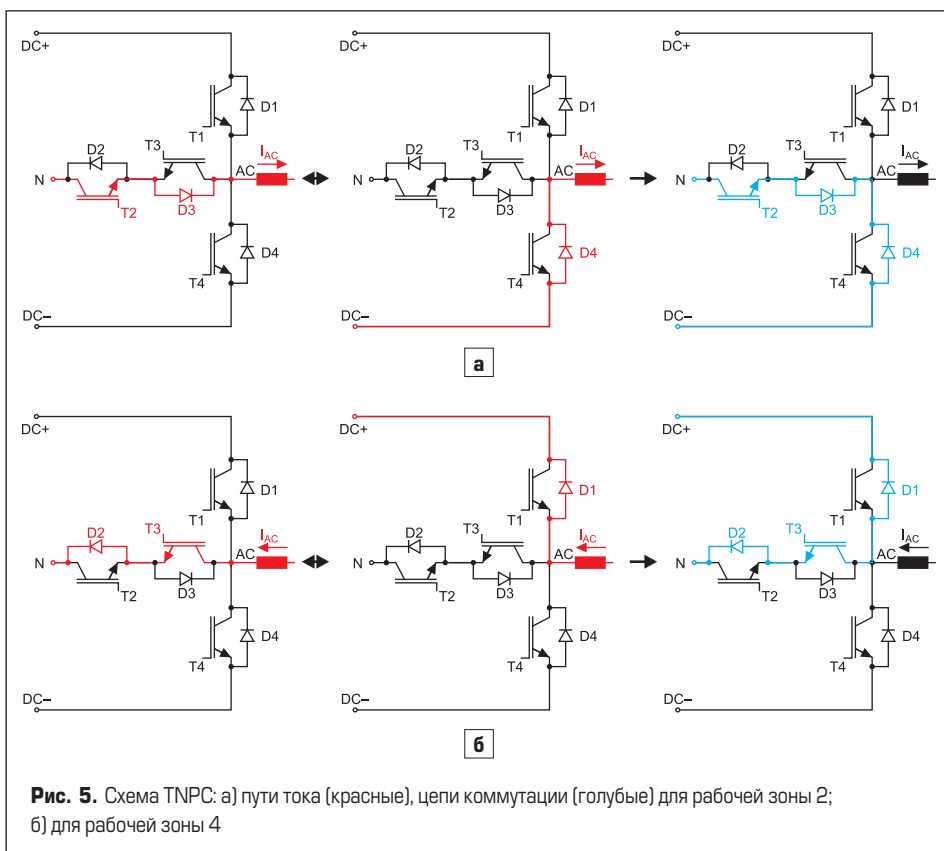


Рис. 5. Схема TNPC: а) пути тока (красные), цепи коммутации (голубые) для рабочей зоны 2; б) для рабочей зоны 4

Пути прохождения тока и результирующий токовый контур в рабочих областях 2 и 4 приведены на рис. 5. По аналогии со схемой NPC, токовые петли в квадрантах 2 и 4 называются «длинными контурами коммутации».

Коммутационные индуктивности

Прерывание тока в момент выключения IGBT сопровождается всплеском напряжения, возникающим из-за наличия паразитной индуктивности в силовой цепи. Типовые паразитные компоненты контура коммутации 3L инвертора (NPC, «короткий контур», рабочая зона 1) показаны на рис. 6. Кроме них, в схеме представлены и взаимные индуктивности, которые также необходимо учитывать.

Динамические потери

Включение и выключение полупроводниковых приборов сопровождается генерацией потерь, энергия которых определяется площадью пересечения фронтов напряжения и тока в момент коммутации.

«Внутренние» диоды D2 и D3 практически не создают динамических потерь. На рис. 7 показаны два пути тока в рабочей зоне 2, а также напряжение на полупроводниковых приборах и коммутационные состояния IGBT. На изображении справа ток нагрузки течет от шины DC- через D4 и D3 к AC-терминалу, что создает на диодах соответствующее падение напряжения. Транзисторы T3 и T4 при этом включены, однако в данном случае их состояние не имеет никакого значения.

Чтобы изменить токовый путь от показанного в правой части рис. 7 на приведенный слева, следует сначала выключить T4, а затем включить T2. Поскольку «определяющее» напряжение между узлами N и AC будет больше, чем между DC- и AC, ток при этом «перекоммутируется» в верхнюю часть фазной стойки.

Как указано выше, коммутационные потери определяются произведением изменения

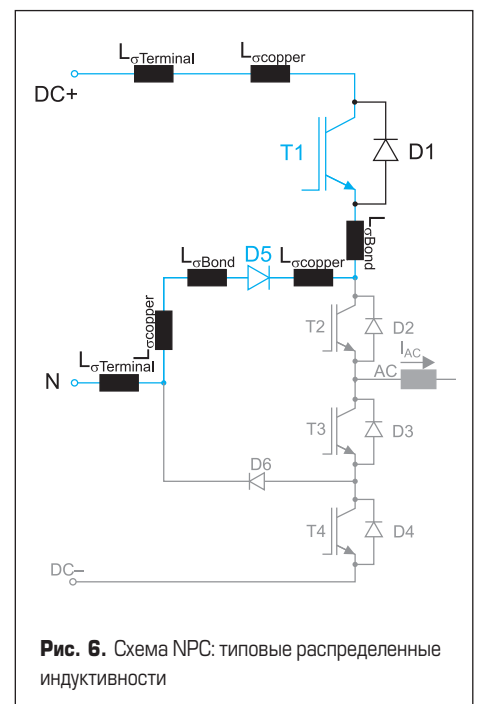


Рис. 6. Схема NPC: типовые распределенные индуктивности

напряжения и тока в процессе переключения полупроводникового прибора. В рабочей зоне 2 транзистор T3 остается включенным независимо от того, проводит он антипараллельный диод ток или нет. Пока D3 находится в проводящем состоянии, падение напряжения на нем очень маленькое (V_F). Когда он заперт, сигнал на нем также почти нулевой (равный напряжению насыщения IGBT $V_{CE(sat)}$), поскольку транзистор T3 включен.

Поскольку изменение уровня напряжения на D3 (т. е. разница между $V_{CE(sat)}$ и V_F) близко к нулю, то потери также можно считать пренебрежимо малыми. Методика, примененная для D3 (рабочая зона 2), справедлива для расчета динамических потерь диода D2 в квадранте 3.

Техническая документация SEMIKRON на 3L-модули

Содержимое спецификаций SEMIKRON в отношении 2L- и 3L-модулей почти не различается, объяснение основных параметров можно найти в руководстве Application Manual Power Semiconductors [2]. Основные различия, касающиеся распределенных индуктивностей и динамических потерь, описаны далее.

Измерения

Потери переключения и паразитные индуктивности 3L-модулей, приведенные в технической документации, измеряются в условиях стандартных режимов коммутации. Это гарантирует соответствие параметров реальным режимам работы при условии, что формирование ШИМ-сигналов производится по указанному выше методу сравнения. Если используется другой алгоритм формирования ШИМ-последовательности, то полученные результаты могут отличаться от данных, приведенных в документации SEMIKRON.

Коммутационные индуктивности в 2L-режиме измеряются с помощью схем с внешним транзистором и диодом, показанных на рис. 8 (NPC), рис. 9 и рис. 10 (TNPC). Дополнительный IGBT и диод, а также нагрузочная индуктивность отмечены зеленым цветом, синим цветом выделены рабочие полупроводниковые приборы, серым — остальные ключи.

Дополнительный IGBT включается дважды: во время первого импульса происходит заряд индуктивности нагрузки, а когда транзистор запирается, ток перекоммутируется в исследуемый контур, выделенный синим цветом. При подаче второго импульса ток переходит обратно, и, следовательно, силовая цепь выключается. В этот момент и производится измерение напряжения и скорости изменения тока di/dt в контуре коммутации.

Полученные результаты позволяют рассчитать величину паразитной индуктивности. Данный метод максимально приближен к стандарту IEC60747. В нем указано, что для коммутации могут быть использованы только внешние ключи, и значение di/dt

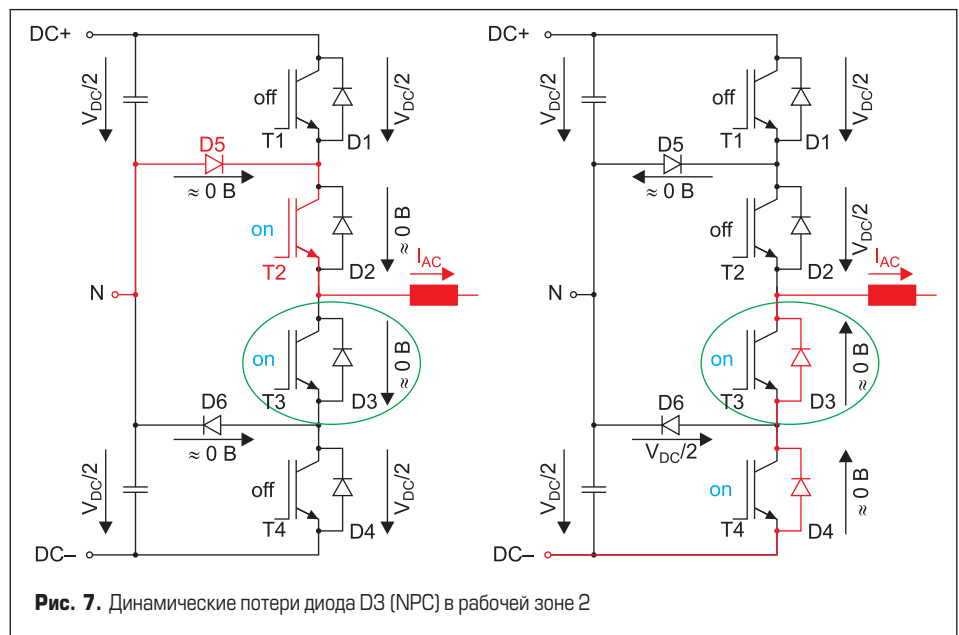


Рис. 7. Динамические потери диода D3 (NPC) в рабочей зоне 2

измеряется в тот момент, когда ток нагрузки прерывается во «внутренних» диодах. Анализ коммутационной индуктивности в схеме TMLI (рис. 9) соответствует требованиям этого стандарта.

Для измерения паразитных параметров в 3L-режиме требуется небольшая модификация описанной методики, заключающаяся в том, что при прерывании тока нагрузки его необходимо замкнуть через другую цепь.

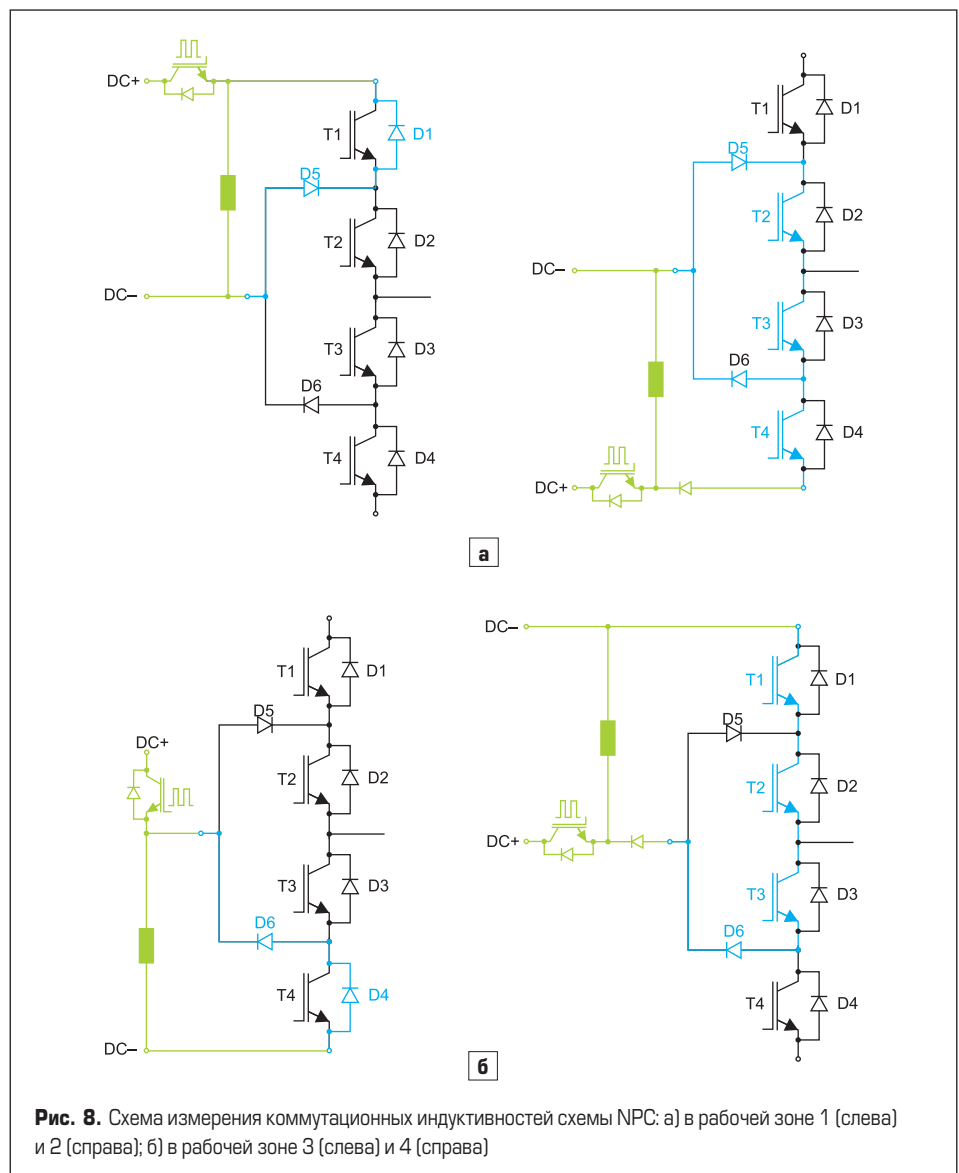


Рис. 8. Схема измерения коммутационных индуктивностей схемы NPC: а) в рабочей зоне 1 (слева) и 2 (справа); б) в рабочей зоне 3 (слева) и 4 (справа)

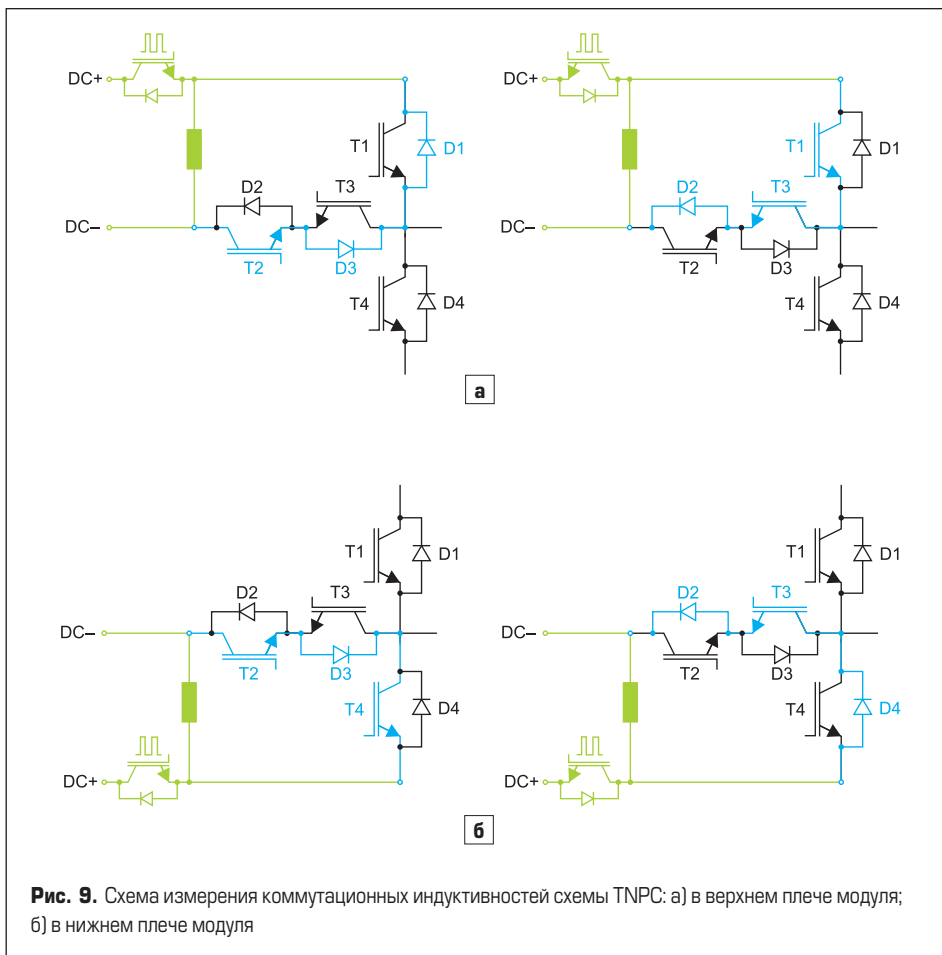


Рис. 9. Схема измерения коммутационных индуктивностей схемы TNPC: а) в верхнем плече модуля; б) в нижнем плече модуля

Это связано с тем, что цепи коммутации в 3L-схеме содержат не только диоды, но также один или несколько IGBT, следовательно, транзисторы должны быть включены в схему тестирования. В процессе измерений они постоянно включены, что и обеспечивает требуемый путь прохождения тока.

На рис. 8 показано, как происходит измерение индуктивностей в двух «коротких» и двух «длинных» цепях NPC-схемы. Поскольку топология модулей выполнена максимально симметрично, контуры коммутации в обоих случаях очень близки. Значит, и распределенные индуктивности почти не отличаются друг

от друга в пределах погрешности измерения. Поэтому в технической документации указывается только одно значение для короткого (L_{sCE1}) и длинного (L_{sCE2}) контура.

Схема измерения индуктивностей в стойке TNPC-инвертора представлена на рис. 9. Контур коммутации в этом случае немного отличается от показанных ранее. Поскольку для обеспечения пути тока они могли включаться и выключаться с помощью внешнего транзистора, то необходимо использовать, например, D1 вместо T1, который должен быть задействован в рабочей цепи. Такое изменение токового пути приводит и к вариациям из-

меряемых значений. Поскольку T1 и D1 расположены близко друг к другу, эти изменения минимальны и ими можно пренебречь.

Топология TNPC-модулей SEMIKRON выполнена предельно симметрично, благодаря чему все четыре контура коммутации показывают одинаковые индуктивности (в пределах погрешности измерений). Поэтому в документации на 3L-приборы указывается только одно значение L_{sCE1} .

В определенных условиях 3L TNPC-модуль может работать в 2L-режиме. Это означает, что транзисторы T2 и T3 неактивны, и коммутируются только T1 и T4 (и их инверсные диоды D1 и D4). Для лучшего понимания данной ситуации SEMIKRON производит измерения 2L-индуктивностей и указывает их в технической документации с обозначением L_{CE} (по аналогии с 2-уровневыми модулями).

Динамические потери E_{tr} «внутренних» диодов D2 и D3 (в технической документации они обозначаются как Diode2) очень малы, и они почти не оказывают влияния на перегрев 3L-модулей. Величина E_{tr} для этих компонентов практически не поддается измерению и в соответствующей графе для Diode2 обычно указывается прочерк («-»).

Техническая документация на 3L-модули SEMIKRON рассчитана на включение 24 графиков. В зависимости от статуса документа (target — целевой или final — окончательный) в нем могут указываться не все диаграммы. Однако в этом случае нумерация остается неизменной. Например, если рис. 11 и рис. 12 отсутствуют, то вслед за рис. 10 непосредственно следует рис. 13 и т. д.

Нумерация рисунков для NPC- и TNPC-модулей совпадает везде, где это возможно. Пример, на рис. 3 (NPC) даны динамические потери компонентов IGBT1 и Diode5, на рис. 3 (TNPC) приведены эти значения для IGBT1 и Diode2. В обоих вариантах топологии ток нагрузки коммутируется между двумя полупроводниковыми ключами в рабочих зонах 1 и 3 соответственно. Та же методология применяется и для всех остальных графиков.

Кривые на рис. 2 и 14 демонстрируют зависимость номинального тока от температуры:

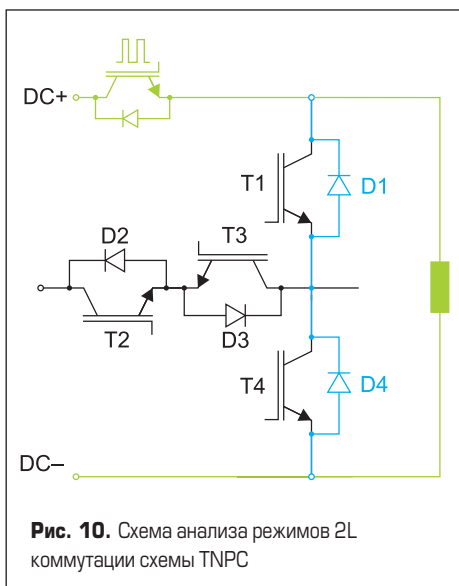


Рис. 10. Схема анализа режимов 2L коммутации схемы TNPC

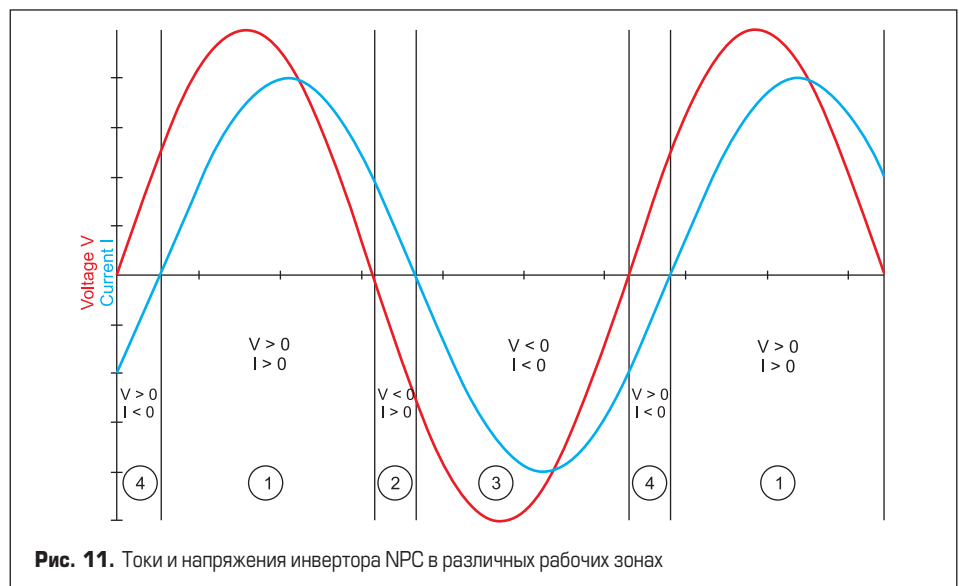


Рис. 11. Токи и напряжения инвертора NPC в различных рабочих зонах

для модулей с базовой платой (например, SEMiX) это температура корпуса (T_c). Для безбазовых ключей (например, MiniSKiiP) это температура радиатора (T_r).

Специализированные 3L-модули

При разработке 3L-модуля необходимо учитывать, что «длинный» путь коммутации имеет и наибольшую распределенную индуктивность L_s . Выключение тока в цепи с высокой паразитной индуктивностью провоцирует всплеск напряжения, амплитуда которого пропорциональна скорости спада тока и индуктивности: $dV = di/dt \times L_s$. Если сумма dV и V_{DC} превысит блокирующую способность силового ключа, он выйдет из строя. Для решения данной проблемы следует снизить напряжение DC-шины или минимизировать паразитную индуктивность цепи коммутации. Очевидно, что уменьшение величины L_s является главной задачей разработчиков специализированных модулей, поскольку это позволяет модулю работать при большем значении V_{DC} и, следовательно, иметь большую отдачу мощности.

Теоретически, 3L-инвертор может быть создан с применением стандартных полумостовых модулей. Возможные варианты построения схемы показаны на рис. 12. Для соединения полумостовых или чопперных модулей необходимы промежуточные шины, компланарность которых обеспечить очень трудно. На практике эти связи оказываются достаточно длинными, что приводит к возникновению высоких коммутационных перенапряжений. Таким образом, единственным достоинством такого решения является возможность использования стандартных компонентов, однако это никак нельзя считать большим преимуществом.

Поскольку применение 2L-модулей в 3L-инверторе создает очевидные проблемы, целесообразно разработать силовой ключ, конструкция которого удовлетворяет специальным требованиям, обусловленным особенностями 3-уровневой топологии. Прежде всего, необходимо определить оптимальный типоразмер модуля: для получения максимальной мощности нужно использовать большой корпус и установить в нем кристаллы наиболее доступного крупного размера. Однако чем больше модуль, тем выше его паразитные индуктивности и, следовательно, коммутационные перенапряжения. Это во многом ограничивает максимальное значение тока силового ключа.

Инвертор высокой мощности может быть реализован с помощью одного большого или нескольких параллельных модулей меньшей мощности. Последнее решение требует столь же большого числа плат управления затворами, входы которых должны быть распараллелены. Это создает известные проблемы: повышение стоимости, увеличение габаритов, временной разброс и джиттер, необходимость выравнивания выходных токов. Однако в ряде случаев такой вариант оказывается оптимальным и с технической, и с экономической точки зрения.

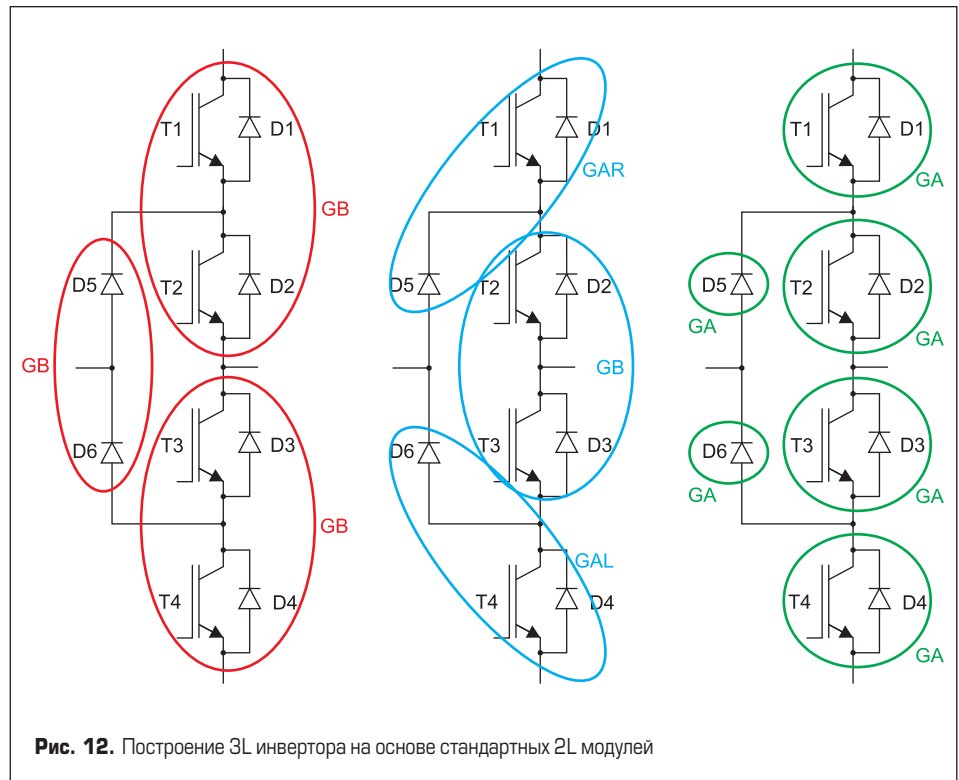


Рис. 12. Построение 3L инвертора на основе стандартных 2L модулей

С точки зрения минимизации паразитных индуктивностей 3L-топологии, при высоком номинальном токе наиболее предпочтительным является конструктив SEMIKRON SKiM4. В специализированных модулях семейства MLI (см. таблицу) использованы кристаллы с блокирующим напряжением 650 В (номинальный ток $I_C = 600$ А) и 1200 В ($I_C = 300$ А). Это позволяет обеспечить выходную мощность преобразователя до 260 кВА ($V_{DC} = 800/1500$ В, $V_{out} = 480/1000$ В). Для ее дальнейшего повышения можно использовать параллельное включение модулей MLI.

Основным преимуществом 3-уровневого модуля 12-го класса является возможность получить максимальное выходное АС-напряжение равным 1000 В. В этом случае обеспечиваются соответствие низковольтной директиве и возможность применения соответствующих низковольтных стандартов, а также снижение тока преобразователя без изменения выходной мощности.

Особенности управления 3L-инвертором

В исходном состоянии все ключи 3L-инвертора закрыты, для его запуска один из «внутренних» IGBT должен включиться раньше остальных транзисторов, например T2 (положительное выходное напряжение). Спустя некоторое время, когда T2 полностью открыт, импульсы управления подаются на T1. Чтобы выключить преобразователь, коммутация ключей производится в обратном порядке: T2 может быть заблокирован только после того, как T1 будет гарантированно закрыт. Это достигается путем выключения T2 спустя короткое время (1–3 мкс) после снятия сигнала управления T1. Такое же «мертвое время» используется для блокировки верхнего (TOP) и нижнего (BOT) IGBT в 2-уровневых драйверах затворов SEMIKRON.

Если «внутренний» IGBT (T2 или T3) выключится раньше, чем соответствующий

Таблица. Номенклатура выпускаемых 3-уровневых модулей IGBT

Тип модуля	$I_C @ 25^\circ\text{C}$, А	$V_{CE(sat)} @ 25^\circ\text{C}$, В	$E_{ON} + E_{OFF} @ 125^\circ\text{C}$, мДж	$R_{th(j-c)}$, °С/Вт	Схема MLI
SK 20MLI066	20	1,45	1,5	1,95	
SK 30MLI066	30	1,45	2,7	1,65	
SK 50MLI066	50	1,45	3,4	1,11	
SK 75MLI066	75	1,45	4,5	0,75	
SK 100MLI066	100	1,45	6,7	0,65	
SK 150MLI066	150	1,45	8,8	0,55	
SKM 150MLI066T	200	1,45	5,4	0,29	
SKM 200MLI066T	280	1,45	11	0,21	
SKM 300MLI066T	400	1,45	13,6	0,15	
SKiM 300MLI066HD	280	1,45		0,26	
SKiM 400MLI066HD	330	1,45		0,23	
SKiM 200MLI 12E4	256	1,8		0,2	
SKiM 300MLI 12E4	373	1,8		0,2	

Примечания: I_C — номинальный ток коллектора; $V_{CE(sat)}$ — напряжение насыщения; $E_{ON} + E_{OFF}$ — суммарная энергия потерь; $R_{th(j-c)}$ — тепловое сопротивление «кристалл-тепlostок»

«внешний» (Т1 или Т4), то он окажется под полным напряжением DC-шины V_{DC} . Если же оно окажется больше блокирующей способности IGBT, транзистор будет разрушен. Кроме того, сигналы управления затворами Т1 и Т3 (или Т2 и Т4 соответственно) должны быть инверсными. Для безопасной работы инвертора достаточно убедиться в том, что один IGBT будет гарантированно выключен, прежде чем другой будет включен. Существуют недопустимые коммутационные состояния, сочетание которых способно повредить полупроводниковые ключи. Их подробное описание приведено в работе [10].

Аварийные режимы

При работе 2-уровневых (2L) инверторов могут возникать аварийные состояния, при обнаружении которых следует немедленно отключить силовые транзисторы, чтобы предотвратить их отказ. В первую очередь, это перегрев, перегрузка по току, переход IGBT в линейный режим (выход из насыщения).

Любой из перечисленных сценариев также должен привести к быстрой остановке 3L преобразователя. Однако здесь необходимо обеспечить правильную последовательность отключения транзисторов: сперва блокируются «внешние» IGBT (Т1 или Т4), затем «внутренние» (Т2 или Т3). Соблюдение такого алгоритма позволяет исключить перегрузку полупроводниковых ключей по напряжению.

Мониторинг тепловой перегрузки или медленного нарастания нагрузки производится с помощью термосенсоров (NTC/PTC) и датчиков тока. В этом случае управляющий контроллер-супервизор имеет достаточно времени для реакции. Однако при резком увеличении тока (например, КЗ) и переходе IGBT в линейный режим отключение транзисторов должно произойти в течение не более чем 10 мкс.

Если «внешний» ключ (Т1 или Т4) выходит из насыщения, драйвер должен немедленно его блокировать, а спустя 1–3 мкс необходимо отключить и соответствующие «внутренние» транзисторы. Ситуация осложняется, когда из насыщения выходит внутренний ключ (Т2 или Т3). При обнаружении такого события драйвер должен иметь информацию о том, открыт или закрыт «внешний» IGBT. В первом случае его следует мгновенно блокировать, а спустя 1–3 мкс нужно выключить и «внутренний» IGBT. Во втором случае драйвер должен немедленно отключить «внутренний» транзистор. В обеих ситуациях схема управления затворами выдает сигнал ошибки, получив который, контроллер может блокировать и другие элементы преобразователя.

При прерывании тока из-за отключения IGBT или диода напряжение на полупроводниковом приборе начинает резко возрастать. Причиной этого является накопление энергии магнитного поля в распределенной индуктивности длинного или короткого контура коммутации. Величина накопленной энергии E пропорциональна L_S ($E = 0,5 \times L_S \times I^2$), как и амплитуда коммутационного перенапря-

жения ($dV = L_S \times di/dt$), которое добавляется к напряжению звена постоянного тока V_{DC} . Если сумма $V_{DC} + dV$ превысит блокирующую способность полупроводникового прибора, то он будет разрушен.

Поскольку для размещения элементов 3L инвертора требуется больше места, чем для элементов инвертора 2L, а цепь коммутации у 3L, содержит в 2 раза больше ключей, и ощущается длиннее, чем у 2L, то выше оказывается и величина паразитных индуктивностей. В первую очередь, это относится к «длинному» контуру коммутации (Т2/D5, D3/D4 или Т3/D6, D1/D2), которому надо уделять особое внимание при проектировании специализированных 3L модулей. Оптимизация конструкции позволяет существенно снизить величину распределенной индуктивности. Например, у SKiM4 MLI L_S будет составлять 28 нГн на ключ и примерно 60 нГн — на «длинный» контур.

Получить столь низкие значения при проектировании 3-уровневого инвертора на базе стандартных ключей невозможно. «Длинный» путь проходит, по меньшей мере, через три силовых модуля, что дает величину L_S около 200 нГн — это в три раза хуже, чем у SKiM 4. При условии, что величина di/dt неизменна, уровень коммутационного перенапряжения dV при использовании стандартных компонентов также будет в три раза выше. Поэтому использование специализированных 3L-модулей в любом случае является предпочтительным.

Если уровень перенапряжения превышает допустимое значение и нет возможности снизить его путем оптимизации конструкции (уменьшением длины соединений, использованием копланарных шин), то необходимо принять меры по ограничению dV на уровне полупроводниковых элементов.

Одним из возможных путей решения проблемы является установка снабберных конденсаторов между выводами DC+ и N, а также N и DC-. Снабберы со специальными полюсовыми выводами должны быть расположены как можно ближе к модулю, соответствующие рекомендации приведены в документе SEMIKRON AN-7006 [11].

Для ограничения коммутационных выбросов можно также использовать режим «активного ограничения», при котором энергия перенапряжения поглощается самим IGBT, переходящим в активную зону. Для этого между коллектором и затвором транзистора устанавливаются нескольких последовательно подключенных диодов-супрессоров (TVS), суммарное напряжение которых будет несколько ниже блокирующей способности IGBT. Однако этот способ имеет ряд существенных недостатков, из-за чего он, как правило, не рекомендуется для защиты низковольтных ключей.

Заключение

В последнее время 3L-преобразователи все активнее применяются в источниках бесперебойного питания (UPS) и солнечных энергетиче-

ских станциях, что обусловлено высокими требованиями к КПД и качеству выходного сигнала данных устройств. Снижение уровня гармонических искажений достигается путем повышения частоты коммутации f_{sw} , что, в свою очередь, ведет к росту динамических потерь. Многоуровневая схема позволяет при относительно низком значении f_{sw} решить эту проблему и, кроме того, снизить требования к синусоидальному фильтру, габариты и стоимость которого вносят существенный вклад в показатели всего изделия. Еще одним достоинством 3L-топологии является низкий уровень излучаемых электромагнитных шумов, что особенно важно для таких применений, как UPS.

В низковольтном диапазоне 3-уровневая схема предпочтительнее и с экономической точки зрения, поскольку общая стоимость трех 600-вольтных специализированных силовых ключей примерно на 25% ниже, чем трех стандартных полумостов 12-го класса. Кроме того, применение компонентов в конфигурации MLI упрощает конструкцию соединительных шин и всего инвертора.

Для разрешения проблем, связанных с вычислениями потерь 3-уровневого конвертера с фиксированной нейтралью, схема 3L NPC включена в программу теплового расчета SEMISEL.

Литература

1. How to Read a SEMIKRON 3-Level Datasheet SEMIKRON Application Note, AN 15-002.
2. Application Manual Power Semiconductors / A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann // 2nd edition. ISLE. Verlag. 2015
3. Numerical loss calculation and simulation tool for 3L NPC converter design / I. Staudt et al. // PCIM, Nuremberg. 2011.
4. Staudt I. 3L NPC & TNPC Topology / SEMIKRON Application Note. AN11001 – rev 05. Nuremberg. 2015.
5. Pluschke N., Grasshoff T. More efficiency for 3-level inverters / SEMIKRON International. 2009.
6. Holmes G., Lipo. Pulse width modulation for power converters: principle and practice. New York, Wiley, 2003.
7. Tomta G., Nielsen R. Analytical Equations for Three Level NPC Converters / 9th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE. 2001. Graz. 27 – 29 August.
8. Nabae A., Takahashi I., Akagi H. A new neutral-point clamped PWM inverter. / IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. IA-17, pp. 518–523. Sept./Oct. 1981.
9. Ikonen M., Laakkonen O., Kettunen M. Two-Level and Three-Level Converter Comparison in Wind Power Application / www.elkraft.ntnu.no/smola2005/Topics/15.pdf
10. Колпаков А. Трехуровневые инверторы: теория и практика // Силовая электроника. 2014. № 5.
11. IGBT Peak Voltage Measurement And Snubber Capacitor Specification / SEMIKRON Application. Note AN-7006.