

Многоуровневые преобразователи:

схемы, особенности применения, алгоритмы управления. Часть 4

В третьей части статьи, опубликованной в журнале «Силовая электроника» № 3'2019, рассматривались топологии схем и особенности управления многоуровневыми конвертерами с последовательным соединением H-мостовых ячеек (SCHB VSC)

Саид Фазел (Seyed Saeed Fazel)

Перевод и комментарии: Андрей Колпаков

Andrey.Kolpakov@semikron.com

Многоуровневый преобразователь с двумя последовательными H-мостовыми ячейками на фазу (5L-SC2LHB VSC)

Принципиальная схема

На рис. 1 показан конвертер 5L-SC2LHB с двумя последовательными H-мостовыми ячейками на фазу. В отношении точек *a* и *n'* эта топология сопоставима со схемой, приведенной в третьей части статьи. Конвертер содержит 24 однонаправленных активных ключа с обратными диодами, шесть отдельных блоков конденсаторов звена постоянного тока

и 12-пульсный трансформатор с двумя вторичными обмотками, смещенными на 30°. При одинаковом напряжении питания ячеек ($U_{dc,HB}$) преобразователь формирует пять уровней фазного напряжения (например, $U_{xn'}$).

Коммутационные состояния

Для того чтобы сформировать пятиуровневый сигнал, два из четырех транзисторов в каждом H-мостовом каскаде должны быть открыты в любой момент времени. Обозначения S_{pLx} и S_{pRx} используются для идентификации ключей и логики управления (1 = on, 0 = off, $p = 1, 2$). Поскольку транзисторы

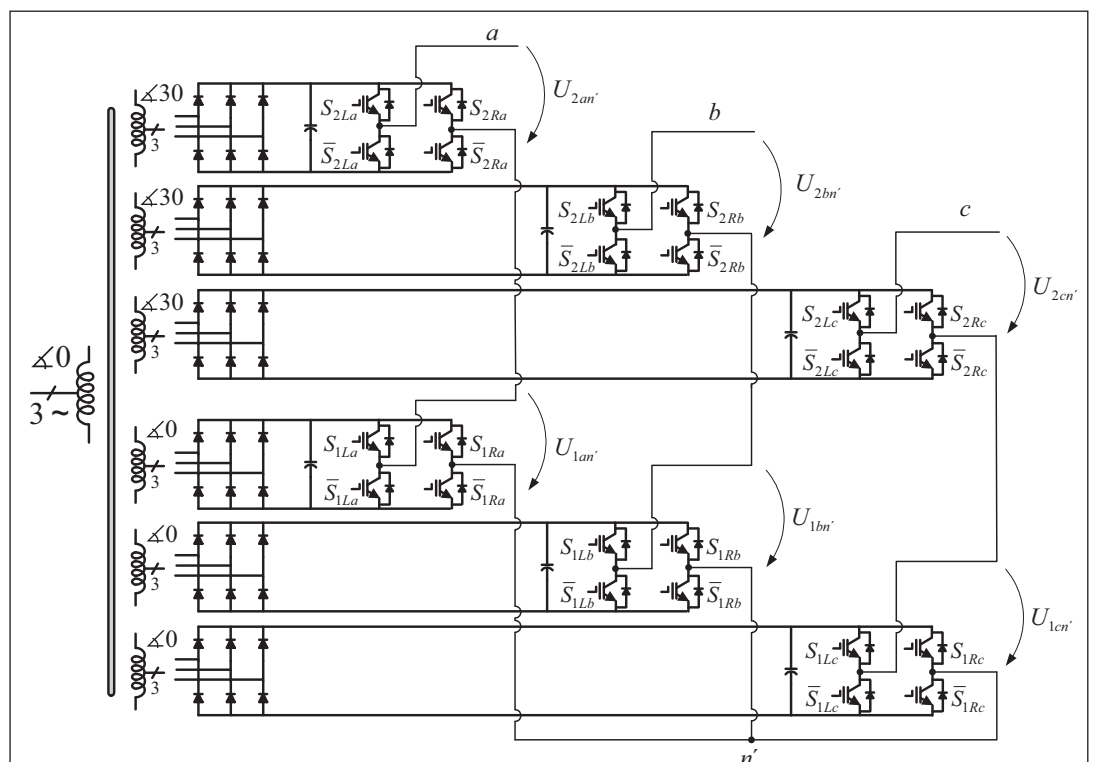


Рис. 1. Схема конвертера 5L-SC2LHB VSC

всегда переключаются попарно, комплементарные IGBT обозначены как S'_{pLx} и S'_{pRx} соответственно. Коммутационные положения для пяти возможных состояний каждой фазной стойки, а также индивидуальные напряжения Н-мостовых каскадов приведены в таблице 1. Как видно из таблицы, существует некоторое количество (шесть и четыре) избыточных возможностей для коммутации между $U_{xn'} = 0$ и $U_{xn'} = \pm U_{dc,HB}$.

На рис. 2 показаны переходы между уровнями выходного сигнала, количество возможных коммутаций между двумя соседними уровнями отмечено серым цветом. Эти критические режимы можно использовать для обеспечения контроля напряжения. Как видно из рисунка, в некоторых переходах коммутуются сразу три ключа.

Для дальнейших рассуждений мы будем рассматривать только одно из переходных состояний, отмеченное жирной линией на рис. 2. Токовые пути для положительного и отрицательного фазного тока i_{ph} изображены на рис. 3. Если диагональные оппозитные транзисторы ($S_{1Lx} S'_{1Rx} S_{2Lx} S'_{2Rx}$) или ($S'_{1Lx} S_{1Rx} S'_{2Lx} S_{2Rx}$) включены (два активных ключа или два диода), то фазное выходное напряжение будет $2U_{dc,HB}$ или $-U_{dc,HB}$ (табл. 1).

Положительный или отрицательный выходной сигнал $2U_{dc,HB}$ или $-U_{dc,HB}$ генерируется, когда включены транзисторы ($S_{1Lx} S_{1Rx} S_{2Lx} S'_{2Rx}$) или ($S_{1Lx} S_{1Rx} S'_{2Lx} S_{2Rx}$) (табл. 1). Нулевое состояние может быть сформировано, если верхние ключи ($S_{1Lx} S_{1Rx} S_{2Lx} S_{2Rx}$) в обоих Н-мостах находятся внутри токового

Таблица 1. 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	$U_{dc,HB} = U_{dc}/4$
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	
8	0	0	1	1	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	
10	0	1	1	0	$-U_{dc,HB}$	$U_{dc,HB}$	
11	1	0	0	1	$U_{dc,HB}$	$-U_{dc,HB}$	
12	0	1	1	1	$-U_{dc,HB}$	0	
13	0	1	0	0	$-U_{dc,HB}$	0	
14	1	1	0	1	0	$-U_{dc,HB}$	$-U_{dc,HB} = -U_{dc}/4$
15	0	0	0	1	0	$-U_{dc,HB}$	
16	0	1	0	1	$-U_{dc,HB}$	$-U_{dc,HB}$	

пути. Следовательно, каждое фазное напряжение может иметь пять отдельных уровней.

Отметим, что каждый из ключей находится под напряжением $U_{dc,HB}$ (например, $U_{dc}/4$) в отличие от $U_{dc}/2$ в конвертерах 3L-NPC и 3L-FLC при том же уровне выходного сигнала.

Распределение статических и динамических потерь такое же, как в однофазном Н-мостовом конвертере.

Центрированная синусоидальная модуляция

В преобразовательной технике применяются различные методы ШИМ-модуляции, а также варианты с несколькими несущими, ори-

ентированные на многоуровневые системы. Их можно разделить на три основные группы: модуляция со сдвигом фазы (PS), модуляция со смещением несущей (CD), а также гибридный (H) метод. В данной работе рассматривается только вариант PS, отличающийся сбалансированным использованием силовых ключей и простотой реализации. Этот метод предусматривает использование четырех несущих с одинаковой амплитудой и частотой, сдвинутых по фазе на $T_C/4$ относительно друг друга (где T_C — период несущей).

На рис. 4а показаны треугольные несущие $U_{tri,L1}$, $U_{tri,R1}$ для первой Н-мостовой ячейки и $U_{tri,L2}$, $U_{tri,R2}$ для второй ячейки.

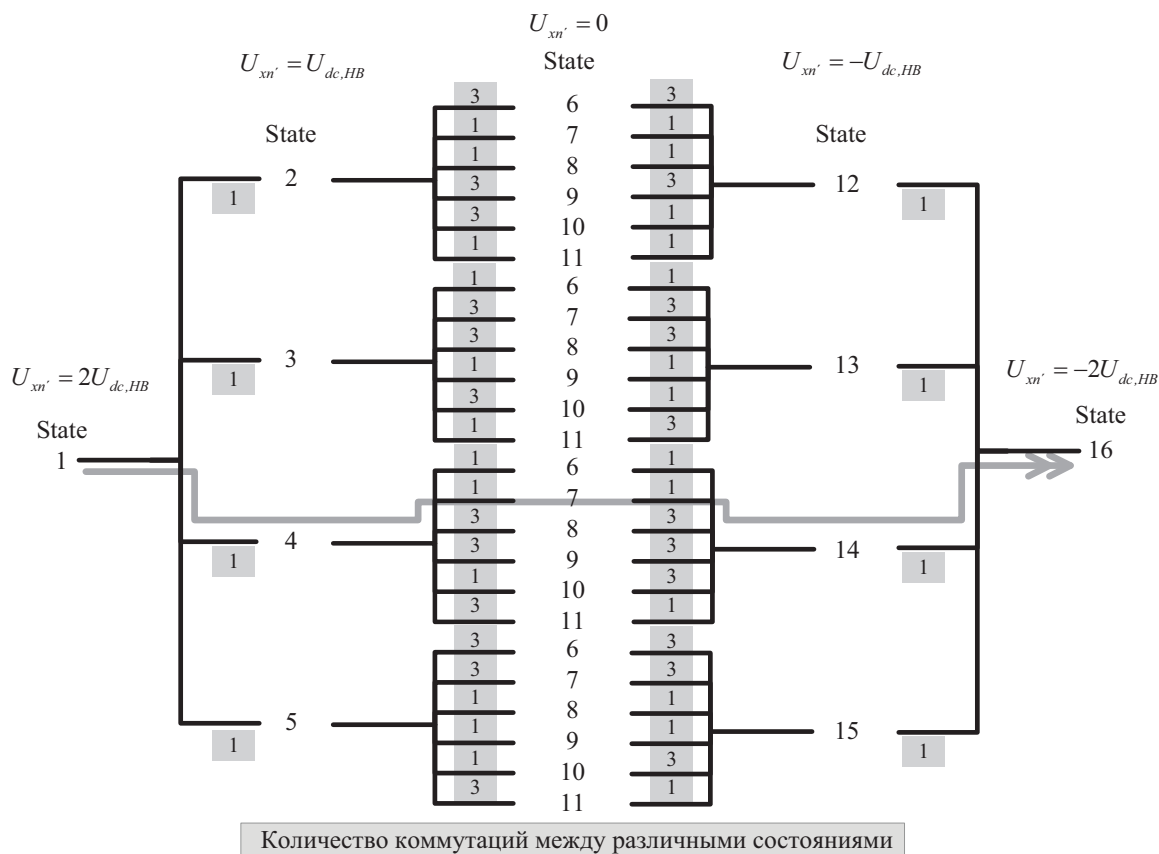


Рис. 2. Переходы между уровнями выходного сигнала конвертера 5L-SC2LHB VSC

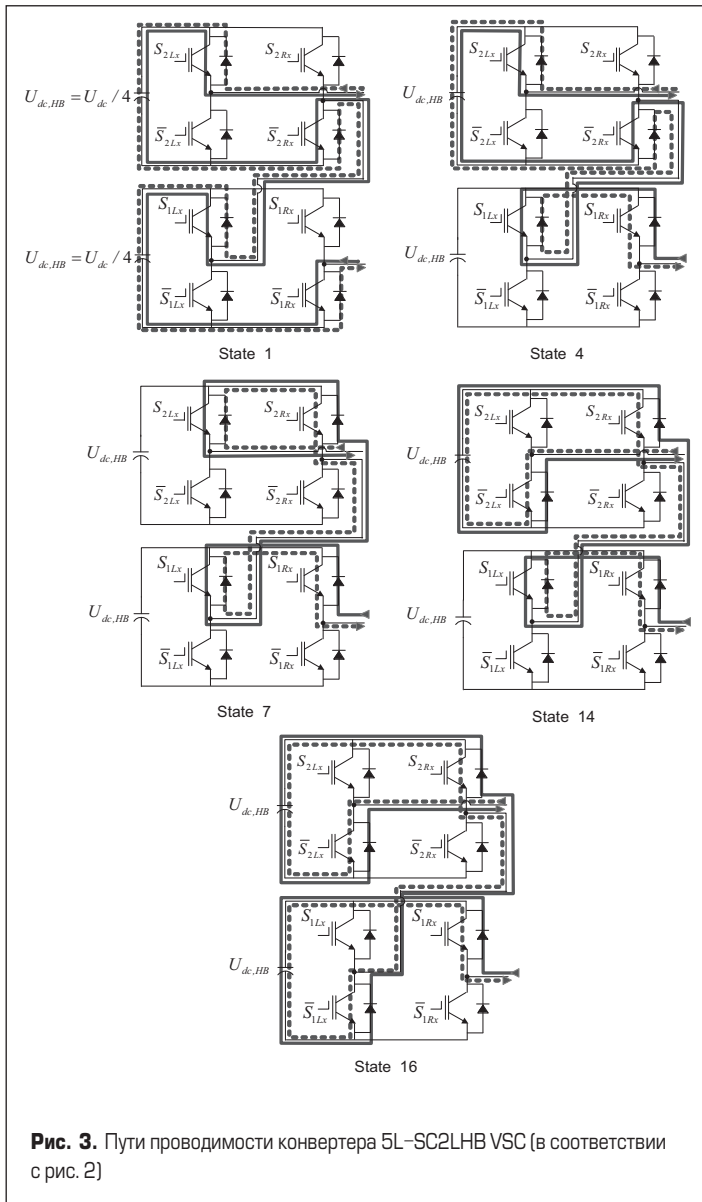


Рис. 3. Пути проводимости конвертера 5L-SC2LHB VSC (в соответствии с рис. 2)

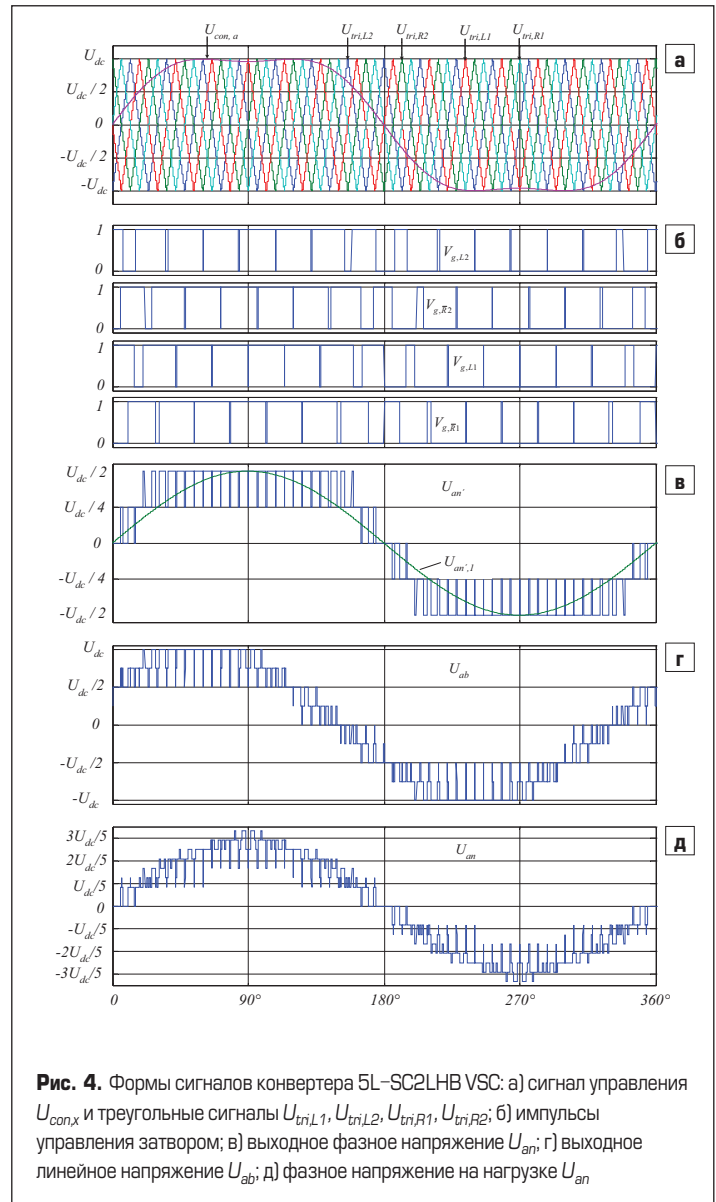


Рис. 4. Формы сигналов конвертера 5L-SC2LHB VSC: а) сигнал управления $U_{con,x}$ и треугольные сигналы $U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,R1}, U_{tri,R2}$; б) импульсы управления затвором; в) выходное фазное напряжение U_{an}' ; г) выходное линейное напряжение U_{ab} ; д) фазное напряжение на нагрузке U_{an}

Последовательность работы ключей определяется сравнением соответствующей несущей и опорного сигнала $U_{con,x}$ ($x = a, b, c$). Таким образом происходит восемь циклов коммутации на фазу в течение одного периода T_C . Сигналы управления затворами формируются в соответствии с алгоритмом:

$$U_{con,x} > U_{tri,Lp} (S_{pLx}:on, S'_{pLx}:off) \text{ или } U_{con,x} < U_{tri,Lp} (S_{pLx}:off, S'_{pLx}:on)$$

$$U_{con,x} > U_{tri,Rp} (S'_{pRx}:on, S_{pRx}:off) \text{ или } U_{con,x} < U_{tri,Rp} (S'_{pRx}:off, S_{pRx}:on)$$

$P=1,2.$

Импульсы управления на затворах IGBT-конвертера 5L-SC2LHB VSC (рис. 4б) непосредственно определяют состояния ключей $S'_{1Lx}, S'_{1Rx}, S'_{2Lx}$ и S'_{2Rx} . Выходные напряжения 5L-SC2LHB VSC (рис. 1) показаны на рис. 4в-д. Цепь заземления конвертера n' изолирована от нейтральной точки нагрузки n , фазные напряжения U_{an}' , U_{bn}' и U_{cn}' определяются уровнем сигнала на AC-выходах отдельных H-мостов. Поскольку напряжение на DC-шинах ячеек одинаково ($U_{dc,HB} = U_{dc}/4$), фазные вы-

ходные сигналы конвертера 5L-SC2LHB содержат пять уровней: $\pm U_{dc}/2, \pm U_{dc}/4$ и 0 (рис. 4в):

$$U_{xn}' = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{if } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} > U_{tri,R1}, \\ & U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} > U_{tri,R2}) \\ \frac{U_{dc}}{4} & \text{if } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, \\ & U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} > U_{tri,R2}) \\ 0 & \text{if } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, \\ & U_{con,x} > U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \\ \frac{U_{dc}}{4} & \text{if } (U_{con,x} > U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, \\ & U_{con,x} < U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \\ \frac{U_{dc}}{2} & \text{if } (U_{con,x} < U_{tri,L1}, U_{con,x} < U_{tri,R1}, \\ & U_{con,x} < U_{tri,L2}, U_{con,x} < U_{tri,R2}) \end{cases}$$

ходные линейные напряжения $U_{ab} = U_{an}' - U_{bn}'$ включают девять уровней: $\pm U_{dc}, \pm 3U_{dc}/4, \pm U_{dc}/2, \pm U_{dc}/4$ и 0 (рис. 4г). Напряжения на нагрузке U_{an}, U_{bn} и U_{cn} (рис. 4д) могут быть выражены через фазные сигналы.

Фазные напряжения на нагрузке состоят из 13 уровней: $\pm 7U_{dc}/12, \pm U_{dc}/2, \pm 5U_{dc}/12, \pm U_{dc}/3, \pm U_{dc}/4, \pm U_{dc}/6$ и 0, результирующие данные сведены в таблицу 2. Спектральный состав фазного и линейного сигналов представлен на рис. 5а и б соответственно (при $m_a = 1,15$ и $m_f = 15$). Как видно из этих рисунков, диапазон частот первой несущей выходных напряжений центрирован относительно значения, в четыре раза превышающего f_c ($f_{icb} = 4f_c$). Это позволяет использовать существенно меньший выходной фильтр конвертера 5L-SC2LHB VSC, чем у обычных преобразователей, таких как 3L-NPC VSC.

Таблица 2. Уровни выходных напряжений конвертера 5L-SC2LHB VSC

Выходное 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_{an}'					\pm			\pm		0
U_{ab}	\pm	\pm			\pm			\pm	\pm	0
U_{xn}				\pm	\pm	\pm	\pm	\pm	\pm	0

Многоуровневый преобразователь с тремя последовательными H-мостовыми ячейками на фазу (7L-SC2LHB VSC)

Принципиальная схема

Структура конвертера 7L-SC2LHB с тремя последовательными H-мостовыми ячейками на фазу отличается от показанной на рис. 10 в предыдущей части статьи только значением $p = 3$. Он содержит 36 униполярных активных ключей с обратными диодами и девять отдельных блоков конденсаторов звена постоянного тока, а также 18-пульсный трансформатор с тремя вторичными обмотками, смещенными по фазе на 20° . При одинаковом питании H-мостовой ячейки $U_{dc,HB}$ преобразователь может формировать семь уровней выходного сигнала (например, U_{xn}), используя различные комбинации трех напряжений H-моста.

Коммутационные состояния

Базовый принцип работы преобразователя 7L-SC2LHB такой же, как у 5L-SC2LHB VSC. Общее количество коммутационных состояний, включая избыточные $n_{sw} = 2^{2p} = 2^6 = 64$, где p — количество H-мостовых ячеек на фазу.

Выходные фазные напряжения (например, $U_{xn} \pm 2U_{dc,HB} \pm U_{dc}/3, \pm U_{dc,HB} \pm U_{dc}/6$ и 0) могут быть сформированы за счет более одной комбинации, как показано в таблице 3, откуда видно, что существуют различные возможности для получения одного и того же выходного напряжения.

Для положительного фазного тока, если все диагональные оппозитные ключи ($S'_{pLx} S'_{pRx}$ $p = 1, 2, 3$) или ($S'_{pLx} S_{pRx}$ $p = 1, 2, 3$) открыты, то выходное фазное напряжение будет составлять $+3U_{dc,HB} = +U_{dc}/2$ или $-3U_{dc,HB} = +U_{dc}/2$. Положительные и отрицательные состояния $+2U_{dc,HB}$ и $-2U_{dc,HB}$ формируются, если только одна пара ключей ($S_{pLx} S_{pRx}$; $p = 1$ или 2 или 3) или ($S'_{pLx} S'_{pRx}$ $p = 1$ или 2 или 3) закрыта. Для формирования положительного состояния $+U_{dc,HB}$ и отрицательного состояния $-U_{dc,HB}$ только один из трех диагональных ключей должен быть открыт. Нулевое состояние формируется, если все верхние или нижние транзисторы в трех H-мостах находятся по ходу тока. Следовательно, в каждой фазе могут присутствовать семь отдельных уровней напряжения: $\pm U_{dc}/2, \pm U_{dc}/3, \pm U_{dc}/6$ и 0 (табл. 3).

Существуют некоторые избыточности для получения следующих уровней выходного напряжения: $+U_{dc}/3, +U_{dc}/6$ и 0. Несмотря на то, что формируются одинаковые выходные сигналы, ток i_{ph} проходит различными путями. Это означает, что токи в конденсаторах DC-шины будут отличаться и форма сигнала на них также будет разной. Вариант избыточности можно выбирать с учетом выравнивания напряжений на конденсаторах, снижения потерь и балансировки мощности.

Общее число коммутационных состояний для 7L-SC2LHB VSC составляет 15, это число

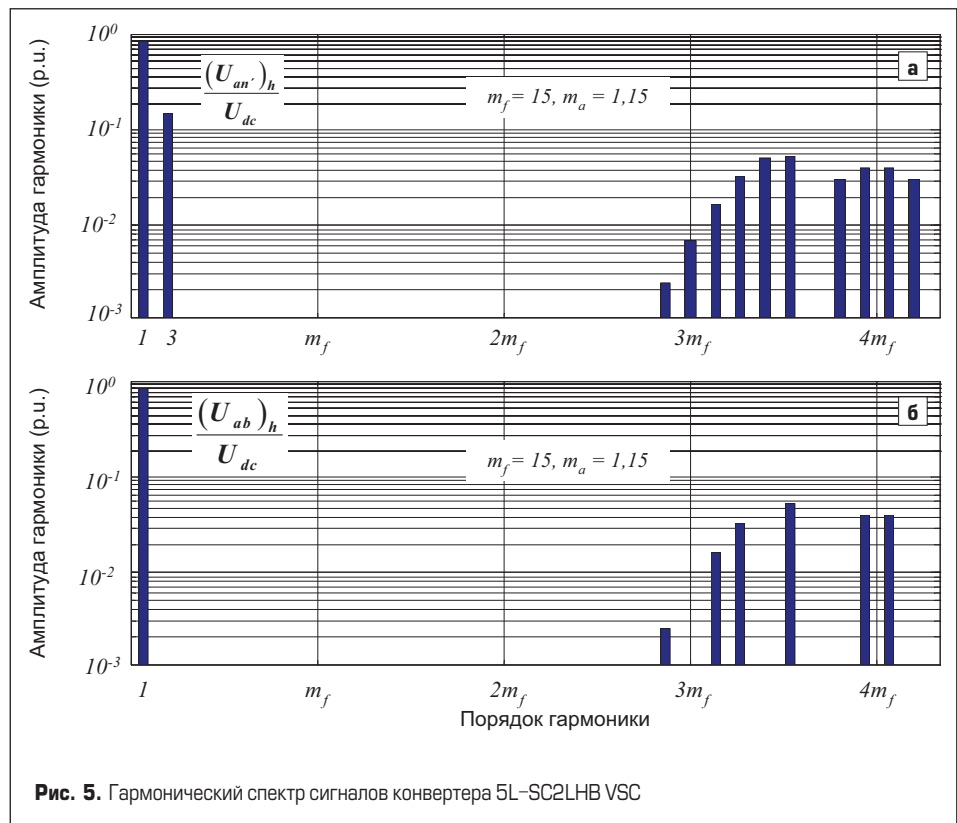


Рис. 5. Гармонический спектр сигналов конвертера 5L-SC2LHB VSC

Таблица 3. Количество избыточных состояний в каждом уровне фазного напряжения конвертера 7L-SC2LHB VSC

Уровень выходного фазного напряжения	$U_{dc}/2$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$	0	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/2$
Количество избыточностей на уровень	1	6	15	20	15	6	1

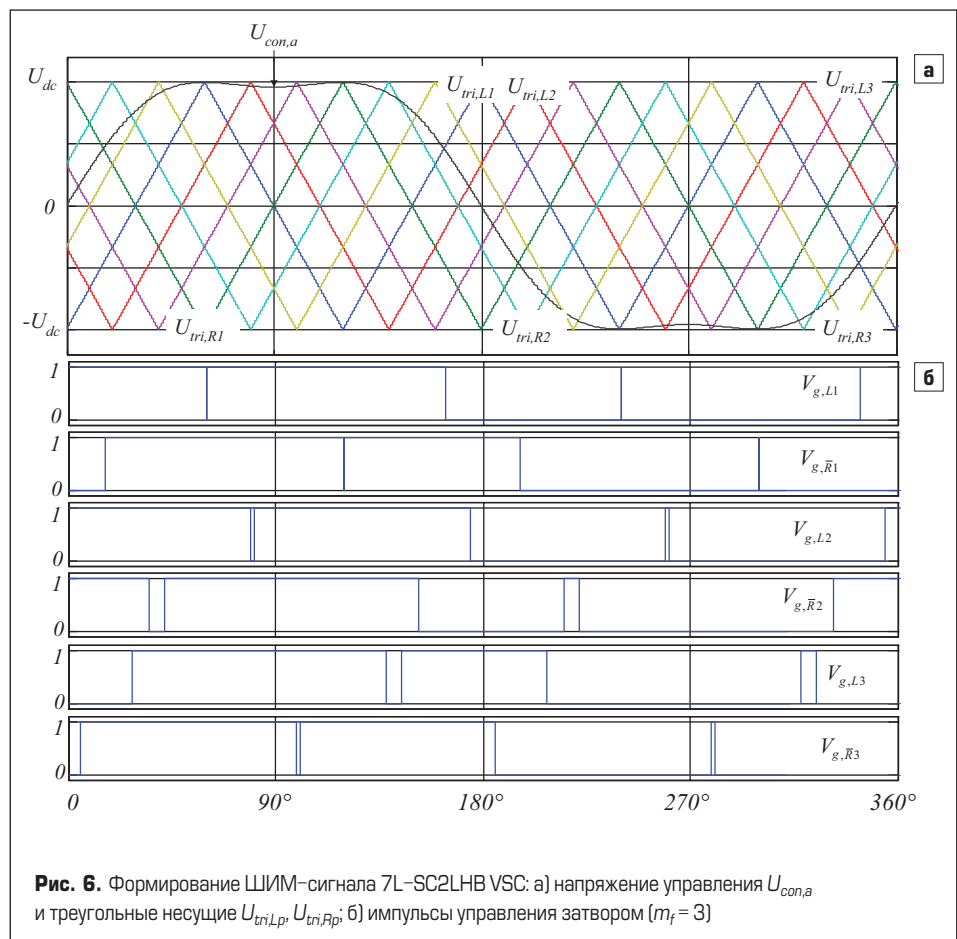


Рис. 6. Формирование ШИМ-сигнала 7L-SC2LHB VSC: а) напряжение управления $U_{con,a}$ и треугольные несущие $U_{tri,Lp}, U_{tri,Rp}$; б) импульсы управления затвором ($m_f = 3$)

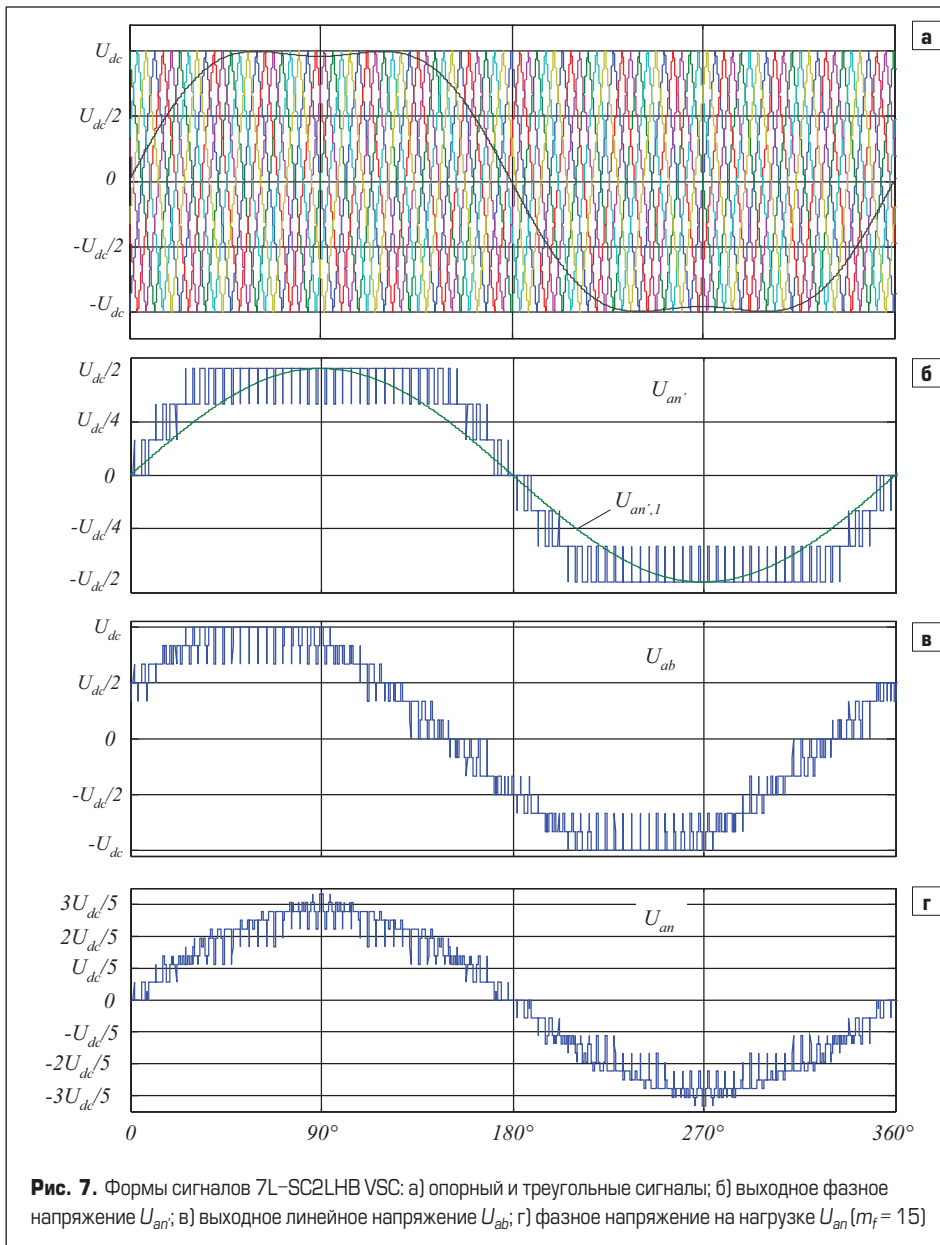


Рис. 7. Формы сигналов 7L-SC2LHB VSC: а) опорный и треугольные сигналы; б) выходное фазное напряжение U_{an} ; в) выходное линейное напряжение U_{ab} ; г) фазное напряжение на нагрузке U_{an} ($m_f = 15$)

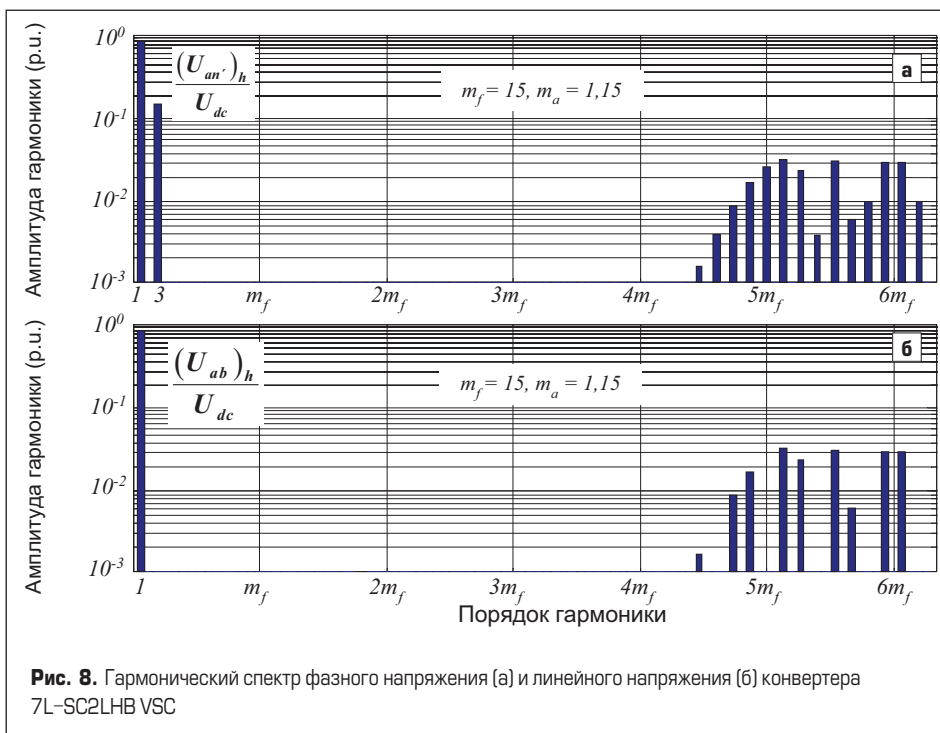


Рис. 8. Гармонический спектр фазного напряжения (а) и линейного напряжения (б) конвертера 7L-SC2LHB VSC

разбивается на 7/7 для положительного/отрицательного напряжения и 1 для нуля.

Отметим, что каждый ключ Н-моста блокирует напряжение $U_{DC}/6$ (в отличие от $U_{DC}/4$ в схеме 5L-SC2LHB VSC) для достижения того же выходного сигнала.

Центрированная синусоидальная модуляция

Принцип формирования ШИМ-сигнала остается таким же, как у конвертера 5L-SC2LHB. Для реализации метода модуляции PS необходимо шесть несущих одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутых по фазе на $T_C/6$. Соответствующие эпюры для 7L-SC2LHB VSC показаны на рис. 6а. Треугольные сигналы $(U_{tri,L1}, U_{tri,R1}), (U_{tri,L2}, U_{tri,R2}), (U_{tri,L3}, U_{tri,R3})$ используются в первой, второй и третьей Н-ячейке соответственно (одна несущая на каждую стойку).

Моменты коммутации определяются путем сравнения соответствующего несущего и опорного сигнала $U_{con,x}$ ($x = a, b, c$). Таким образом, имеется 12 переключений на фазу в течение одного периода T_C . Формирование контрольных сигналов можно описать следующим образом:

$$\begin{cases} U_{con,x} > U_{tri,Lp} (S_{pLx} : on, \bar{S}_{pLx} : off) \\ or \quad U_{con,x} < U_{tri,Lp} (S_{pLx} : off, \bar{S}_{pLx} : on) \\ U_{con,x} > U_{tri,R1} (\bar{S}_{pRx} : on, S_{pRx} : off) \\ or \quad U_{con,x} < U_{tri,Rp} (\bar{S}_{pRx} : off, S_{pRx} : on) \end{cases} \quad p = 1, 2, 3$$

Результирующие импульсы управления затворами 7L-SC2LHB VSC, показанные на рис. 6б, непосредственно определяют состояние ключей $S_{1Lx}, S'_{1Rx}, S_{2Lx}, S'_{2Rx}$ и S'_{3Rx} (см. (1)).

Выходные сигналы конвертера 7L-SC2LHB VSC показаны на рис. 7. Как и в схеме 5L-SC2LHB VSC, цепь заземления n' изолирована от нейтрали n и все фазные напряжения U_{an}, U_{bn}, U_{cn} непосредственно определяются состоянием АС-выходов отдельных Н-мостовых ячеек. При одинаковом значении $U_{dc,HB} = U_{dc}/6$ в каждой ячейке выходные фазные сигналы

Таблица 4. Выходные сигналы и соответствующие уровни 7L-SC2LHB VSC

Уровни выходного напряжения	$U_{xn'}$	U_{ab}	U_{xn}
U_{dc}		\pm	
$5U_{dc}/6$		\pm	
$2U_{dc}/3$		\pm	\pm
$11U_{dc}/18$			\pm
$5U_{dc}/9$			\pm
$U_{dc}/2$	\pm	\pm	\pm
$4U_{dc}/9$			\pm
$7U_{dc}/18$			\pm
$U_{dc}/3$	\pm	\pm	\pm
$5U_{dc}/18$			\pm
$2U_{dc}/9$			\pm
$U_{dc}/6$	\pm	\pm	\pm
$U_{dc}/9$			\pm
$U_{dc}/18$			\pm
0	0	0	0

$$U_{xn} = \begin{cases} U_{dc}/2 & \text{if } (U_{con,x} > [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}, U_{tri,R2}, U_{tri,R3}]) \\ U_{dc}/3 & \text{if } (U_{con,x} > [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}, U_{tri,R2}], U_{con,x} < U_{tri,R3}) \\ U_{dc}/6 & \text{if } (U_{con,x} > [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}], U_{con,x} < [U_{tri,R2}, U_{tri,R3}]) \\ 0 & \text{if } (U_{con,x} > [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}], U_{con,x} < [U_{tri,R1}, U_{tri,R2}, U_{tri,R3}]) \\ -U_{dc}/6 & \text{if } (U_{con,x} > [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}], U_{con,x} > [U_{tri,R2}, U_{tri,R3}]) \\ -U_{dc}/3 & \text{if } (U_{con,x} < [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}, U_{tri,R2}], U_{con,x} > U_{tri,R3}) \\ -U_{dc}/2 & \text{if } (U_{con,x} < [U_{tri,L1}, U_{tri,L2}, U_{tri,L3}, U_{tri,R1}, U_{tri,R2}, U_{tri,R3}]) \end{cases} \quad (1)$$

схемы 7L-SC2LHB VSC будут содержать семь уровней: $\pm U_{dc}/2, \pm U_{dc}/3, \pm U_{dc}/6$ и 0 (рис. 76 и табл. 4).

Линейное напряжение 7L-SC2LHB VSC состоит из 13 уровней: $\pm U_{dc}, \pm 5U_{dc}/6, \pm 2U_{dc}/3, \pm U_{dc}/2, \pm U_{dc}/3, \pm U_{dc}/6$ и 0 (рис. 7в и табл. 4). Фазный сигнал на нагрузке U_{an} (рис. 7г) содержит 25 уровней: $\pm 2U_{dc}/3, \pm 11U_{dc}/18, \pm 5U_{dc}/9, \pm U_{dc}/2, \pm 4U_{dc}/9, \pm 7U_{dc}/18, \pm U_{dc}/3, \pm 5U_{dc}/18, \pm 2U_{dc}/9, \pm U_{dc}/6, \pm U_{dc}/9, \pm U_{dc}/18$ и 0 (табл. 4).

Спектральный состав фазного и линейного выходного сигнала показан на рис. 8а, б (при $m_a = 1,15$ и $m_f = 15$). Становится очевидным, что диапазон первой несущей выходных напряжений центрирован вокруг частоты, превышающей несущую в 6 раз ($f_{1Cb} = 6f_C$).

Заключение

Многоуровневая концепция приобретает все большую популярность в высоковольтных мощных преобразователях. Возможность формирования многоступенчатого выходного сигнала позволяет снизить общий уровень гармонических искажений (THD) MLI-систем по сравнению с двухуровневыми 2LVSC. Кроме того, эффективная частота переключения в многоуровневых преобразователях пропорциональна количеству уровней напряжения. Другими словами, MLI-инвертор может обеспечить на низкой частоте коммутации такой же коэффициент гармоник, как 2L-инвертор на более высокой частоте. Очевидно, теоретическое превосходство преобразователя растет с числом уровней, что предполагает использование идеальных ключей. Однако в реальности количество уровней напряжения ограничено сложностью реализации системы и устройства управления, стоимостью и потерями проводимости.

В данной работе рассмотрены четыре варианта MLI VSC: инвертор с фиксированной нейтралью (NPC), инвертор с «плавающими» конденсаторами (FLC), последовательное соединение 2L H-мостов (SC2LHB) и последовательное соединение 3L H-мостов (ML-SC3LHB). Дано сравнение различных топологий по их структуре, функциональным возможностям и основным характеристикам. Количество компонентов, необходимых в каждой системе, указано в таблице 5, где N — число уровней напряжения.

Для реализации схем FLC и SC2LHB не нужны фиксирующие диоды, в NPC- и FLC-конвертерах отсутствуют балансировочные конденсаторы. Топология FLC требует применения большого количества

емкостей для высоковольтных уровней. В схеме VSC 7L-FLC, например, 15 фиксирующих конденсаторов плюс шесть конденсаторов DC-шины необходимо для получения номинального напряжения, для которого достаточно девяти конденсаторов в топологии SC2LHB. Большое количество емкостей означает и высокую сложность схемы балансировки напряжений, что делает подобную систему экономически неэффективной.

На рис. 9 и в таблице 5 показана зависимость количества необходимых компонентов от числа уровней в четырех различных MLI-системах. Несмотря на то, что потребность в силовых ключах (IGBT/диоды) одинаковая, перечень элементов будет различаться для разных устройств. При одном и том же номинальном напряжении схема NPC требует существенно большего числа деталей, поэтому ее применение нецелесообразно в высоковольтном диапазоне. Кроме того, в системах NPC, более сложных, чем традиционная 3L, проблема дисбаланса напряжений не может быть решена только за счет метода модуляции.

Как видно на рис. 9, для формирования одинакового числа уровней схеме SC2LHB требуется меньшее количество силовых ключей, однако конденсаторов нужно больше, чем в NPC-инверторе. Еще одно преимущество топологии SC2LHB состоит в ее гибкости: все уровни имеют одинаковую структуру, не нужны дополнительные фиксирующие диоды или балансировочные конденсаторы, как в схемах NPC и FLC. Число уровней напряжения можно регулировать, изменяя число H-мостовых ячеек. Кроме того, эта топология позволяет вводить избыточность для повышения надежности всей системы. Однако сложность управления таким инвертором пропорциональна количеству ячеек.

По мере увеличения количества уровней проблема дисбаланса напряжения питания становится все более серьезной. Для обеспечения стабильной работы системы необходима четкая модель и эффективный метод балансировки DC-цепей.

Каждая ячейка конвертера SC3LHB VSC генерирует большее количество уровней напряжения (N), чем SC2LHB VSC, обеспечивая при этом лучший состав гармоник. Для получения одинакового значения N в каждой фазе конвертеру SC3LHB требуется импульсный трансформатор с количеством обмоток $3(N-1)/2$, тогда как для схемы SC2LHB VSC нужен трансформатор $3(N-1)$. Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что среди рассмотренных концепций преобразователей схема с последовательным соединением H-мостовых ячеек является наиболее привлекательной.

Таблица 5. Количество силовых ключей и конденсаторов, необходимых для реализации MLI-системы

Топология	NPC	FLC	SC2LHB	SC3LHB
Количество модулей (IGBT/Diode)	6(N-1)			
Количество фиксирующих диодов	3(N-1)(N-2)	0	0	3(N-1)
Количество конденсаторов DC-шины	(N-1)		3(N-1)/2	
Количество балансировочных конденсаторов	0	3(N-2)	0	0
Итого	3N ² -2N-1, N=3, 4.	10N-13, N=3, 4..	15(N-1)/2, N=5, 7, 9.	21(N-1)/2, N=5, 9.

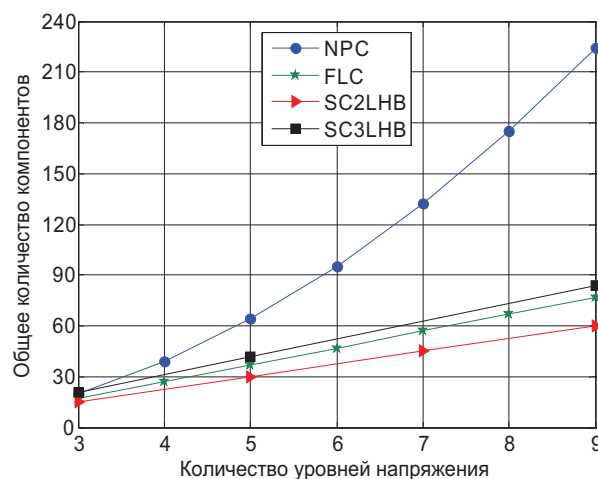


Рис. 9. Общее количество компонентов, необходимых для реализации MLI-системы, в зависимости от числа уровней фазного напряжения