

# 3-уровневые преобразователи: инструкция по эксплуатации

Данное руководство посвящено особенностям работы трехуровневой схемы с фиксированной нейтралью 3L NPC (3-level Neutral Point Clamped). Рассмотрен принцип работы преобразователя, требования к его конструкции, а также преимущества и недостатки 3L-топологии по отношению к традиционному инвертору.

Главным достоинством топологии 3L NPC является низкий коэффициент гармоник выходного тока, что дает возможность существенно упростить выходной фильтр или вообще отказаться от него. Кроме того, в трехуровневой схеме транзисторы и диоды работают при половинном напряжении DC-шины, что при питании от промышленной сети 380 В позволяет использовать ключи 6-го класса (вместо 1200-В), отличающиеся меньшим уровнем потерь и большей плотностью тока.

Инго Стаудт (Ingo Staudt)

Перевод и комментарии:  
Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Принцип работы многоуровневой схемы прост: модули или инверторные ячейки соединяются последовательно, за счет этого напряжение питания устройства может быть выше рабочего напряжения отдельных ключей. Подобное решение позволяет формировать «многоступенчатый» выходной сигнал, снизить уровень гармонических искажений и отказаться от дорогостоящих и громоздких выходных фильтров. Очевидно, что все силовые ключи при этом должны управляться гальванически изолированными сигналами.

Типовая схема одной стойки 3L-инвертора приведена на рис. 1. В классическом преобразователе выходное напряжение может принимать только два

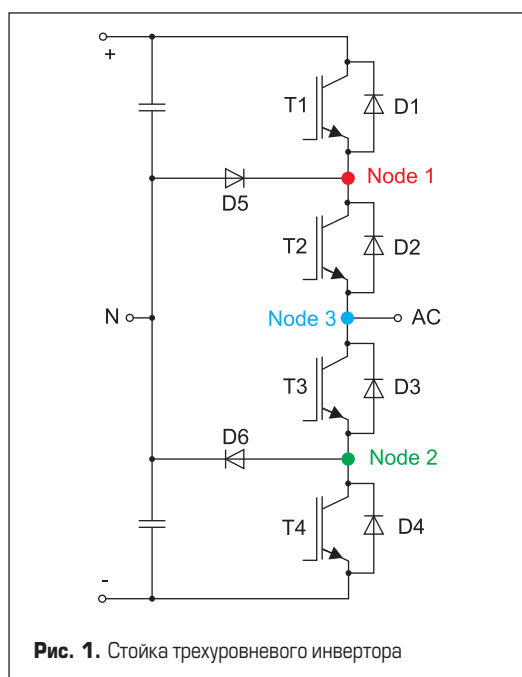


Рис. 1. Стойка трехуровневого инвертора

значения, равных по амплитуде:  $-V_{DC}$  или  $+V_{DC}$ . Инвертор 3L формирует сигнал, каждая из полуволн которого состоит из трех ступеней (0,  $V_{DC}/2$ ,  $V_{DC}$ ). Потери проводимости трехуровневой схемы несколько выше, чем у двухуровневой. Тем не менее существенное снижение потерь переключения позволяет уменьшить общее значение рассеиваемой мощности примерно на 40%, и это достоинство особенно ярко проявляется на высоких частотах коммутации.

Схема 3L содержит 10 полупроводниковых элементов на фазу (рис. 1): четыре IGBT (T1–T4), четыре антипараллельных диода (D1–D4) и два фиксирующих диода (D5, D6). Напомним, что в фазе 2L-инвертора работает только четыре ключа. Каждая стойка преобразователя подключается к AC-терминалу и DC-шине, состоящей из цепей DC+, DC- и нейтрали (N). Звено постоянного тока 3L-инвертора разделено на две симметричные последовательные секции; верхняя половина подключена к цепям DC+ и N, нижняя — к N и DC-. В трехуровневой схеме в каждом из возможных путей протекания тока участвует два последовательно включенных полупроводниковых ключа. В результате данная топология позволяет использовать IGBT с меньшим блокирующим напряжением или, соответственно, в два раза повысить рабочее напряжение.

## Сравнительные характеристики 2L- и 3L-топологии

Разница между трехуровневым и классическим инвертором состоит не только в количестве используемых силовых ключей. В 2L-преобразователе транзисторы подключают AC-выход поочередно к выводам звена постоянного тока, соответственно, выходное напряжение состоит из двух уровней, равных DC+ и DC-. Коммутация выходов 3L-инвертора производится между потенциалами DC+, DC- и N,

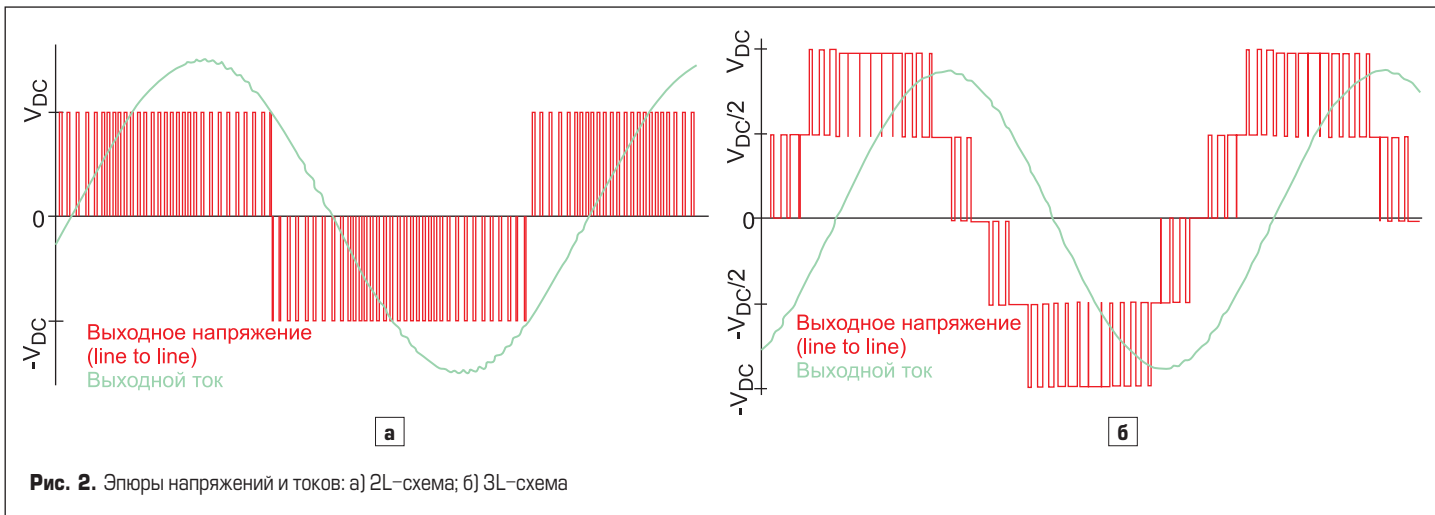


Рис. 2. Эпюры напряжений и токов: а) 2L-схема; б) 3L-схема

в результате формируется напряжение, содержащее три уровня, как показано на рис. 2б. Благодаря этому 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.

При сравнении двух- и трехуровневой схем следует отметить следующие основные факторы:

- Для достижения одинакового уровня THD в 3L-схеме можно использовать меньшую рабочую частоту  $F_{sw}$ , и за счет этого снизить величину динамических потерь.
- Соответственно, при работе на одинаковой частоте трехуровневая схема имеет существенно меньший коэффициент гармоник, что уменьшает требования к выходному фильтру.
- В цепях протекания тока 3L-инвертора используется удвоенное количество транзисторов, что обуславливает более высокий уровень потерь проводимости. Требуется более сложный алгоритм управления и бо-

лее мощный источник для питания драйверов.

- В трехуровневой схеме используются транзисторы с меньшим блокирующим напряжением. Например, вместо IGBT 12-го класса можно применить 600-В ключ с низким уровнем потерь и гораздо более высокой плотностью тока.

**Алгоритм управления**

Алгоритмы управления 3L-схемой намного сложнее, чем у обычного двухуровневого преобразователя, в котором верхний и нижний IGBT в стойке всегда включают-ся инверсно. У 3L-схемы длительность открытого состояния определенных ключей (T2 и T3) зависит от величины  $\cos\phi$  (вплоть до полупериода, когда  $\cos\phi = 1$ ). Количество возможных состояний (для обычного инвертора их четыре: 0/0, 0/1, 1/0, 1/1) в этом случае увеличивается до 16. Некоторые из них являются допустимыми, некоторые — опасными, а ряд состояний может привести к от-казу ключей (табл. 1).

Допустимые состояния:

- все IGBT закрыты, конвертер выключен;
- T2 или T3 включаются по одному;
- два непосредственно соединенных IGBT открыты (T1/T2, T2/T3, T3/T4).

Потенциально опасные состояния:

- T1 или T4 включаются по одному или вместе;
- включаются два не связанных непосредственно IGBT (T1/T3 или T2/T4).

Последствия от возникновения этих событий зависят от состояния ключей в других фазах.

Деструктивные состояния:

- открываются три непосредственно соединенных IGBT (T1/T2/T3 → замыкание верхней половины DC-шины, T2/T3/T4 → замыкание нижней половины DC-шины);
- открываются три не связанных непосредственно IGBT (T1/T2/T4 → полное DC-напряжение прикладывается к T3, T1/T3/T4 → полное DC-напряжение прикладывается к T2);
- открываются все четыре IGBT → замыкание DC+, DC- и N цепей.

Таблица 1. Коммутационные состояния 3L-инвертора

Состояние	Допустимое					Потенциально опасное					Деструктивное					
	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	
T1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1
T2	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
T3	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1
T4	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1

**Коммутационные циклы и пути протекания тока**

На рис. 3 показаны эпюры синусоидального напряжения (красная) и тока (синяя) при работе инвертора на индуктивную нагрузку. Когда  $\cos\phi = 1$  (нет фазового сдвига), ток и напряжение синфазны, при этом активны рабочие зоны 1 и 3; если  $\cos\phi = -1$  (фазовый сдвиг 180°), активными являются рабочие зоны 2 и 4.

Когда  $\cos\phi$  находится в диапазоне от -1 до 1, фазовый угол изменяется соответственно, и он определяет временные характеристики четырех рабочих зон. Коммутационные состояния и пути протекания тока для всех случаев перечислены ниже:

- Ток и напряжение больше 0 ( $V > 0, I > 0$ ):  
2L: TTOP ↔ DBOT;  
3L: T1/T2 ↔ D5/T2 (короткий путь коммутации).
- Напряжение меньше, а ток больше 0 ( $V < 0, I > 0$ ):  
2L: TTOP ↔ DBOT;

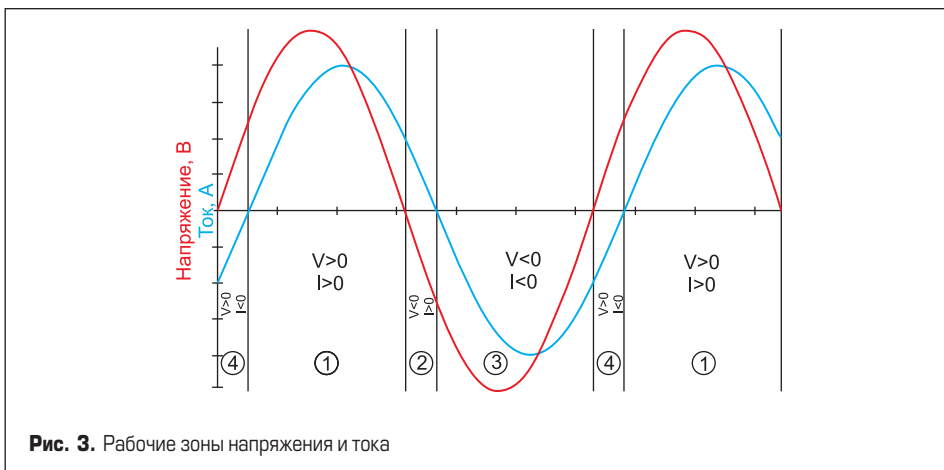


Рис. 3. Рабочие зоны напряжения и тока

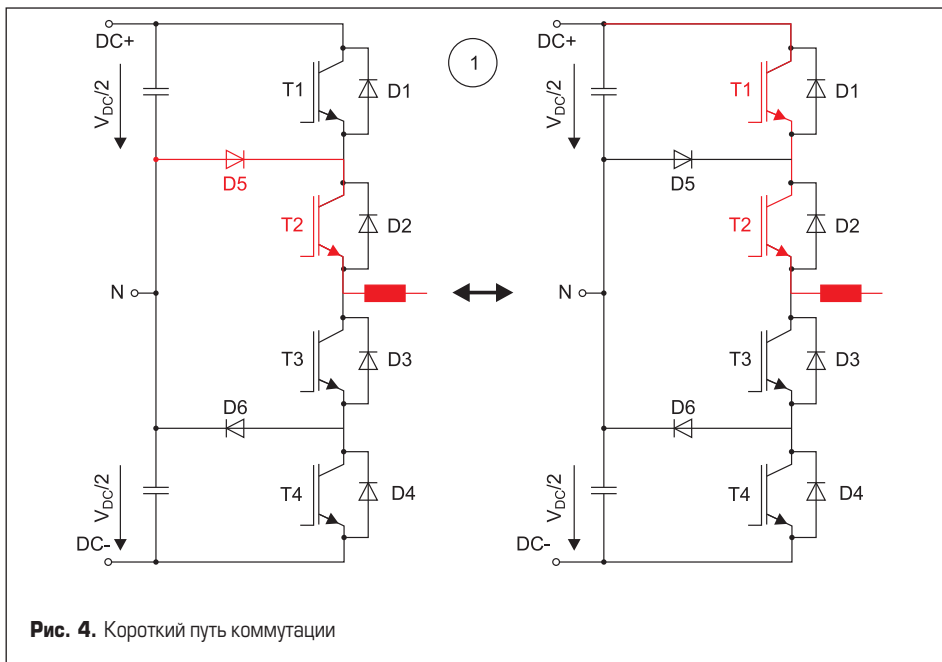


Рис. 4. Короткий путь коммутации

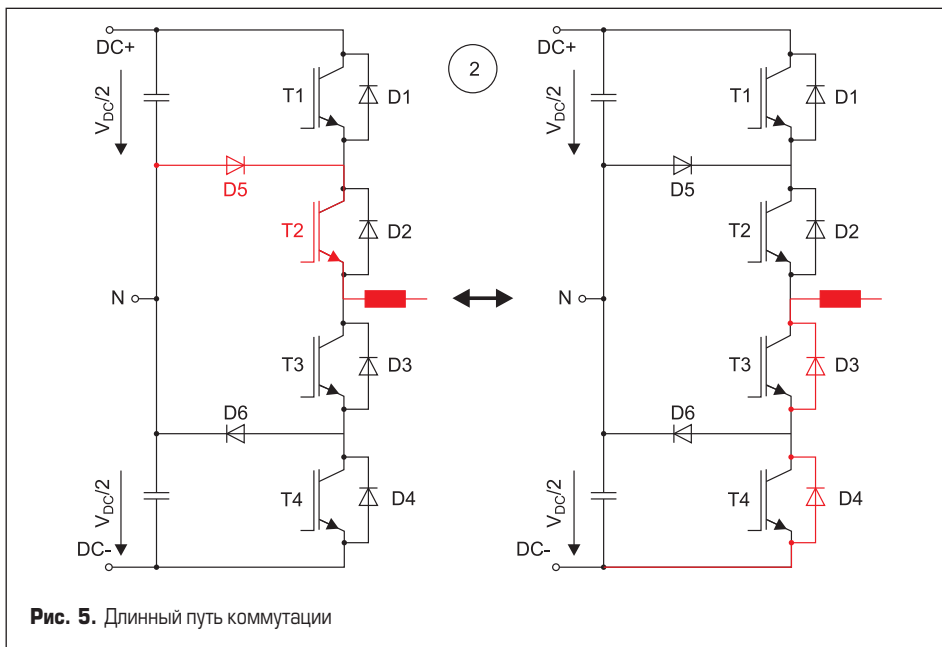


Рис. 5. Длинный путь коммутации

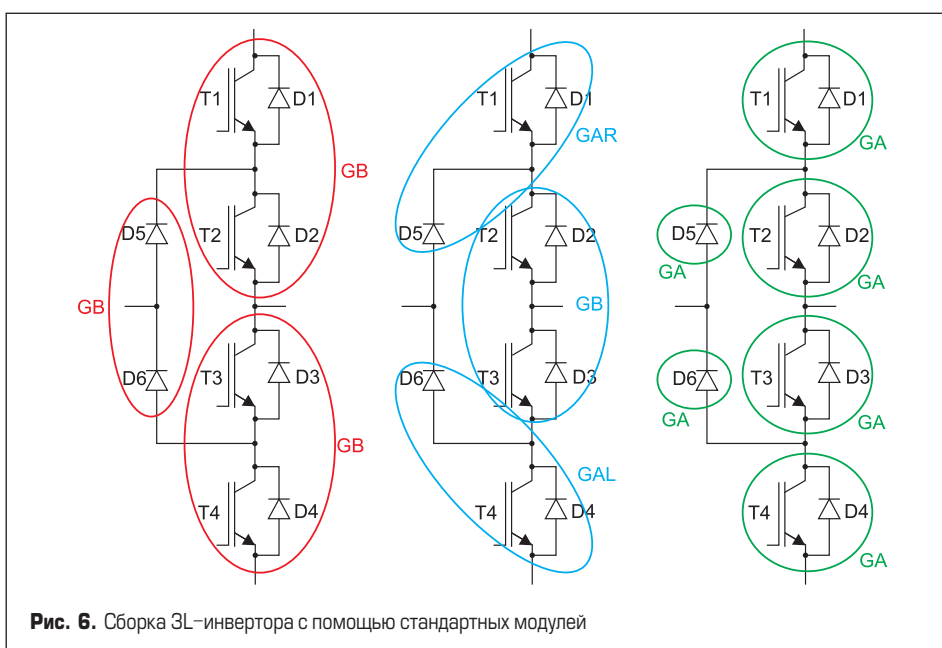


Рис. 6. Сборка 3L-инвертора с помощью стандартных модулей

3L: D5/T2↔D3/D4

(длинный путь коммутации).

- Ток и напряжение меньше 0 ( $V < 0, I < 0$ ):

2L: TVOT↔DTOP;

3L: T3/T4↔T3/D6

(короткий путь коммутации).

- Напряжение больше, а ток меньше 0 ( $V > 0, I < 0$ ):

2L: TVOT↔DTOP;

3L: T3/D6↔D1/D2

(длинный путь коммутации).

Если в «коротком» цикле работает только один из двух активных ключей (например,  $T1 \leftrightarrow D5$ ), ток через другие активные полупроводники не меняется (например, T2). В «длинном» пути (например,  $D5/T2 \leftrightarrow D3/D4$ ) будет изменяться состояние обоих ключей. Термины «короткий/длинный путь», по сути, означают геометрическую длину цепи протекания тока. При этом «короткая» коммутация происходит в верхней или нижней половине 3L-стойки, а ток «длинной» цепи протекает от верхней до нижней половины (или наоборот).

Короткий цикл коммутации (рис. 4) в верхней половине фазы (полупроводники 1, 2 и 5) замыкается между T1 и D5; ток течет от шины DC+ через T1 и T2 к AC-терминалу, пока транзистор T1 открыт. Когда он закрывается, ток перенаправляется в фиксирующий диод D5; он течет из цепи N через D5 и T2 к AC-выходу. При этом T2 открыт постоянно, и выходной ток имеет положительное направление.

Длинная цепь коммутации для положительного выходного тока (рис. 5) замыкается между D5/T2 в верхней половине стойки и D3/D4 в нижней половине, то есть проходит через все ключи.

### Концепция 3L-модуля

При разработке 3L-модуля основное внимание следует уделять «длинному» пути, который имеет наибольшую распределенную индуктивность  $L_S$ . При выключении тока нагрузки, текущего по индуктивной цепи, образуется всплеск напряжения, амплитуда которого пропорциональна скорости выключения  $di/dt$  и величине  $L_S$ . Для того, чтобы это не привело к повреждению модуля, сумма амплитуды коммутационного выброса и напряжения питания должна быть меньше блокирующей способности силового ключа. Это может быть достигнуто за счет снижения напряжения DC-шины или путем минимизации паразитной индуктивности цепи коммутации. Очевидно, что уменьшение  $L_S$  является главной задачей разработчиков специализированных модулей, поскольку это позволяет работать при большем значении  $V_{DC}$  и, следовательно, максимально использовать их мощностные характеристики.

Теоретически 3L-инвертор может быть спроектирован с использованием стандартных полумостовых модулей, как показано на рис. 6. Сложность такой сборки заключается в необходимости применения специальных шин для промежуточных соединений, что неизбежно ведет к появлению длинных, некомпланарных цепей с высокой индуктивностью.

Таблица 2. Мощностные характеристики модулей SKiM 4 MLI

Тип модуля	$V_{CES}$ , В	$V_{DStaxH}$ , В	$V_{AStaxH}$ , В	$I_{Cном}$ , А	$P_{out,ном}$ , кВт
SKiM 400MLI 066HD	650	800	480	600	250
SKiM 300MLI 12E4	1200	1500	1000	300	260

Следствием этого является высокий уровень коммутационных перенапряжений. Решением данной проблемы является разработка специализированного модуля, кристаллы в котором соединены в соответствии с 3L-топологией, а положение силовых терминалов позволяет подключать их с помощью простых плоскопараллельных шин.

Следует также учесть, что проектирование более мощных ключей требует применения чипов с большей активной площадью, что, в свою очередь, также ведет к увеличению паразитных индуктивностей цепей и, следовательно, к ограничению выходного тока. Повышение токовых характеристик может быть достигнуто и с помощью параллельного соединения маломощных модулей, что, однако, усложняет устройство управления.

Компанией SEMIKRON разработана серия специализированных модулей MLI, выполненных в соответствии с 3L-топологией. Компоненты семейства MLI доступны в четырех конструктивах: SEMITOP (миниатюрные с паяным подключением), MiniSKiIP (миниатюрные с пружинными контактами), SEMITRANS (стандартные 62-мм с винтовыми терминалами), SKiM («безбазовые» модули прижимного типа). Для построения инверторов в диапазоне до 100 кВт предлагаются модули в корпусах SEMITOP и MiniSKiIP, отличающиеся способом подключения. Штыревые

выводы компонентов серии SEMITOP соединяются с интерфейсной платой методом пайки. Особенностью конструкции MiniSKiIP является использование пружинных контактов для силовых и сигнальных подключений. Установка MiniSKiIP и соединение их выводов с интерфейсной платой производится одним винтом за одну технологическую операцию, что обеспечивает предельную простоту сборки и обслуживания изделия.

Для реализации инверторов 3L NPC в модулях MLI применены специальные чипы IGBT и диоды с блокирующей способностью 650 В. Это позволяет работать при напряжении DC-шины до 900 В, что необходимо для проектирования устройств, рассчитанных на рынок Северной Америки со стандартом сети 3×480 В.

Для систем более высокой мощности выпускаются модули в конструктивах SKiM и SEMITRANS, имеющие рабочий ток в диапазоне 150–600 А. Силовые ключи 12-го класса семейства SKiM с током  $I_{Cном}$  до 300 А (табл. 1) ориентированы на использование в инверторах с выходной мощностью до 260 кВт (табл. 2).

Трехуровневый инвертор на модулях 12-го класса способен обеспечить выходное напряжение до 1000 В, что является еще одним важным преимуществом 3L-топологии. Таким образом, с помощью специализированных

модулей на стандартных низковольтных чипах можно не только получить удвоенное напряжение, но и сформировать близкое к синусоидальному напряжение, а также упростить выходной фильтр.

### Управление трехуровневой схемой

Простейшим способом формирования импульсов управления IGBT в плече 3L-инвертора является сравнение двух симметричных относительно 0 опорных треугольных напряжений с синусоидой, как показано на рис. 7. Данный принцип генерации ШИМ-сигнала носит название PD (Phase Disposition). В то время как «внешние» транзисторы T1 и T4 коммутируют ток в активной фазе, «внутренние» IGBT (T2, T3) могут постоянно находиться во включенном состоянии. В зависимости от угла проводимости это состояние может продолжаться вплоть до полупериода синусоиды (180°).

При запуске 3L-инвертора, когда все ключи закрыты, один из «внутренних» IGBT может быть включен первым (T2 для положительного выходного сигнала). Спустя короткий промежуток времени (T2 полностью включен) импульс управления подается на T1. Для выключения используется обратная последовательность, причем перед открытием T2 необходимо убедиться, что T1 полностью закрыт. Это может обеспечиваться выключением T2 на короткое время (1–3 мкс) после подачи запирающего сигнала на T1. Подобная функция (Interlock), необходимая для исключения сквозного тока, является стандартной для 2L-драйверов SEMIKRON.

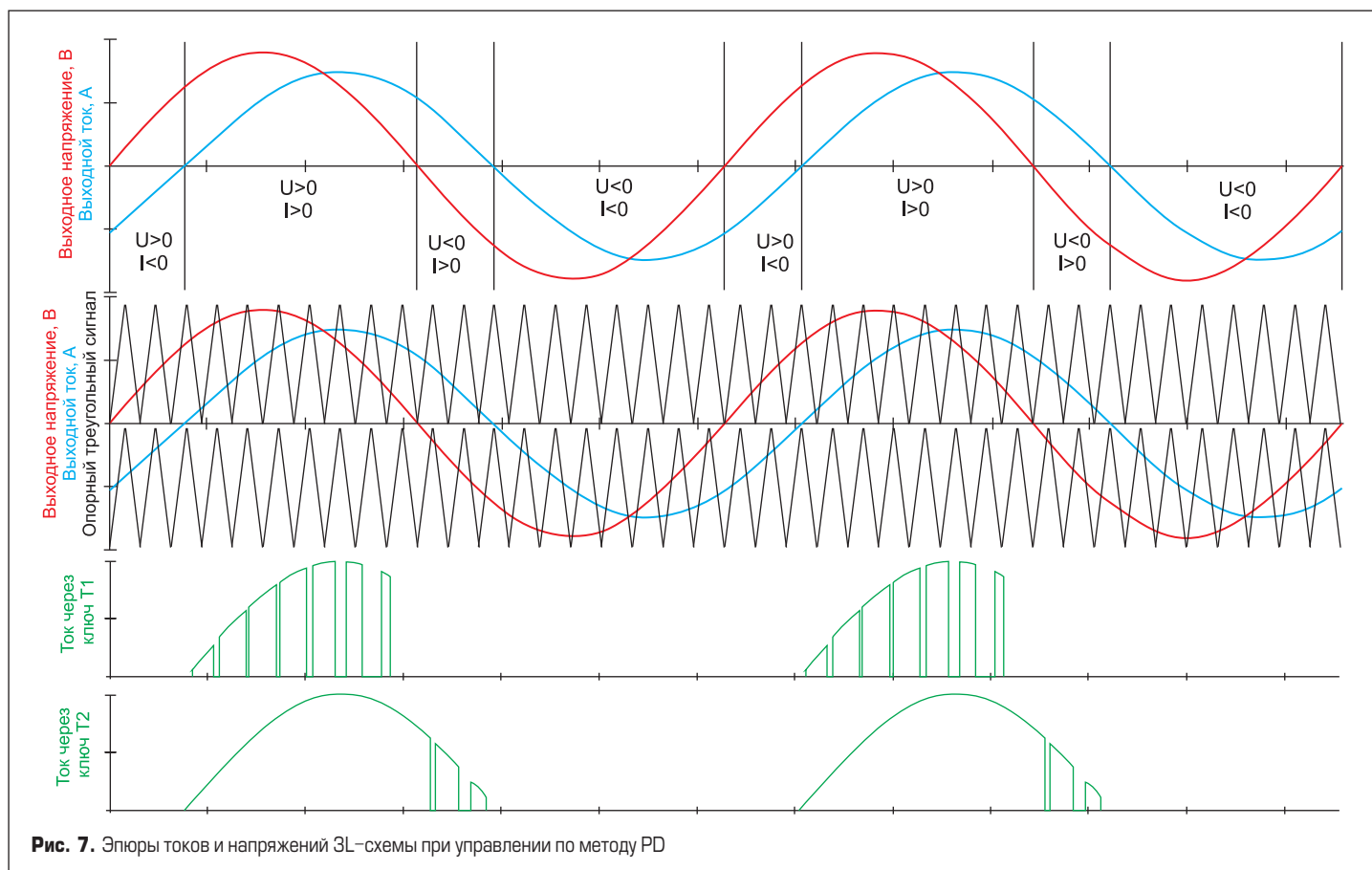


Рис. 7. Элюры токов и напряжений 3L-схемы при управлении по методу PD

Если «внутренние» IGBT (T2 или T3) выключаются перед соответствующими «внешними» IGBT (T1 или T4), «внутренние» ключи могут оказаться под полным напряжением DC-шины. При недостаточной блокирующей способности транзисторов они будут пробить.

Кроме того, сигналы, подаваемые на затворы транзисторов T1 и T3 (T2 и T4, соответственно), являются инверсными. Схема управления должна гарантировать выключение одного IGBT перед включением второго. В таблице 1 указаны коммутационные состояния, которые могут привести к выходу транзисторов из строя, они должны быть исключены при выборе алгоритма управления.

В классическом двухуровневом инверторе также существует ряд состояний, при которых силовые транзисторы должны быть немедленно выключены:

- перегрев;
- перегрузка по току;
- короткое замыкание нагрузки (выход транзисторов из насыщения).

Любое из этих событий должно быть предотвращено и в 3L-схеме, однако в ней необходимо соблюдать определенную последовательность запираания IGBT. Первыми должны отключаться «внешние» транзисторы (T1 или T4), и только потом — «внутренние» (T2 или T3), что необходимо для исключения пробоя по напряжению.

Перегрев или медленное нарастание тока нагрузки не требуют мгновенной реакции схемы защиты, они детектируются NTC/PTC-термодатчиками и токовым сенсором и предотвращаются управляющим контроллером. Ток КЗ, приводящий к выходу IGBT из насыщения (Desaturation), должен быть прерван в течение 10 мкс (6 мкс для тонкопленочных транзисторов), что является функцией драйвера затворов. Когда один из внешних IGBT (T1 или T2) переходит в линейный режим, его необходимо отключить мгновенно, а через 1–3 мкс следует закрыть и внутренние транзисторы (T3, T4).

Реализация алгоритма усложняется, если из насыщения первыми выходят T2 или T3: когда драйвер детектирует состояние DESAT, он должен одновременно получить информацию о состоянии соответствующего «внешнего» ключа. Если он открыт, то выключение должно происходить мгновенно; далее, после паузы 1–3 мкс, драйвер должен закрыть и «внутренний» транзистор. В противном случае «внутренний» IGBT запирается сразу после определения неисправности.

При наступлении любого аварийного состояния драйвер формирует сигнал неисправности, используемый контроллером для отключения всех остальных IGBT и перевода конвертера в безопасное состояние.

### Защита от перенапряжения

При прерывании тока в любой цепи 3L-инвертора (при отключении IGBT или диода) напряжение на этом участке начинает расти. Перенапряжение возникает вследствие нако-

пления энергии в распределенной индуктивности длинного или короткого пути протекания тока.

Величина запасенной энергии пропорциональна квадрату тока и величине  $L_S$  в соответствии с выражением  $E = (L_S \times I^2)/2$ . Коммутационный всплеск, амплитуда которого зависит от индуктивности и скорости выключения ( $V_{ovl} = L_S \times di/dt$ ), добавляется к напряжению DC-шины. Получившееся суммарное значение  $V_{DC} + V_{ovl}$  может превысить величину блокирующего напряжения ключа, что приведет к его пробую.

Поскольку длина коммутационных цепей 3L-инвертора больше, чем у 2L, соответственно, выше и значение их распределенных индуктивностей. В первую очередь это относится к «длинным» путям (T2/D55D3/D4 или T3/D66D1/D2), что необходимо учитывать при разработке специализированных ключей. Эта задача была решена при проектировании модулей SKiM MLI, параметр  $L_S$  для которых составил 28 нГн на ключ и 60 нГн для «длинного» пути. При разработке трехуровневого инвертора на основе стандартных полумостовых компонентов индуктивность «длинной» цепи (и, соответственно, уровень перенапряжения) получается не менее 200 нГн, т. е. в три раза больше.

Если уровень перенапряжения остается критичным, его необходимо снижать с помощью снабберов или схем активного ограничения. Снабберные конденсаторы подключаются между цепями DC+ и N, и, соответственно, N и DC-, они должны располагаться предельно близко к терминалам модуля.

Еще одним известным способом уменьшения амплитуды коммутационных выбросов является активное ограничение (рис. 8). Схема состоит из нескольких последовательных супрессоров, подключенных между коллектором и затвором IGBT, при этом их суммарное напряжение должно быть немного ниже блокирующей способности транзистора. Если коммутационный всплеск сигнала, образующийся при выключении IGBT, превышает суммарное напряжение супрессоров, они начинают проводить ток, открывая транзистор. При этом он переходит в линейный режим, принимая на себя энергию паразитной индуктивности до тех пор, пока  $L_S$  полностью не разрядится. Недостатком данного метода является рассеяние большой мощности на проводящем ключе и возможность возникновения дребзга после его запираания.

### Расчет потерь 3L-инвертора

Вычисление температуры перегрева кристаллов 3L-схемы производится в несколько этапов. В первую очередь определяется среднее  $I_{av}$  и среднеквадратичное  $I_{rms}$  значения тока каждого IGBT и диода. На основе этих величин осуществляется расчет статических и динамических потерь, полученные данные используются для определения температуры радиатора, корпуса модуля, кристаллов.

Общие принципы анализа мощности потерь и тепловых режимов для 2L- и 3L-устройств

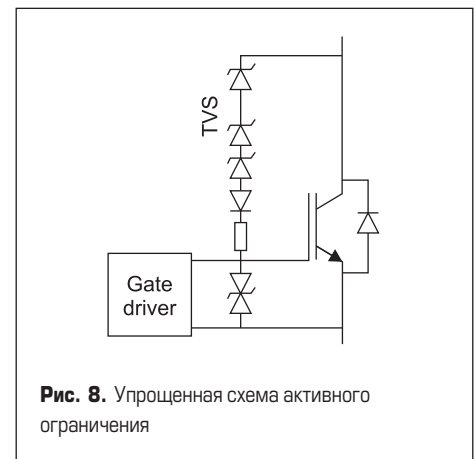


Рис. 8. Упрощенная схема активного ограничения

одинаковы, различия касаются методик расчета токов кристаллов. Каждое фазное плечо трехуровневой схемы содержит 10 ключей (четыре последовательно соединенных IGBT с антипараллельными диодами + два фиксирующих диода), в то время как классический полумост состоит из четырех ключей. Следствием этого является большее количество коммутационных режимов для каждого полупроводника и более сложные пути прохождения тока.

Основные выражения для расчета среднего (avg) и эффективного (rms) значения тока показаны ниже:

$$I_{avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} DC(\omega t) \times I_{pk} \times \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t);$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} DC(\omega t) \times I_{pk}^2 \times \sin^2(\omega t - \varphi) d(\omega t)}.$$

В таблице 3 приведены формулы для расчета статических и динамических потерь каждого из 10 ключей с учетом коэффициента заполнения управляющих импульсов и фазового угла.

Приведенные выше формулы справедливы для коэффициента модуляции  $M = 0 \dots 1$ , который связан с напряжением DC-шины и выходным rms-сигналом следующим соотношением:

$$M = \sqrt{2} V_{rms} / \sqrt{3} V_{DC}.$$

Типовые значения  $K_V$ ,  $K_p$ ,  $G_1$  для IGBT и диодов модулей MLI SEMIKRON показаны в таблице 4.

Возможность теплового расчета 3L-инвертора включена в новую версию 4.0 программы теплового расчета SemiSel. Благодаря использованию метода численной аппроксимации и разработке экспериментальных трехмерных тепловых моделей компонентов, программа позволяет проводить быстрый и точный анализ тепловых характеристик практически всех используемых в силовой электронике схем. Важным отличием SemiSel от аналогичных средств вычисления является возможность оптимизации параметров системы охлаждения и расчета переменных параметров рабочего цикла (рис. 9).

Программа может быть использована для анализа основных конфигураций схем в ре-

**Таблица 3.** Основные формулы для расчета потерь проводимости и переключения 3L-инверторов

IGBT (T1/T4)	$P_{cond} = \frac{M\bar{I}}{12\pi} \times \{3V_{ce0} \times [(\pi - \varphi) \times \cos \varphi + \sin \varphi] + 2r_{ce} \bar{I} \times [1 + \cos \varphi]^2\}$
	$P_{sw} = f_{sw} \times E_{sw} \left( \frac{\bar{I}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \times \left( \frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \times \frac{1}{2\pi} [1 + \cos \varphi] \times G_I$
IGBT (T2/T3)	$P_{cond} = \frac{\bar{I}}{12\pi} \times \{V_{ce0} \times [12 + 3M(\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) + r_{ce} \bar{I} \times [3\pi - 2M(1 - \cos \varphi)^2]]\}$
	$P_{sw} = f_{sw} \times E_{sw} \left( \frac{\bar{I}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \times \left( \frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \times \frac{1}{2\pi} [1 - \cos \varphi] \times G_I$
Диоды (D5/D6)	$P_{cond} = \frac{\bar{I}}{12\pi} \times \{V_{f0} \times [12 + 3M((2\varphi - \pi) \cos \varphi - 2 \sin \varphi) + r_f \bar{I} \times [3\pi - 4M(1 + \cos^2 \varphi)]]\}$
	$P_{sw} = f_{sw} \times E_{sw} \left( \frac{\bar{I}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \times \left( \frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \times \frac{1}{2\pi} [1 + \cos \varphi] \times G_I$
Диоды (D1/D4)	$P_{cond} = \frac{M\bar{I}}{12\pi} \times \{3V_{f0} \times [-\varphi \cos \varphi + \sin \varphi] + 2r_f \bar{I} \times [1 - \cos \varphi]^2\}$
	$P_{sw} = f_{sw} \times E_{sw} \left( \frac{\bar{I}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \times \left( \frac{V_{CC}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \times \frac{1}{2\pi} [1 - \cos \varphi] \times G_I$
Диоды (D2/D3)	$P_{cond} = \frac{M\bar{I}}{12\pi} \times \{3V_{f0} \times [-\varphi \cos \varphi + \sin \varphi] + 2r_f \bar{I} \times [1 - \cos \varphi]^2\}$
	$P_{sw} = 0$

альных условиях эксплуатации, она способна помочь разработчику практически на всех этапах проектирования от формирования технического задания. SemiSel предлагает пользователю несколько режимов работы, включающих тепловое моделирование, выбор силового ключа (Device Proposal), готовой сборки (StackSel), устройства управления (DriverSel). Самым важным этапом проектирования является расчет потерь мощности и температуры перегрева, в интернет-версии он носит название Step by Step Design. Дистрибутив програм-

мы можно получить в центре технической поддержки SEMIKRON.

### Заключение

Концепция трехуровневого преобразователя, несмотря на кажущуюся сложность, имеет очевидные технические преимущества в высокочастотных схемах и в преобразователях с высокими требованиями к качеству выходного сигнала. В последнее время преобразователи 3L NPC стали все более актив-

**Таблица 4.** Коэффициенты для расчета потерь 3L-инвертора

Коэффициент	IGBT	FWD
$K_v$	1,4	0,6
$K_i$	1	0,6
$G_I$	1	1,15

но применяться в источниках бесперебойного питания (UPS) и солнечных энергетических станциях, что вызвано высокими требованиями по КПД и качеству выходного сигнала данных устройств. Снижение уровня гармонических искажений достигается за счет увеличения 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, уменьшить 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.

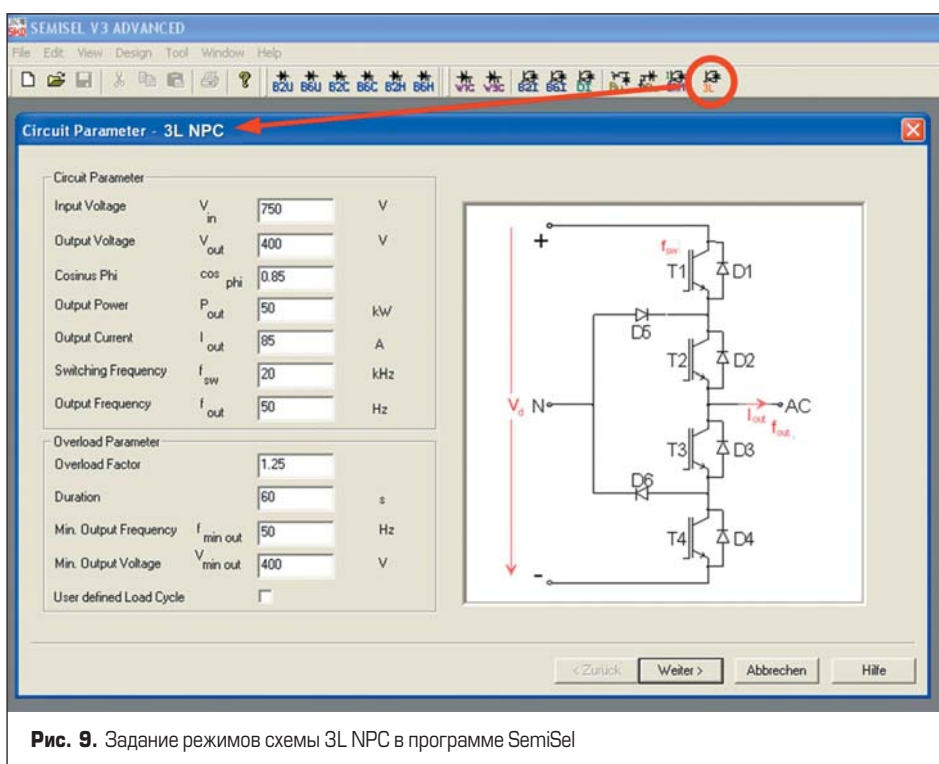
Поскольку в цепи коммутации трехуровневой схемы участвуют четыре полупроводниковых ключа, потери проводимости данной схемы несколько выше, чем у традиционной двухуровневой. Однако существенное снижение потерь переключения позволяет уменьшить общее значение рассеиваемой мощности примерно на 40%, и это достоинство особенно ярко проявляется на высоких частотах коммутации.

В низковольтном диапазоне применительно к таким устройствам, как UPS, трехуровневая схема оказывается предпочтительнее и с экономической точки зрения, поскольку общая стоимость 600-В 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 решения проблем, связанных с вычислениями потерь трехуровневого конвертера с фиксированной нейтралью, схема 3L NPC включена в программу теплового расчета SemiSel.

### Литература

1. [www.SEMIKRON.com](http://www.SEMIKRON.com)
2. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T. Applikationshandbuch Leistungshalbleiter // ISLE Verlag. 2010.
3. Lamp J. IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification. Application Note AN-7006. SEMIKRON.
4. Staudt I., Wintrich A., Haddad K., Cardi V. Numerical loss calculation and simulation tool for 3L NPC converter design // PCIM Nuremberg, 2011.
5. Sprenger M., Alvarez R., Staudt I., Bernet S. Characterization of a new 1.2kV IGBT 3L-NPC Phase-leg module for low voltage applications // EPE. 2011.



**Рис. 9.** Задание режимов схемы 3L NPC в программе SemiSel