

Алгоритмы управления

многоуровневыми преобразователями

Силовая электроника остается, возможно, одной из последних областей техники, где новые схемные решения еще долго будут востребованными, несмотря на кажущуюся простоту конфигураций силовых каскадов. Использование схемотехнических приемов при проектировании мощных преобразователей до сих пор позволяет создавать устройства с принципиально новыми возможностями. Среди наиболее интересных схемных задач в силовой преобразовательной технике — последовательное соединение силовых модулей и каскадов, построенных на их основе. Многоуровневая топология дает возможность применять ключи с рабочим напряжением 1200/1700 В в высоковольтных конвертерах, необходимых на транспорте и в энергетике. Кроме того, увеличение выходной мощности за счет повышения напряжения является, пожалуй, единственным решением для сверхмощных применений, когда исчерпаны возможности параллельного соединения, и токовая нагрузка на соединительные шины становится недопустимо высокой.

(По материалам "Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications", Technische Universität Berlin, 2007)

Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Евгений Карташев

EKartashev@elprib.ru

Введение

Ветроэнергетика — одна из наиболее интересных отраслей техники, в которой используются мощные высоковольтные преобразователи. Этот раздел силовой электроники является приоритетным направлением деятельности дизайнерского центра фирмы SEMIKRON, который более 30 лет занимается проектированием и производством преобразователей для альтернативных источников энергии.

Конвертеры ветроэнергетических установок (ВЭУ), построенные на основе модулей SKiP SEMIKRON, преобразуют сейчас более 44 ГВт энергии. При этом общая мощность всех введенных в действие ветряных станций составляет сегодня около 94 ГВт (по данным BTM Consult ApS, 03/2008). Общая тенденция повышения мощности и изменения архитектуры ВЭУ показана на рис. 1. Как демонстрирует график,

увеличение мощности неизбежно приводит к одновременному повышению напряжения сети, что обусловлено необходимостью снижения токовых нагрузок на линии электропередачи. Вот почему в современных энергетических установках вместо низковольтного диапазона напряжения LV (Low Voltage) стали использовать диапазон средних и высоких напряжений MV (Medium Voltage).

На первый взгляд, для создания MV-конвертеров рациональнее всего использовать высоковольтные силовые ключи, предлагаемые рядом фирм, наиболее известны из которых Mitsubishi и EUPEC/Infineon. В настоящее время производятся модули IGBT с рабочим напряжением 3,3; 4,5 и 6,5 кВ. В разработке находятся ключи, рассчитанные на 10 кВ. Компания ABB выпускает высоковольтные модули IGCT (Insulated Gate Controlled Thyristor) и преобразователи на их основе. Однако, по мнению инженеров SEMIKRON, такие решения, несмотря на кажущуюся схемную простоту, малоэффективны с экономической и технической точек зрения. Этому же мнению придерживается и главный технический специалист компании Деян Шрайбер [1], на счету которого десятки действующих разработок и патентов в области ветроэнергетики.

Основные недостатки преобразователей, построенных на высоковольтных ключах, это:

- высокая стоимость;
- сложность обслуживания;
- отсутствие единых стандартов;
- небольшое количество производителей, сложность поиска замены;
- низкий КПД.

Сказанное подтверждается диаграммами (рис. 2), позволяющими сравнить КПД преобразователей, построенных на силовых ключах трех классов напряжения (1700, 3300, 6500 В). В анализируемых модулях используются кристаллы, имеющие одинаковую сум-

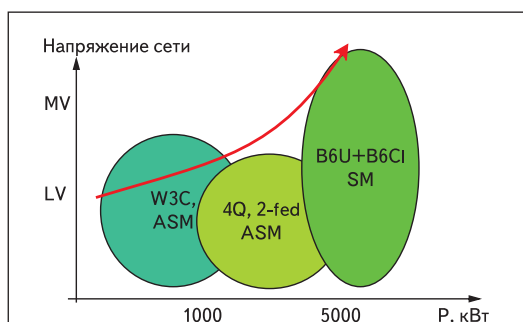


Рис. 1. Тенденции развития ВЭУ: W3C ASM — асинхронный генератор с управляемым выпрямителем; 4Q 2-fed ASM — асинхронный генератор с двойным питанием и 4-квadrантным преобразователем; B6U+B6CI SM — синхронный генератор с выпрямителем и инвертором

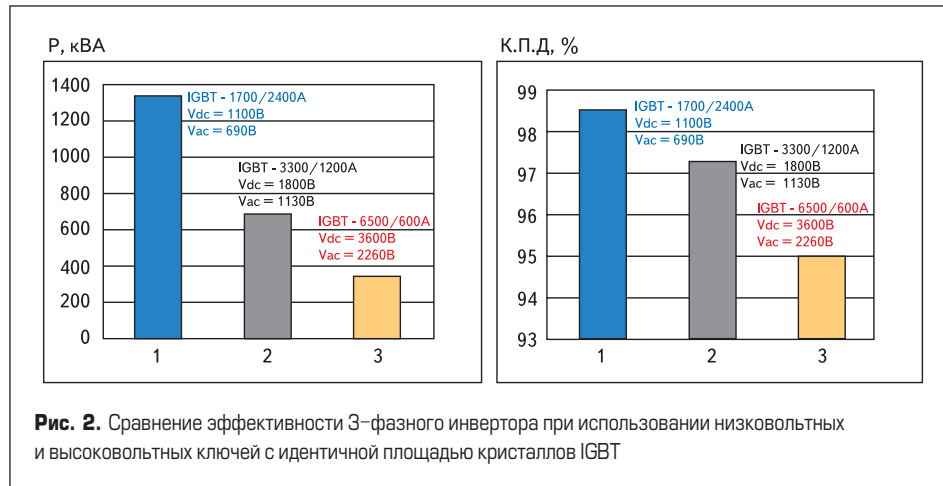


Рис. 2. Сравнение эффективности 3-фазного инвертора при использовании низковольтных и высоковольтных ключей с идентичной площадью кристаллов IGBT

марную эффективную площадь, что необходимо для корректности сравнения. Как показывают приведенные данные, применение низковольтных транзисторов IGBT с рабочим напряжением 1700 В дает возможность создавать преобразовательные устройства с более высокой отдачей мощности и эффективностью.

Данные, приведенные на рис. 2, получены для 3-фазного инвертора при следующих условиях эксплуатации:

- напряжение DC-шины $U_{dc} = 1100/1800/3600$ В;
- напряжение преобразователя $U_{ac} = 690/1130/2260$ В;
- частота коммутации $F_{sw} = 3,6$ кГц;
- $\cos\phi = 0,9$.

Решение вопроса об использовании стандартных низковольтных ключей в применении класса MV стало возможным с появлением так называемых многоуровневых схем, приобретающих все большую популярность в силовой электронике. Развитие многоуровневых технологий связано с возрастающими требованиями по одновременному увеличению мощности и снижению потерь преобразовательной техники. Нарастание тока за счет параллельного соединения силовых ключей или преобразователей имеет физические пределы, связанные со значительным возрастанием потерь проводимости и переключе-

ния при определенном уровне мощности. Справедливости ради следует отметить, что многоуровневые схемы, конечно, имеют более сложную архитектуру и алгоритмы управления, что компенсируется их высокой технической и экономической эффективностью.

Особенно актуальна проблема наращивания мощности для ветроэнергетики. Современная ветроэнергетическая установка — во многих отношениях передовое изделие, построенное на современных технологиях и последних достижениях механики, электроники, аэродинамики. В соответствии с европейскими стандартами к энергосистеме не может быть подключен генератор мощностью менее 1 МВт, а для снижения стоимости 1 кВт/ч желательнее, чтобы мощность единичной ВЭУ составляла 5–10 МВт.

Использование в ветротурбинах стандартных низковольтных (LV, с напряжением менее 1 кВ) генераторов переменной частоты становится проблематичным при токах в несколько килоампер, а стоимость 1 кВт энергии при этом начинает превышать допустимые пределы. Одно из возможных решений для данного диапазона мощности, особенно при работе на переменной частоте, — это применение статических преобразователей, работающих в MV-диапазоне при напряжении 3–6 кВ и выше.

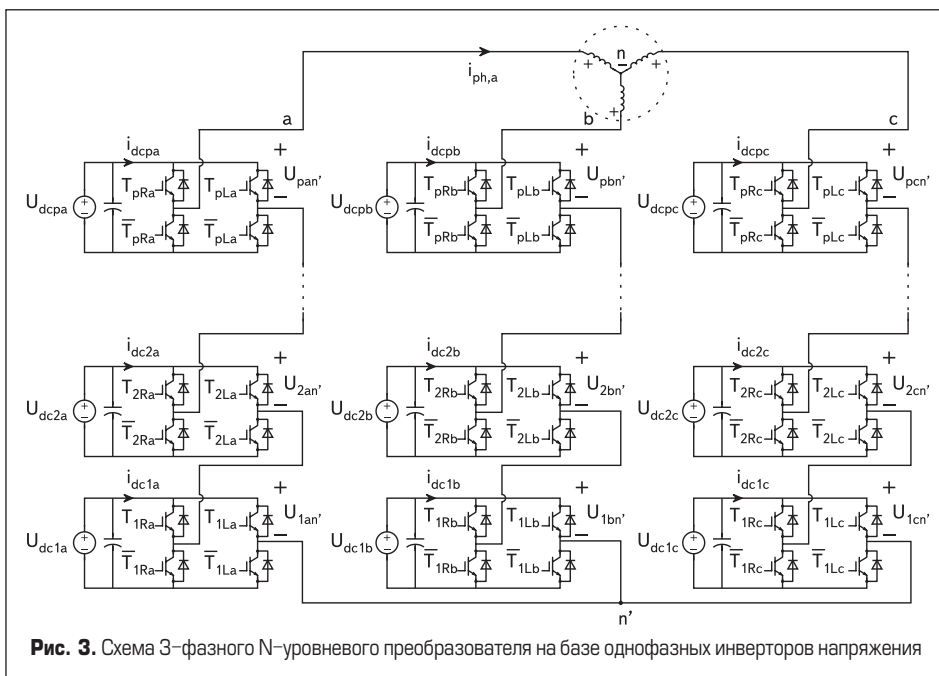


Рис. 3. Схема 3-фазного N-уровневого преобразователя на базе однофазных инверторов напряжения

Безредукторные мотор-генераторы с постоянными магнитами, использование которых наиболее оправданно при низких скоростях вращения, имеют более простую конструкцию и позволяют получить большую мощность, чем наиболее распространенные в настоящее время асинхронные машины. В отличие от асинхронных генераторов, их работа невозможна без конвертора соответствующей мощности, что и ограничивает широкое применение машин такого типа. Для работы с безредукторными генераторами с постоянными магнитами SEMIKRON разрабатывает оригинальные схемотехнические решения, позволяющие создавать многоуровневые преобразователи на базе низковольтных ключей. Основным вопросом, возникающим при проектировании подобных изделий, является выбор правильного алгоритма управления силовыми модулями, входящими в состав ячеек.

Конвертор напряжения на базе последовательного соединения 1-фазных ячеек (Series Connected H-Bridge Voltage Source Converter — SCHB VSC)

Данный класс многоуровневых конверторов основан на последовательном соединении 1-фазных H-мостовых ячеек, как показано на рис. 3. Первые схемы данного класса появились в 1975 г. [2], последние патенты опубликованы в [3–5]. Одно из основных преимуществ многоуровневого преобразователя состоит в возможности масштабирования рабочего напряжения и мощности с помощью соединения определенного количества H-мостов.

Питание DC-шины каждой ячейки должно обеспечиваться независимо, при этом с ростом количества ячеек и, соответственно, уровней выходного напряжения улучшается его спектральный состав. Очень важно, что для реализации конвертора требуются только дешевые и доступные низковольтные силовые ключи и конденсаторы. К недостаткам любой многоуровневой топологии можно отнести необходимость применения сложного и дорогого многообмоточного трансформатора.

Однофазный H-мост. Принципиальная схема, коммутационные режимы и состояния

На рис. 4 представлена базовая схема H-мостовой ячейки, используемой в многоуровневых преобразователях класса SCHB VSCs. Питание DC-шины инвертора обеспечивается от 3-фазного диодного выпрямителя, подключенного к изолированной обмотке сетевого трансформатора.

Каждая ячейка состоит из двух полумостовых каскадов; обозначения T_L и T_R используются для идентификации ключей и логических состояний (1 = on и 0 = off). Поскольку транзисторы включаются попеременно, комплементарные IGBT обозначены как \bar{T}_L и \bar{T}_R соответственно. В таблице 1 приведены 3 возможных состояния ключей H-мостовой ячейки.

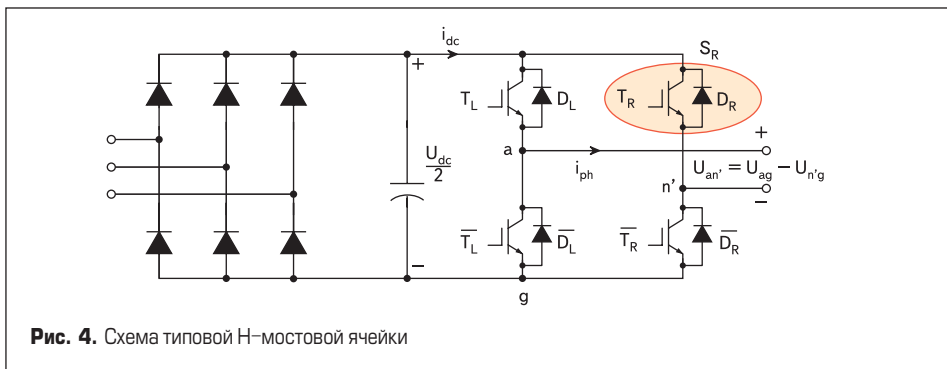


Рис. 4. Схема типовой H-мостовой ячейки

Пути протекания фазного тока i_{ph} в положительном и отрицательном направлении показаны на рис. 5. Состояние «0» может быть обеспечено двумя способами в зависимости от направления i_{ph} . Когда оба верхних (T_L, T_R) или нижних (\bar{T}_L, \bar{T}_R) транзистора открываются, выходное напряжение становится нулевым. В состояниях «+» и «-» диагональные ключи (\bar{T}_L, T_R) или (T_L, \bar{T}_R) проводят ток, причем это могут быть транзисторы или диоды. Таким образом, элементарная H-мостовая ячейка

Таблица 1. Коммутационные состояния однофазной H-мостовой ячейки

Состояние	S_L	S_R	\bar{S}_L	\bar{S}_R	$U_{ог}$	$U_{n'g}$	$U_{ан'}$
Положительное	1	0	0	1	$U_{dc}/2$	0	$U_{dc}/2$
Нулевое	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/2$	0
	0	0	1	1	0	0	0
Отрицательное	0	1	1	0	0	$U_{dc}/2$	$-U_{dc}/2$

Таблица 2. Потери проводимости ключей 1-фазного инвертора 3-фазного преобразователя

Состояние	T_L	D_L	T_R	D_R	\bar{T}_L	\bar{D}_L	\bar{T}_R	\bar{D}_R
+ фазный ток								
"+" ($U_{ог} = U_{dc}/2$)	x							x
"0" ($U_{ог} = 0$)	x			x			x	x
"-" ($U_{ог} = -U_{dc}/2$)				x			x	
- фазный ток								
"+" ($U_{ог} = U_{dc}/2$)		x						x
"0" ($U_{ог} = 0$)		x	x			x		x
"-" ($U_{ог} = -U_{dc}/2$)			x		x			

способна формировать 3 независимых уровня напряжения.

Каждый ключ в приведенной схеме блокирует напряжение $U_{dc}/2$, а максимальный коммутируемый IGBT или диодом ток равен пиковому току фазы i_{ph} . Эти параметры определяют базовые требования к силовым модулям. Распределение потерь проводимости между различными компонентами схемы показано в таблице 2.

Два комплементарных ключа в каждом плече (T_R, \bar{T}_R) или (T_L, \bar{T}_L) участвуют в процессе переключения по направлениям (+ → 0) и (0 → -). Для положительного фазного тока $i_{ph} > 0$ коммутация (+ → 0) задается при выключении T_L в первом плече, в результате чего ток протекает от T_L к \bar{D}_L , при этом транзистор \bar{T}_R остается выключенным. Оба ключа в первом плече участвуют в этом рабочем цикле, причем основная часть потерь выключения создается T_L .

Во втором плече коммутация (+ → 0) задается выключением \bar{T}_R , ток при этом течет от \bar{T}_R к D_R , а транзистор T_L остается открытым. Оба ключа второго плеча участвуют в этом цикле, основная часть потерь выключения создается \bar{T}_R .

При обратной коммутации (0 → +) работают все транзисторы моста. Например, во втором плече T_R выключается первым, далее после выдержки «мертвого времени» открывается \bar{T}_R . При этом происходит обратное восстановление D_R , что обуславливает возникновение соответствующих потерь. Данная ситуация поясняется на рис. 6, где путь тока активных ключей помечен жирной линией, а его направление через пассивные элементы выде-

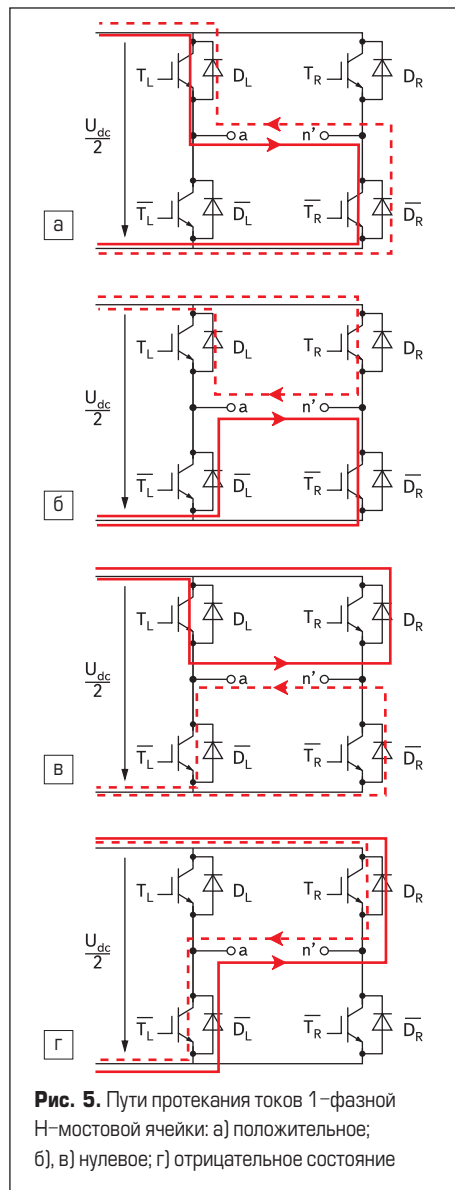


Рис. 5. Пути протекания токов 1-фазной H-мостовой ячейки: а) положительное; б) нулевое; в) отрицательное состояние

лено пунктиром. Окружностями помечены элементы, генерирующие потери.

Процесс коммутации (0 → -) в первом плече начинается с активного запираания T_L , в результате чего ток начинает протекать через \bar{D}_L . Диод D_R уже находится в проводящем состоянии, T_L генерирует потери проводимости. При обратной коммутации (- → 0) процесс

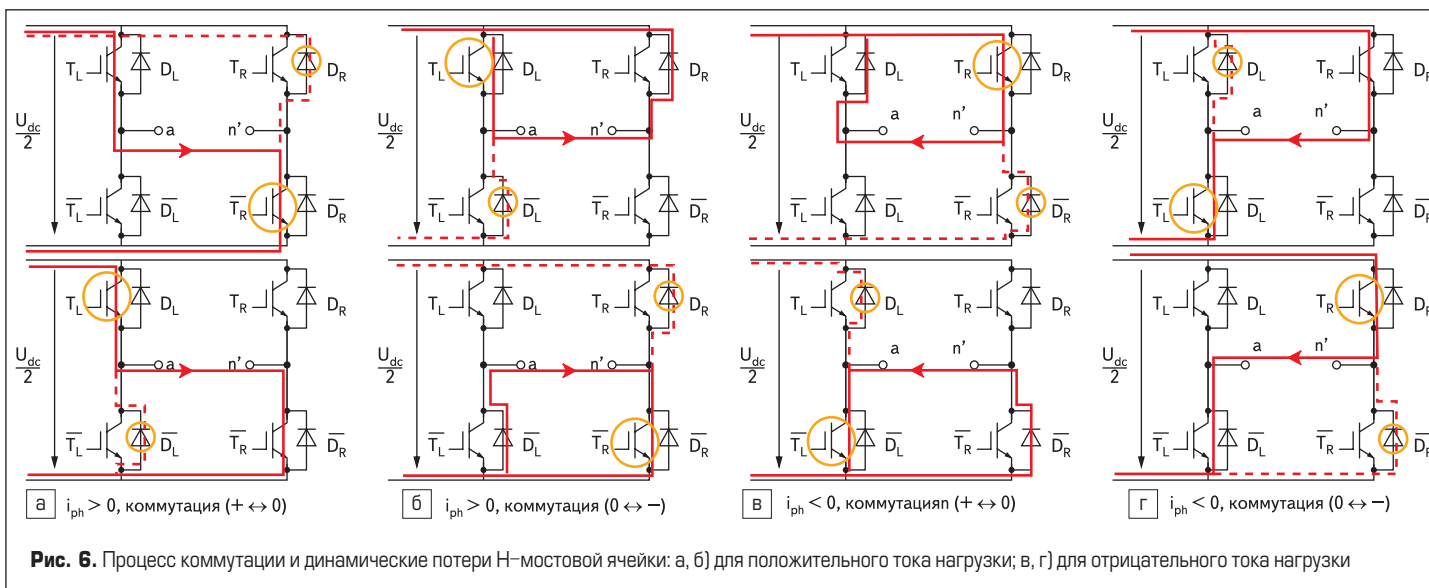


Рис. 6. Процесс коммутации и динамические потери H-мостовой ячейки: а, б) для положительного тока нагрузки; в, г) для отрицательного тока нагрузки

идет в противоположном порядке: \bar{T}_L выключается, а T_L включается после окончания «мертвого времени».

После открывания T_L фазный ток переключается из \bar{D}_L обратно в T_L . Диод \bar{D}_L закрывается, к нему прикладывается все обратное напряжение, он генерирует потери восстановления, а T_L — потери включения.

Во втором плече коммутация (0 → -) начинается с активного выключения \bar{T}_R , в результате чего ток поступает в D_R . Диод \bar{D}_L в этот момент уже открыт, \bar{T}_R генерирует потери выключения. При обратной коммутации (- → 0) все процессы идут в обратном порядке: T_R выключается, а \bar{T}_R — включается после «мертвого времени». После его открывания фазный ток переходит из D_R обратно в \bar{T}_R . Диод D_R выключается, к нему прикладывается все обратное напряжение, в результате чего он генерирует потери обратного восстановления, а \bar{T}_R — потери включения. Данная ситуация продемонстрирована на рис. 6б,

процесс коммутации при отрицательной фазе тока показан на рис. 6в, г. Распределение потерь переключения приведено в таблице 3.

Формирование ШИМ-сигнала

Каждая ячейка работает в режиме синусоидальной центрированной ШИМ-модуляции с добавлением 1/6 третьей гармоники, как показано на рис. 7а. Модулятор использует 2 сигнала несущей частоты U_{tri1} , U_{tri2} . Импульсы управления одним полумостом ячейки могут быть сформированы компаратором при сравнении несущего и опорного сигнала U_{con} .

Сигналы двух несущих сдвинуты по фазе на $TC/2$ (180°), таким образом, на одном периоде производится 4 цикла коммутации. На рис. 7а показано, как производится сравнение опорного и несущих напряжений и результирующие сигналы управления первым плечом инвертора.

Таблица 3. Динамические потери в однофазной ячейке 3-фазного преобразователя

Состояние	T_L	D_L	T_R	D_R	\bar{T}_L	\bar{D}_L	\bar{T}_R	\bar{D}_R
+ фазный ток								
+ ↔ 0					x			x
	x					x		
0 ↔ -	x					x		
				x			x	
- фазный ток								
+ ↔ 0		x			x			
			x					x
0 ↔ -			x					x
	x				x			

$$U_{ag} = \begin{cases} U_{dc}/2, & \text{если: } U_{con} > U_{tri1} \\ (T_L: \text{on}, \bar{T}_L: \text{off}) \end{cases}$$

$$U_{ag} = \begin{cases} 0, & \text{если: } U_{con} < U_{tri1} \\ (T_L: \text{off}, \bar{T}_L: \text{on}) \end{cases}$$

Для выработки импульсов управления вторым плечом U_{tri2} сравнивается с тем же опорным сигналом в соответствии со следующими выражениями:

$$U_{ng} = \begin{cases} 0, & \text{если: } U_{con} > U_{tri2} \\ (T_R: \text{off}, \bar{T}_R: \text{on}) \end{cases}$$

$$U_{ng} = \begin{cases} U_{dc}/2, & \text{если: } U_{con} < U_{tri2} \\ (T_R: \text{on}, \bar{T}_R: \text{off}) \end{cases}$$

Поскольку диоды установлены антипараллельно по отношению к IGBT, напряжения в U_{ag} и U_{ng} независимы от направления выходного тока i_{ph} . Выходные сигналы плеч a и n' по отношению к общему выводу DC-шины g показаны на рис. 7б, в соответственно.

Форма выходного напряжения H-моста $U_{an'}$ показана на рис. 7г, оно состоит из трех уровней: $\pm U_{dc}/2$ и 0. Поскольку 2 плеча H-моста управляются независимо, частота основной гармоники несущей в выходном напряжении равна удвоенной частоте ШИМ ($f_{cb} = 2f_c$). Это дает соответствующее улучшение гармонического спектра выходного напряжения, как показано на рис. 8.

При одинаковой глубине модуляции m_f выходные сигналы каждого из плеч U_{ag} и U_{ng} смещены относительно друг друга на 180° , соответственно, гармонические составляющие на частоте коммутации в каждом плече имеют одинаковую фазу. Это приводит к подавлению боковых комбинационных гармонических составляющих частоты переключения в выходном сигнале. Кроме того, использование такого ШИМ-алгоритма обеспечивает меньший уровень пульсаций напряжения тока DC.

Отметим, что, когда оба верхних ключа открыты, напряжение равно нулю. Выходной ток при этом циркулирует по цепи (T_L , D_R) или (\bar{D}_L , T_R), в зависимости от направления i_{ph} . В течение этого времени ток i_{dc} также равен нулю. Точно такой же процесс происходит и когда открыты оба нижних ключа.

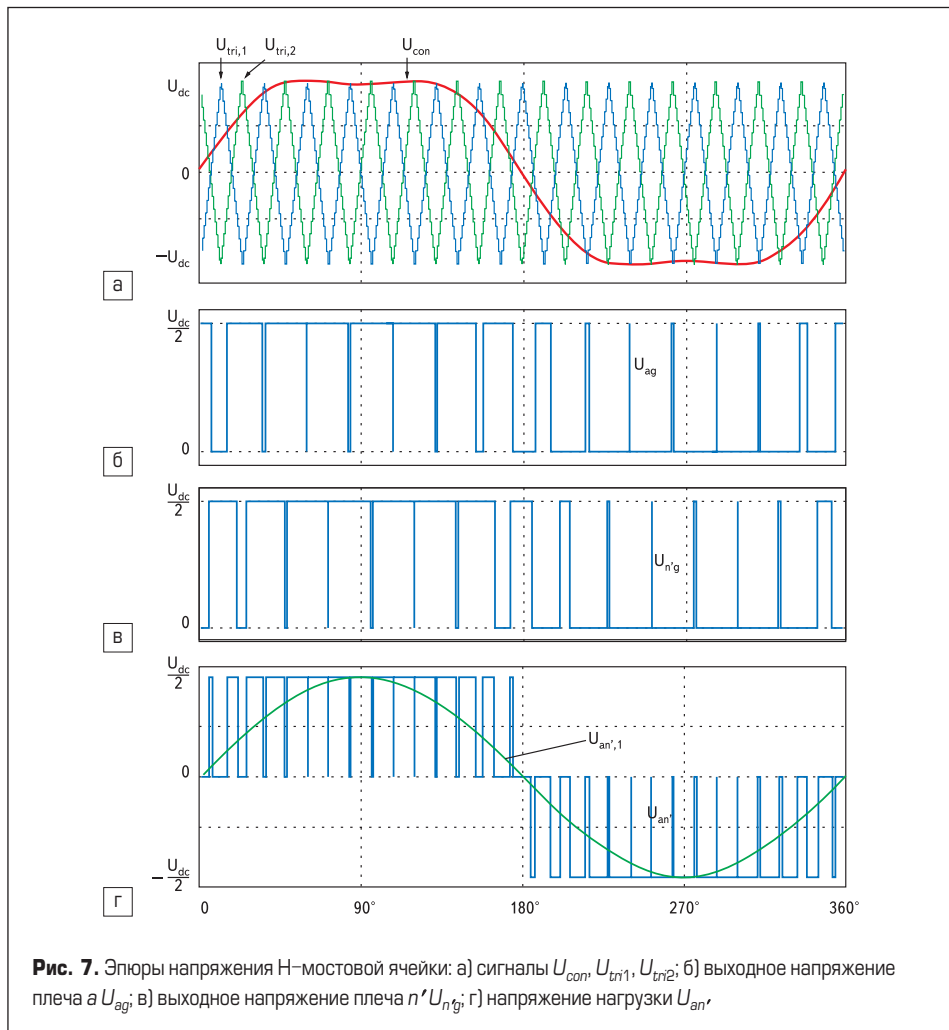


Рис. 7. Эпюры напряжения H-мостовой ячейки: а) сигналы U_{con} , U_{tri1} , U_{tri2} ; б) выходное напряжение плеча a U_{ag} ; в) выходное напряжение плеча n' U_{ng} ; г) напряжение нагрузки $U_{an'}$

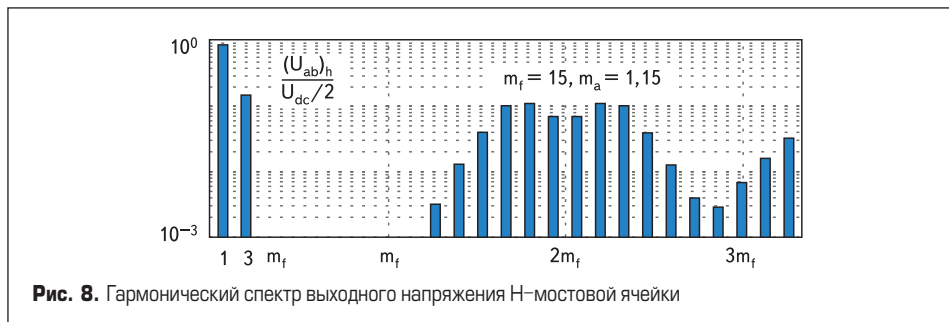


Рис. 8. Гармонический спектр выходного напряжения H-мостовой ячейки

3-фазный 2-уровневый Н-мостовой преобразователь (2L-N-Bridge)

Упрощенная схема 3-фазного 2-уровневого конвертора на базе Н-ячеек показана на рис. 9. Устройство содержит 12 активных однонаправленных ключей с инверсными диодами.

Для обозначения транзисторов в инверторах каждой из фаз использованы символы S_{Lx} и S_{Rx} ($x = a, b, c$), комплементарные IGBT обозначены как \bar{S}_{Lx} и \bar{S}_{Rx} соответственно. Коммутационные состояния ключей (три для каждого плеча) данной схемы такие же, как и для однофазного полумоста (таблица 1). Распределение потерь проводимости и переключения соответствуют значениям, приведенным для однофазной ячейки (таблицы 2, 3).

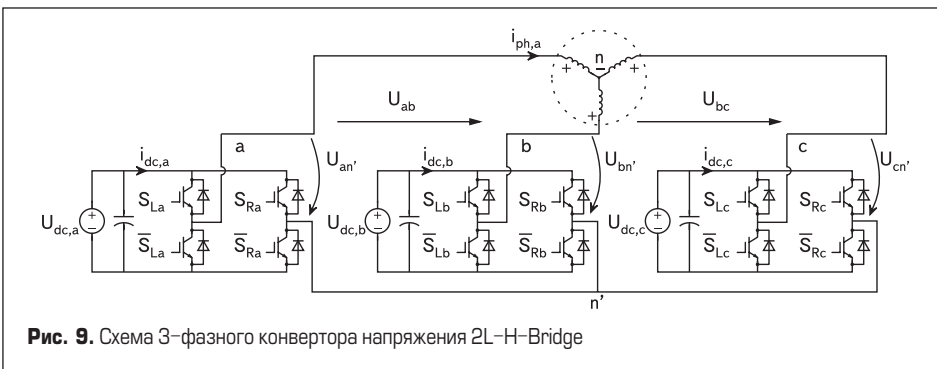


Рис. 9. Схема 3-фазного конвертора напряжения 2L-N-Bridge

Формирование ШИМ-сигнала

Принцип формирования синусоидального ШИМ-сигнала остается таким же, как и для однофазной Н-мостовой схемы. Метод модуляции для 3-фазного 2L-N-инвертора показан на рис. 10, принципиальная разница между 3-фазным 2L-N-мостом и 1-фазным Н-мостом состоит в добавлении 2 опорных сигналов, сдвинутых на 120°. Каждая фазная стойка управляется от компараторов, сравнивающих соответствующий опорный сигнал $U_{con,x}$ ($x = a, b, c$) с треугольным напряжением несущей частоты U_{tri1} , U_{tri2} .

Как показано на рисунке, две несущие частоты сдвинуты относительно друг друга на $TC/2$, таким образом, происходит 4 коммутации на фазу за 1 период несущей. Для формирования сигналов управления затворами может быть использован тот же алгоритм, как и для однофазного Н-моста:

$$\begin{cases} U_{con,x} > U_{tri1} (T_{Lx}: on, \bar{T}_{Lx}: off), \\ U_{con,x} > U_{tri2} (T_{Rx}: off, \bar{T}_{Rx}: on) \Rightarrow U_{xni} = U_{dc}/2 \\ U_{con,x} < U_{tri1} (T_{Lx}: off, \bar{T}_{Lx}: on), \\ U_{con,x} < U_{tri2} (T_{Rx}: on, \bar{T}_{Rx}: off) \Rightarrow U_{xni} = -U_{dc}/2 \\ \text{Иначе} \Rightarrow U_{xni} = 0 \end{cases}$$

Полученные величины независимы от направления тока i_{ph} . Формы выходного сигнала 3-фазной 2L-N-схемы показаны на рис. 10. Фазные напряжения (например, $U_{an'}$) имеют 3 уровня: $\pm U_{dc}/2$ и 0 (10с), линейные напряжения (например, U_{ab}) имеют 5 уровней: $\pm U_{dc} \pm U_{dc}/2$ и 0 (10д).

Гармонический спектр фазного и линейного сигнала приведен на рис. 11а, б соответственно (для $m_f = 15$). Как и в случае однофазного Н-моста, основная гармоника несущей 2L-N-схемы наблюдается на двойной частоте ШИМ ($f_1 C_b = 2f_c$).

Многоуровневый конвертор напряжения: последовательное соединение 2-уровневых Н-мостовых ячеек (SC2LHB VSC)

В традиционных схемах преобразователей, таких как 2L-VSC или 3L-NPC VSC, высоковольтные ключи (например, 6,5 кВ IGBT) соединяются последовательно, чтобы обеспе-

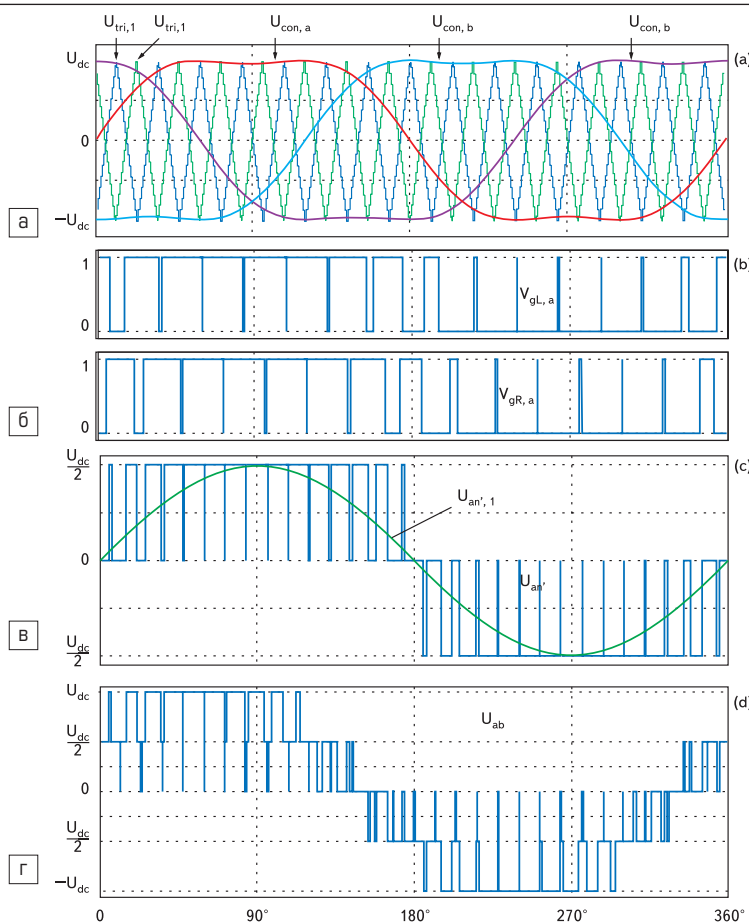


Рис. 10. Эпюры напряжения 3-фазной 2L-N-мостовой схемы: а) сигналы $U_{con,x}$, U_{tri1} , U_{tri2} ; б) импульсы управления затворами; в) выходное фазное напряжение; г) выходное линейное напряжение

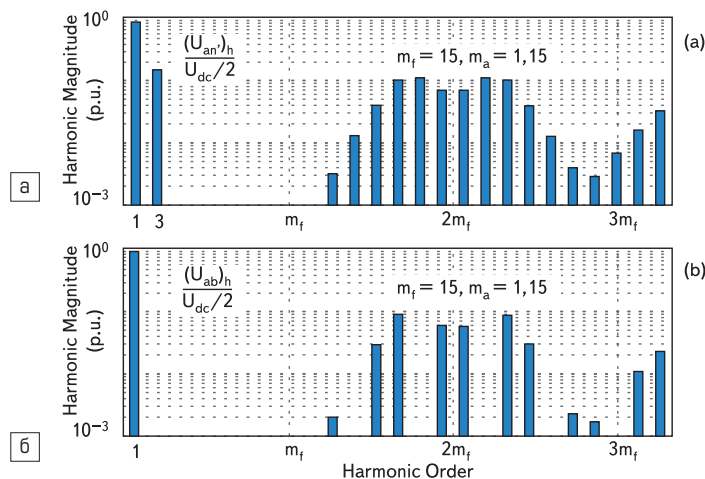


Рис. 11. Гармонический спектр сигналов 3-фазного 2L-N-мостового преобразователя: а) выходное фазное напряжение; б) выходное линейное напряжение

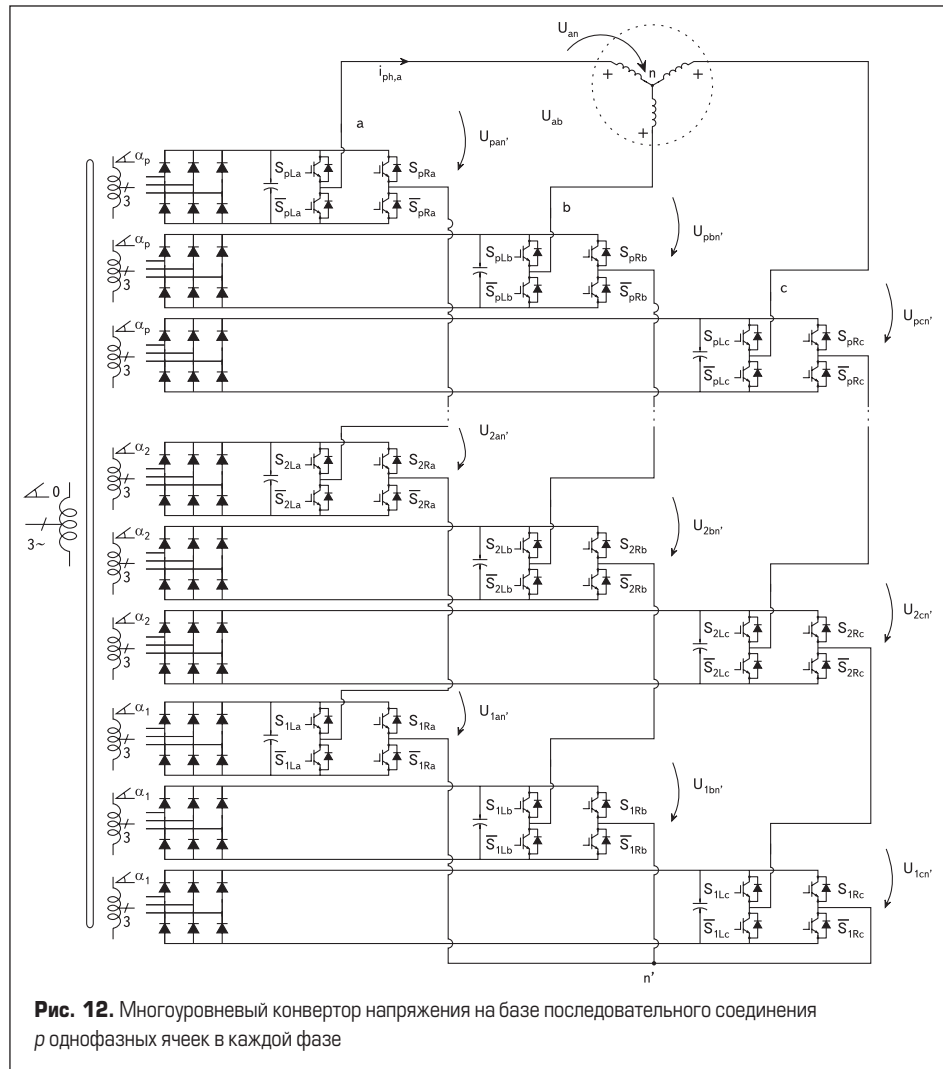


Рис. 12. Многоуровневый конвертер напряжения на базе последовательного соединения p однофазных ячеек в каждой фазе

чить требуемое значение линейного выходного сигнала ($U_{\text{л}} > 3,3 \text{ кВ}$ и $U_{\text{л}} > 4,16 \text{ кВ}$). Концепция многоуровневого конвертера на базе последовательного соединения 2-уровневых H-мостовых ячеек (SC2LHB VSC) показана на рис. 12. Патент на подобную схему впервые был получен компанией Robicon [4]. Устройства конфигурации SC2LHB VSC широко используются в мощных высоковольтных приводах, источниках питания, преобразователях переменного напряжения.

Схема SC2LHB VSCs содержит набор H-мостовых ячеек, количество которых зависит от требуемого значения выходного сигнала. Ячейки строятся на основе стандартных и недорогих низковольтных ключей (как правило, IGBT 17-го класса). Перепады напряжения в такой схеме имеют относительно низкий уровень, равный величине V_{DC} для одной ячейки (порядка 600 В при $V_{\text{in}} = 460 \text{ VAC}$). Общее «виртуальное» значение напряжения питания DC-шины $U_{\text{dc,iv}}$ также зависит от требуемой величины линейного выходного напряжения конвертера. Оно определяется количеством p последовательно соединенных H-ячеек в соответствии с выражением $U_{\text{dc,iv}} = 2 \times p \times U_{\text{dc,HB}}$.

При одинаковом низковольтном питании $U_{\text{dc,HB}}$ каждой ячейки конвертер вырабатывает высоковольтные фазные сигналы ($U_{\text{an}}, U_{\text{bn}}, U_{\text{cn}}$): $U_{\text{xn}} = U_{\text{1xn}} + U_{\text{2xn}} + \dots + U_{\text{pxn}}$. При этом фазное напряжение имеет N уровней: $N = 2p + 1$, а линейное напряжение $N_{\text{л}}$ уровней: $N_{\text{л}} = 2N - 1$. Количество последовательных H-мостовых яче-

ек обычно выбирается от 2 до 5 для питания АС-моторов со стандартным напряжением от 2,3 до 7,2 кВ.

При использовании 2 ячеек на фазу ($p = 2$) схема (рис. 12) может формировать 5-уровневое напряжение ($N = 5$). Если количество ячеек на фазу равно 3, 4 или 5, выходное линейное напряжение будет состоять из 7, 9 и 11 уровней. При этом H-мостовые ячейки с питанием 460, 630 и 690 В способны вырабатывать линейное напряжение 800, 1100 и 1200 В (на ячейку) при токе в диапазоне 70–1000 А.

Для управления многоуровневым преобразователем требуется 2 треугольных сигнала несущей частоты на одну ячейку, как и в случае однофазного H-моста. Необходимо отметить, что треугольные несущие в ячейке при этом должны быть сдвинуты по фазе на $180^\circ/p$, в отличие от предыдущего случая. При таком способе модуляции частота основной гармоники несущей в выходном напряжении равна $f_{\text{1Cb}} = 2 \times p \times f_{\text{C}}$, где f_{C} — частота ШИМ.

Поскольку выходное напряжение состоит из множества ступенек и частота основной гармоники несущей f_{1Cb} достаточно высока, уровень гармоник в токовом сигнале оказывается очень низким. Благодаря этому упрощается процесс фильтрации и снижаются требования к выходному фильтру, причем увеличение количества ячеек приводит и к снижению уровня гармонических составляющих.

Так как выходное напряжение равномерно распределено между единичными ячейками, су-

Таблица 4. Сравнительные характеристики преобразователя SC2LHB VSC при различном количестве ячеек

Количество последовательных H-ячеек, p	2	3	4	5	p
Количество уровней фазного напряжения, N	5	7	9	11	$2p+1$
Количество уровней линейного напряжения, $N_{\text{л}}$	9	13	17	21	$4p+1$
Количество конденсаторов DC-шины	6	9	12	15	$3p$
Фазовый сдвиг напряжения трансформатора ρ , °	30	20	15	12	$2p$
Количество несущих	4	6	8	10	$2p$
Фазовый сдвиг несущей, °	90	60	45	36	$180/p$

ществует возможность создания некоторой избыточности по сигналу и возможность работы с закороченной ячейкой. При отказе одного из H-мостов его выход может быть автоматически закорочен специальным ключом, при этом система продолжает функционировать при некотором снижении максимальной выходной мощности. Предельная величина входного и выходного напряжения H-ячейки равна напряжению ее питания в соответствии с рис. 4.

Все ячейки имеют одинаковую токовую нагрузку на частоте основного сигнала, соответственно одинакова и мощность рассеяния. К преимуществам концепции следует также отнести простоту и модульный принцип организации управления. Как уже было отмечено, ячейки строятся на базе доступных низковольтных ключей, отличающихся от высоковольтных IGBT дешевой и несоизмеримо меньшим уровнем статических и динамических потерь. Например, преобразователь Rubicon на базе IGBT с рабочим напряжением 1700 В способен вырабатывать линейное напряжение 2,3; 3,3; 4,16 и 6 кВ при использовании 2, 3, 4 и 5 последовательных ячеек на фазу. Еще одним важным преимуществом описанной схемы является минимальное значение синфазного сигнала и низкие перепады dv/dt уровней выходного сигнала.

Основной проблемой здесь является необходимость независимого питания каждой из ячеек, таким образом, для реализации схемы требуется сложный многообмоточный трансформатор, рассчитанный на полную мощность. Однако такой трансформатор выполняет несколько важных функций. Во-первых, благодаря ему снижаются требования, предъявляемые к изоляции мотора. Во-вторых, при фазовом сдвиге $\alpha_p = 360^\circ/6p$ между вторичными обмотками существует возможность компенсировать большую часть гармонических составляющих тока первичной обмотки при соответствующем выборе алгоритма управления индивидуальными силовыми ячейками.

Импеданс трансформатора специально выбирается несколько выше стандартного значения, что позволяет ограничить пусковые токи и снизить уровень гармоник. Благодаря низкому уровню гармонических составляющих тока потребления удастся снизить требования к входному фильтру, что дает возможность частично компенсировать стоимость трансформатора. В таблице 4 приведены основные характеристики многоуровневого преобразователя при различном количестве ячеек на фазу.

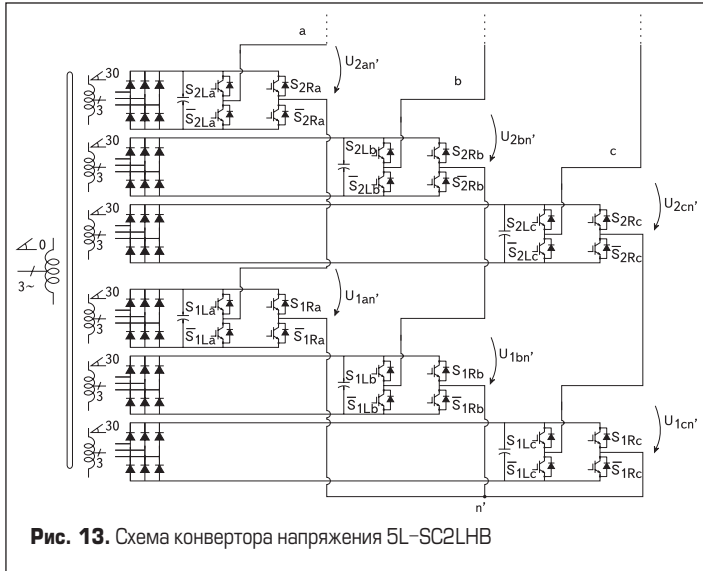


Рис. 13. Схема конвертора напряжения 5L-SC2LHB

2-уровневый конвертор напряжения с 2 последовательными ячейками на фазу (5L-SC2LHB VSC). Принципиальная схема, коммутационные режимы и состояния

На рис. 13 представлена схема конвертора 5L-SC2LHB VSC, в котором использованы две H-мостовые ячейки в каждой фазе. Данная структура аналогична показанной на рис. 12 и имеет сходную систему обозначений — *a* и *n'*. Устройство состоит из 24 однонаправленных активных силовых ключей с инверсными диодами, 6 банков DC-конденсаторов и 12-пульсного трансформатора с 2 группами вторичных обмоток, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 30° (360°/6*p*, где *p* = 2). При условии, что DC напряжение питания каждой H-мостовой ячейки равно $U_{dc,HB}$, конвертор способен формировать 5-уровневое фазное напряжение (например, $U_{xn'}$).

Для обозначения ключей и их логических состояний используются символы S_{pLx} и S_{pRx} (1 = on, 0 = off, *p* = 1, 2). Коммутационные положения ключей для 5 возможных режимов в каждой фазе и соответствующие напряжения ячеек приведены в таблице 5, из которой видно, что существует 6 и 4 избыточных варианта состояний для $U_{xn'} = 0$ и $U_{xn'} = \pm U_{dc,HB}$ соответственно.

На рис. 14 показан порядок переключения между уровнями выходного напряжения.

Таблица 5. Коммутационные состояния конвертора 5L-SC2LHB VSC

Состояние	S _{1Lx}	S _{1Rx}	S _{2Lx}	S _{2Rx}	U _{1xn'}	U _{2xn'}	U _{xn'}
1	1	0	1	0	U _{dc,HB}	U _{dc,HB}	2U _{dc,HB} = U _{dc} /2
2	1	0	1	1	U _{dc,HB}	0	2U _{dc,HB} = U _{dc} /2
3	1	0	0	0	U _{dc,HB}	0	
4	1	1	1	0	0	U _{dc,HB}	
5	0	0	1	0	0	U _{dc,HB}	
6	1	1	0	0	0	0	
7	1	1	1	1	0	0	0
8	0	0	1	1	0	0	
9	0	0	0	0	0	0	
10	0	1	1	0	-U _{dc,HB}	U _{dc,HB}	
11	0	1	1	1	U _{dc,HB}	-U _{dc,HB}	
12	0	1	1	1	-U _{dc,HB}	0	-2U _{dc,HB} = U _{dc} /4
13	0	1	0	0	-U _{dc,HB}	0	
14	1	1	0	1	0	-U _{dc,HB}	
15	0	0	0	1	0	-U _{dc,HB}	
16	0	1	0	1	-U _{dc,HB}	-U _{dc,HB}	

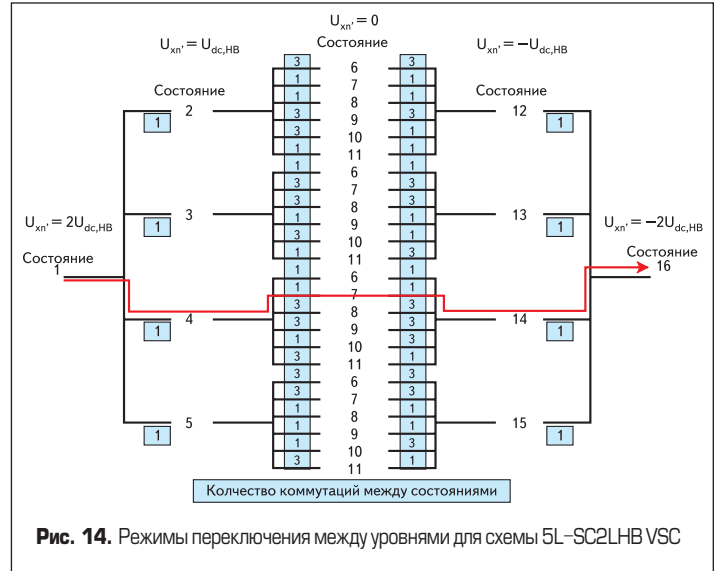


Рис. 14. Режимы переключения между уровнями для схемы 5L-SC2LHB VSC

Количество коммутаций между двумя ближайшими уровнями выделено серым цветом. На рисунке видно, что для обеспечения некоторых переходов необходима работа 3 ключей, но мы будем рассматривать только один возможный вариант, номер которого обозначен в разрыве жирной линии.

Токовые пути для положительного и отрицательного направления фазного тока i_{ph} представлены на рис. 15. Если любые из диагональных ключей (S_{1Lx} , \bar{S}_{1Rx} , S_{2Lx} , \bar{S}_{2Rx}) или (\bar{S}_{1Lx} , S_{1Rx} , \bar{S}_{2Lx} , S_{2Rx}) открыты (имеется в виду 2 активных ключа или 2 диода), в этом случае фазное выходное напряжение (фаза — «земля») будет равно $2U_{dc,HB}$ или $-2U_{dc,HB}$ (таблица 5).

Положительные и отрицательные состояния $U_{dc,HB}$ и $-U_{dc,HB}$ могут быть сформированы, если любые из ключей, например, (S_{1Lx} , S_{1Rx} , S_{2Lx} , S_{2Rx}) или (\bar{S}_{1Lx} , \bar{S}_{1Rx} , \bar{S}_{2Lx} , \bar{S}_{2Rx}) открыты (таблица 5). Сигнал принимает нулевое значение, когда ток проходит через верхние транзисторы (S_{1Lx} , S_{1Rx} , S_{2Lx} , S_{2Rx}), обоих H-мостов. Необходимо отметить, что при одинаковом уровне выходного сигнала каждый из ключей работает с напряжением DC-шины $U_{dc,HB} = U_{dc}/4$ по сравнению с $U_{dc}/2$ в конверторах типа 3L-NPC и 3L-FLC. Распределение потерь проводимости и переключения для данной схемы такое же, как для однофазного H-моста.

Синусоидальная ШИМ-модуляция

Существуют различные способы формирования ШИМ-сигнала с помощью нескольких несущих, которые могут быть использованы для управления многоуровневыми конверторами. В практических схемах применяются 3 основных метода формирования сигнала управления: фазовый сдвиг несущих (Phase Shifted, PS), различное положение несущих (Carrier Disposition, CD) и гибридный (Hybrid, H) метод. В данной статье мы будем рассматривать только вариант PS, который обеспечивает наилучшую форму выходного напряжения и низкий уровень потерь при достаточно простой реализации алгоритма.

Для использования данного метода необходимы 4 несущих сигнала одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутых по фазе относительно друг друга на четверть периода (TC/4). Спо-

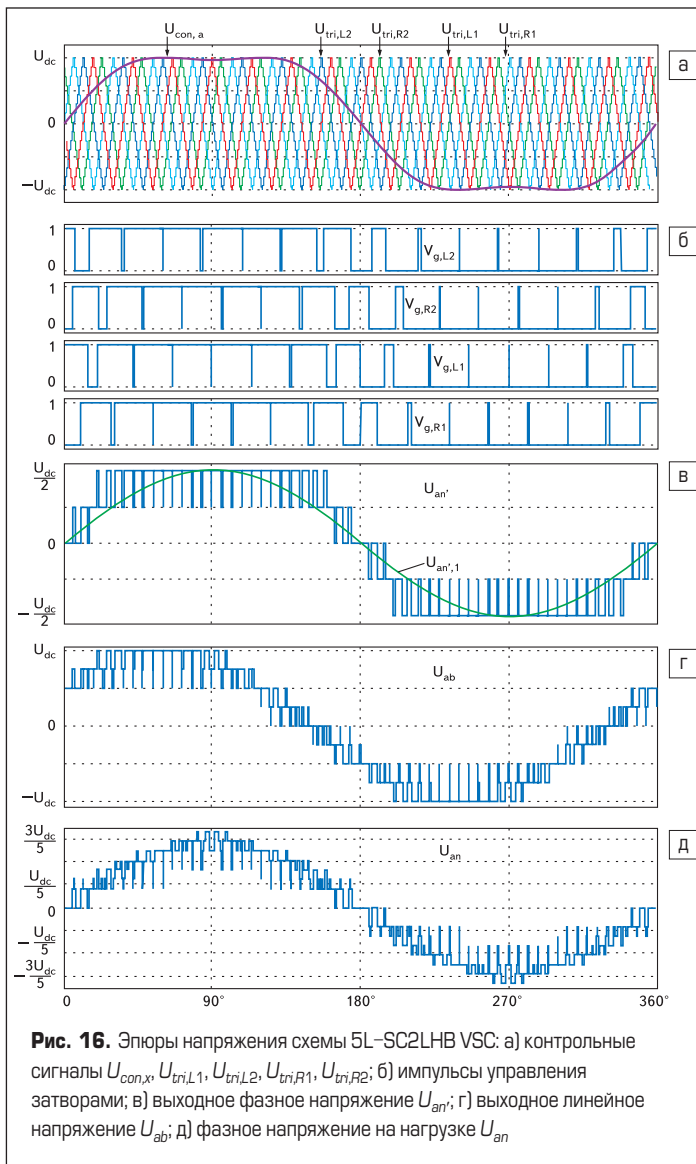
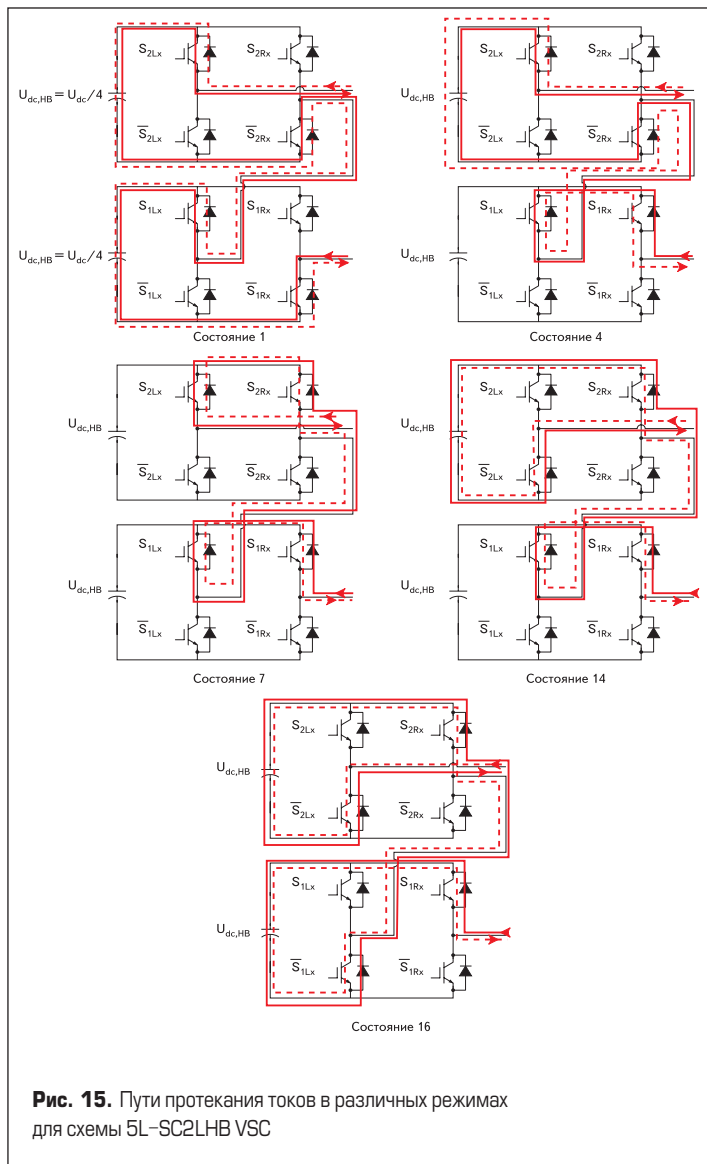
соб модуляции для конвертора 5L-SC2LHB VSC поясняется на рис. 16а, где показаны несущие напряжения треугольной формы $U_{tri,L1}$, $U_{tri,R1}$ для первой и $U_{tri,L2}$, $U_{tri,R2}$ для второй H-ячейки (один для каждой стойки). Моменты коммутации определяются при сравнении соответствующего сигнала несущей и опорного напряжения $U_{con,x}$ ($x = a, b, c$). В данной схеме происходит 8 коммутаций на фазу за один период TC. Алгоритм выработки сигналов управления затворами может быть определен так:

$$\begin{cases} U_{con,x} > U_{tri,Lp} (S_{pLx}: on, \bar{S}_{pLx}: off) \\ \text{или } U_{con,x} < U_{tri,Lp} (S_{pLx}: off, \bar{S}_{pLx}: on) \\ U_{con,x} > U_{tri,Rp} (S_{pRx}: on, S_{pRx}: off) \\ \text{или } U_{con,x} < U_{tri,Rp} (\bar{S}_{pRx}: off, S_{pRx}: on) \\ p = 1, 2 \end{cases}$$

Выработанные таким образом импульсы управления затворами конвертора 5L-SC2LHB VSC показаны на рис. 16, там же определены состояния ключей S_{1Lx} , \bar{S}_{1Rx} , S_{2Lx} и S_{2Rx}

$$U_{ag} = \begin{cases} U_{dc}/2, & \text{если } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} > U_{tri,R1}, U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} > U_{tri,R2}) \\ U_{dc}/4, & \text{если } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} > U_{tri,R2}) \\ 0, & \text{если } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \\ -U_{dc}/4, & \text{если } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, U_{con,x} < U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \\ -U_{dc}/2, & \text{если } (U_{con,x} < U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, U_{con,x} < U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \end{cases}$$

Форма выходного напряжения преобразователя (в соответствии с приведенной системой уравнений) представлена на рис. 16в-д. «Земля» конвертора *n'* изолирована от нейтрали нагрузки *n*, и каждое фазное напряжение $U_{an'}$, $U_{bn'}$ и $U_{cn'}$ непосредственно определяется уровнем сигнала на AC выходе индивидуальной ячейки. Благодаря одинаковому уровню питания H-мостов (например, $U_{dc,HB} = U_{dc}/4$), выходное фазное напряжение конвертора 5L-



SC2LHB состоит из 5 уровней: $\pm U_{dc}/2$, $\pm U_{dc}/4$ и 0 (рис. 16в). Линейное напряжение, например, $U_{ab} = U_{an'} - \bar{U}_{bn'}$ имеет 9 уровней: $\pm U_{dc}$, $\pm 3U_{dc}/4$, $\pm U_{dc}/2$, $\pm U_{dc}/3$, $\pm U_{dc}/4$ и 0 (рис. 16г).

Фазные напряжения нагрузки $U_{an'}$, $U_{bn'}$ и $U_{cn'}$ показанные на рис. 16д, могут быть выражены следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U_{an'} \\ U_{bn'} \\ U_{cn'} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{an'} \\ U_{bn'} \\ U_{cn'} \end{bmatrix}$$

Они состоят из 13 ступеней: $\pm 7U_{dc}/12$, $\pm U_{dc}/2$, $\pm 5U_{dc}/12$, $\pm U_{dc}/3$, $\pm U_{dc}/4$, $\pm U_{dc}/6$ и 0. Значения уровней различных сигналов сведены в таблицу 6, спектры фазного и линейного выходных напряжений показаны на рис. 17а и 17б соответственно (при $m_a = 1,15$ и $m_f = 15$). На рисунках видно, что первая гармоника несущей в выходном напряжении в 4 раза выше частоты ШИМ ($f_{1Cb} = 4f_c$). Следовательно, выходной фильтр для преобразователя 5L-SC2LHB VSC будет гораздо меньше, чем для стандартных схем типа 3L-NPC VSC.

При увеличении количества последовательных соединенных ячеек принцип формирования алгоритма управления остается таким же. Например, преобразователь 7L-SC2LHB VSC с тремя Н-инверторами на фазу ($p = 3$) содержит 36 активных ключей с инверсными диодами, 9 банок конденсаторов и 18-пульсный трансформатор с 3 группами обмоток, сдвинутыми по фазе относительно друг друга на 20° ($360^\circ/6p$).

Способ выработки ШИМ-сигнала для такого конвертера показан на рис. 18, он аналогичен описанному для схемы 5L-SC2LHB. Метод модуляции PS в данном случае предусматривает наличие 6 треугольных несущих одинаковой амплитуды и частоты, сдвинутых по фазе на $T_c/6$. Треугольные несущие ($U_{tri,L1}$, $U_{tri,R1}$), ($U_{tri,L2}$, $U_{tri,R2}$), ($U_{tri,L3}$, $U_{tri,R3}$) используются для формирования управляющего сигнала первой, второй и третьей ячейки.

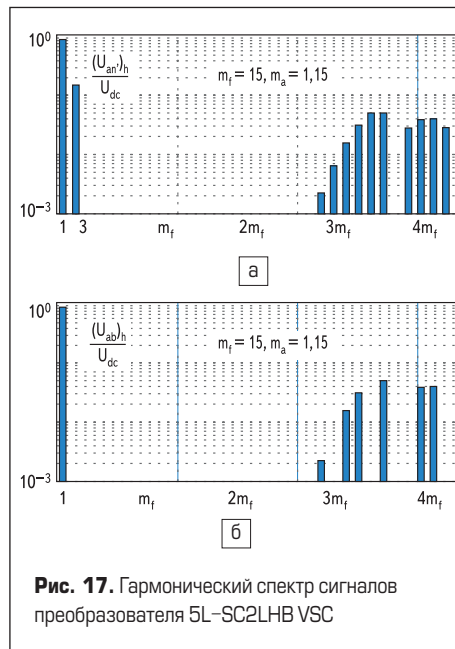
Заключение

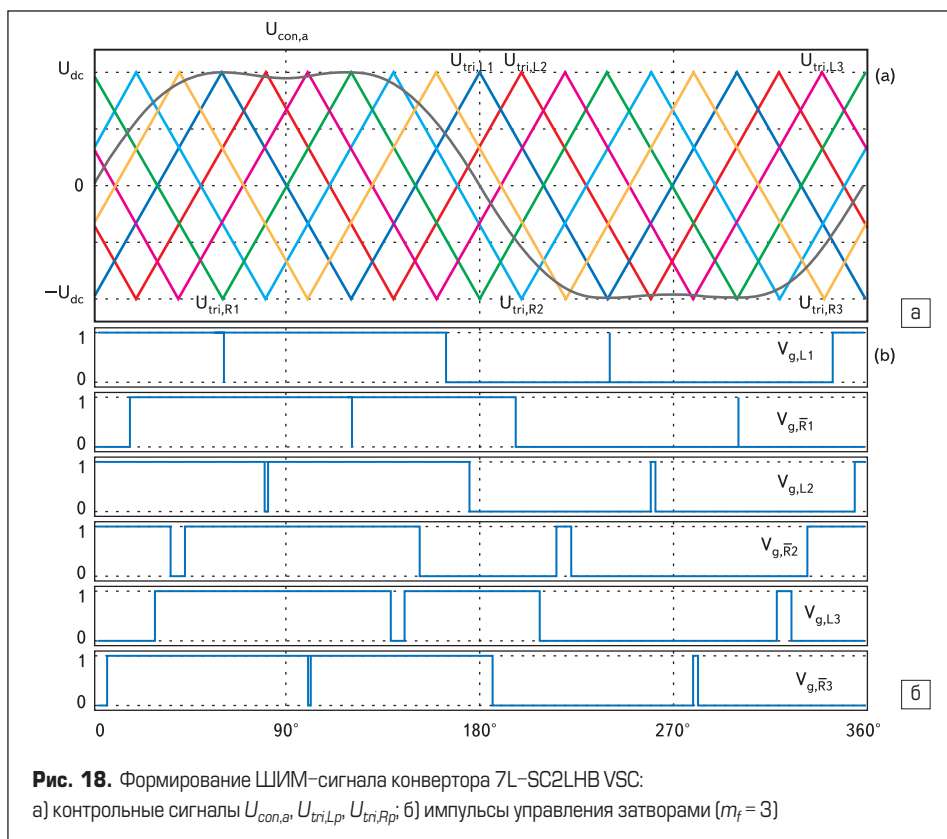
Многоуровневая архитектура высоковольтных преобразователей обеспечивает следующие преимущества:

- наращивание напряжения и мощности достигается увеличением количества ячеек,

Таблица 6. Уровни выходного напряжения конвертера 5L-SC2LHB VSC

Вых. напряжение	U_{dc}	$3U_{dc}/4$	$2U_{dc}/3$	$7U_{dc}/12$	$U_{dc}/2$	$5U_{dc}/12$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/4$	$U_{dc}/6$	0
$U_{xn'}$					\pm					0
U_{ab}	\pm	\pm			\pm			\pm		0
U_{xn}				\pm	\pm	\pm	\pm	\pm	\pm	0





не требуется применение редких и дорогих высоковольтных ключей;

- возможность использования недорогих стандартных низковольтных электронных компонентов, обеспечивающая максимальную экономическую эффективность изделия;

- низкий уровень гармонических искажений выходного напряжения благодаря высокой эквивалентной частоте;

- простоту управления выходными параметрами преобразователя (ток, $\cos \varphi$).
 Схема многоуровневого преобразователя, запатентованная в 1975 году, оказалась вос-

требованной, прежде всего, в области энергетики и высоковольтного привода, где требование обеспечения высокой надежности может быть реализовано с помощью избыточных ячеек. Основным недостатком описанной в статье концепции преобразователя — необходимость использования многообмоточного трансформатора, рассчитанного на полную мощность. Однако его применение в достаточной мере компенсируется высокой надежностью многоуровневых схем, а также дешевизной и доступностью элементной базы.

Литература

1. Силовая электроника для ветроэнергетики. Интервью с Деяном Шрайбером // Компоненты и технологии. 2008. № 3.
2. Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications. Technische Universität. Berlin, 2007.
3. Baker R. H. Electric Power Converter. U.S. Patent 3,867,643, February 1975.
4. Hammond P. W. Medium Voltage PWM Drive and Method. U.S. Patent 5,625,545, assigned to Halmar Robicon Group, April 1997.
5. Duba G. A., Thaxton E. S., Walter J. Modular Static Power Converter Connected in a Multi-Level, Multi-Phase, Multi-Circuit Configuration. U.S. Patent 5,933,339, assigned to Electric Boat Corporation, August 1999.
6. Khersonsky Y. Step Switched PWM Sine Generator. U.S. Patent 6,556,461, assigned to Power Paragon Incorporated, April 2003.