

Устройства аналоговой и цифровой электроники

УДК 621:314.6

DOI: 10.14529/power150304

АНАЛИЗ СПОСОБОВ МОДУЛЯЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НА БАЗЕ МОДУЛЬНЫХ МНОГОУРОВНЕВЫХ КОНВЕРТЕРОВ

И.Р. Абдулвелеев, Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов

Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск

Рассмотрены многоуровневые конвертеры на базе модульной конструкции (ММС), предназначенные для высоковольтных сетей в качестве активных выпрямителей регулируемых электроприводов переменного тока, а также статических компенсаторов реактивной мощности. Приведена структура ММС, отличительная особенность которой заключается в том, что каждая фаза содержит ряд последовательно включенных одинаковых подмодулей. Представлена типовая топология подмодуля, состоящая из конденсатора, шунтируемого встречно-параллельным соединением диода и транзистора. Рассмотрены возможные рабочие состояния подмодуля, влияющие на уровень напряжения на входных зажимах. Детально проанализированы три известных способа модуляции напряжения ММС: метод амплитудно-импульсной модуляции, метод с назначением коммутируемого подмодуля и метод сравнения с опорным напряжением. Приведено содержание высших гармоник в выходном линейном напряжении ММС для трех перечисленных способов модуляции. Показано, что в методе сравнения с опорным напряжением уровень THD напряжения на входных зажимах конвертера составляет значение порядка 4 % при частоте коммутации силовых ключей 300 Гц.

Ключевые слова: модульный многоуровневый конвертер, способы модуляции, активный выпрямитель, высшие гармоники, искажение синусоидальности кривой.

Введение

Современный подход к увеличению энергоэффективности технологических процессов и ужесточение требований к качеству электроэнергии существенным образом отразились на выборе выпрямительных схем на входе преобразователей частоты мощных электроприводов. В связи с этим, в двухзвенных преобразователях частоты широкое применение нашли активные выпрямители на полностью управляемых ключах. Такое решение позволяет обеспечить двусторонний обмен энергией, регулирование коэффициента мощности и приемлемый гармонический состав тока, потребляемого из сети.

Классические силовые схемы активных выпрямителей мощных электроприводов, как правило, представляют собой параллельное соединение нескольких трехуровневых инвертеров, включенных на сеть через понижающий трансформатор [1, 2]. Для уменьшения искажений синусоидальности формы кривой сетевого тока используют многопульсные схемы соединений обмоток силового трансформатора [3]. На современном этапе подобные конфигурации представляют собой последовательное соединение первичных обмоток трансформатора и разные группы соединений вторич-

ных обмоток. На практике в мощных электроприводах применяют 12-, 18-, 24- и 48-пульсные силовые схемы [1–4].

Недостатком подобных решений активных выпрямителей является наличие группы силовых трансформаторов с нестандартными соединениями обмоток, что существенно увеличивает массогабаритные характеристики и ведет к удорожанию схемы. В современных условиях постепенного снижения стоимости IGBT-транзисторов и роста цен на активные материалы трансформаторов формируется принципиально новое направление развития преобразователей частоты, которое заключается в проектировании «бестрансформаторных» многоуровневых конвертеров на базе модульных конструкций.

Концепция модульного многоуровневого конвертера (Modular Multilevel Converter – ММС или М2С) впервые предложена в 2001 году, подробное описание базовой структуры и принципа работы изложено в [5–7]. Данная топология оказалась весьма удачной в техническом и коммерческом отношении, и в 2005 году фирма Siemens анонсировала первое коммерческое устройство нового многоуровневого AC-DC преобразователя на полностью управляемых ключах для HVDC (High

Voltage Direct Current – высоковольтные системы передачи постоянного тока) [8]. Технология получила название HVDC Plus.

Основные преимущества MMC:

- отсутствие трансформатора;
- модульная конструкция, легко адаптируемая к различным уровням сетевого напряжения, за счет изменения количества последовательно включенных подмодулей;
- высокое качество выходного напряжения конвертера;
- возможность резервирования;
- возможность использования в высоковольтных регулируемых электроприводах переменного тока.

Благодаря указанным преимуществам многоуровневые модульные преобразователи получили широкую популярность в создании новых HVDC проектов. В 2010 году первая линия HVDC на базе MMC связала города Питтсбург и Лос-Анджелес (Trans Bay Cable). Протяженность кабельной линии составила 88 км, передаваемая мощность – 400 МВт, передача электроэнергии осуществлялась на напряжении ± 200 кВ [9]. Каждая фазная ветвь модульного многоуровневого преобразователя включала порядка 200 модульных ячеек.

Успешная реализация проекта Trans Bay Cable послужила новым витком для развития MMC-технологий. Фирма Siemens сформировала отдельное направление для интеграции MMC в устройства FACTS (Flexible AC Transmission Systems – гибкие системы передачи переменного тока) – SVC Plus. Таким образом, топология MMC не ограничилась передачами постоянного тока, появились первые образцы компенсирующих устройств на базе таких преобразователей [10]. Следует отметить, что технические характеристики, в частности электромагнитная совместимость, СТАТКОМов с MMC значительно превосходят другие схемные решения, известные ранее и изложенные в [11–13].

Наиболее известные проекты с использованием технологии MMC приведены в табл. 1.

На сегодняшний день весьма актуальным направлением становится реализация активных выпрямителей и автономных инвертеров напряжения на базе MMC для электроприводов средней и высокой мощности [14–16].

Несмотря на широкое применение технологий MMC в Европе и США, эта тема остается недостаточно освещенной в отечественной науке и периодических изданиях. С позиций системного подхода, обеспечение условий электромагнитной совместимости мощных конвертеров оценивается с двух сторон: во-первых – по их воздействию на сеть, во-вторых – по показателям устойчивости (живучести) самого преобразователя при различных нарушениях питающей сети. В настоящей работе авторами изложены структура и основные принципы работы модульных многоуровневых конвертеров. Рассмотрены основные способы модуляции и дана их оценка по уровню содержания высших гармоник со стороны питающей сети. Вопросы устойчивости многоуровневых конвертеров с учетом работы электропривода будут изложены в дальнейшем.

1. Структура и принцип работы

Структура модульного многоуровневого конвертера показана на рис. 1. Преобразователь включает в себя три фазные ветви *A*, *B* и *C*, которые состоят из шести плеч 1–6. Каждое плечо содержит *n* последовательно соединенных идентичных подмодулей и токоограничивающую индуктивность $L_{пл}$. К плечам преобразователя приложены напряжения $U_{пл1} \dots U_{пл6}$ и по ним протекают токи $i_{пл1} \dots i_{пл6}$ соответственно. Со стороны DC постоянное напряжение делится поровну с помощью двух последовательно соединенных конденсаторов *C1* и *C2*. Средняя точка между ними 0 – это нулевой потенциал, относительно которого на шине DC+ приложено напряжение $+U_{dc}/2$, а на шине DC– напряжение $-U_{dc}/2$. Звено постоянного тока также включает токоограничивающие индуктивности $L_d/2$. Активными сопротивлениями R_d и $R_{пл}$ представлены потери энергии в преобразователе (омические потери в DC-звене, коммутационные потери в полупроводниках и т. д.). На практике встречаются и другие схемные конфигурации MMC [17].

Полумостовая ячейка или подмодуль (HBSM – half-bridge submodule) включает конденсатор и два коммутационных устройства, которые состоят из соединенных встречно-параллельно IGBT-транзистора и диода (рис. 2, а) [18]. Другие возможные

Таблица 1

Реализованные проекты с использованием MMC

Название проекта	Год пуска в работу	Страна	Устройство	Мощность, МВт/Мвар	Напряжение, кВ
Thanet	2009	Великобритания	СТАТКОМ	$2 \times \pm 150$	132
Kikiwa	2010	Новая Зеландия	СТАТКОМ	$2 \times \pm 40$	220
Greater Gabbard	2011	Великобритания	СТАТКОМ	± 500	132
Blackwater	2012	Австралия	СТАТКОМ	$3 \times \pm 100$	132
Tyssen Krupp	2012	США	СТАТКОМ	± 100	–
BorWin2	2013	Германия	HVDC (200 км)	800	± 300
INELFE	2014	Испания / Франция	HVDC (60 км)	2×1000	± 320

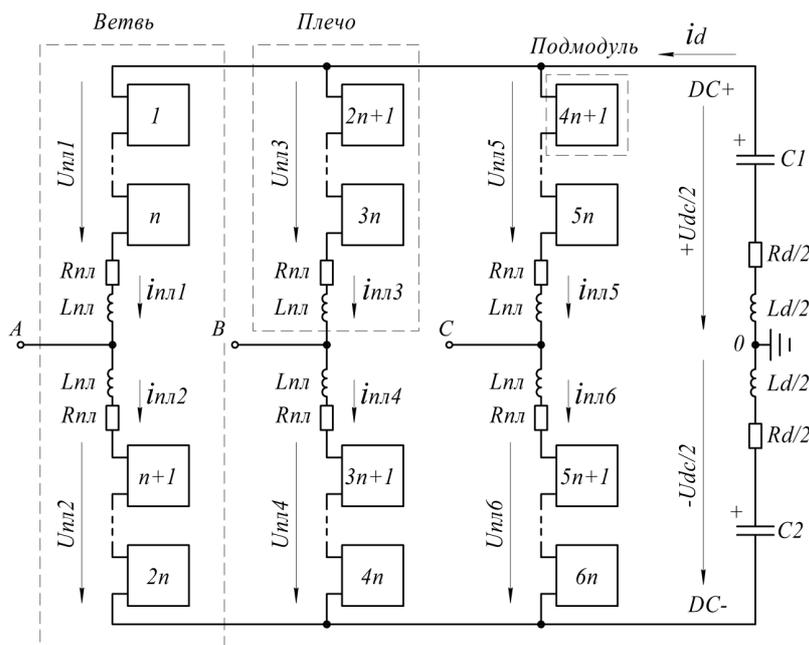


Рис.1. Структурная схема MMC

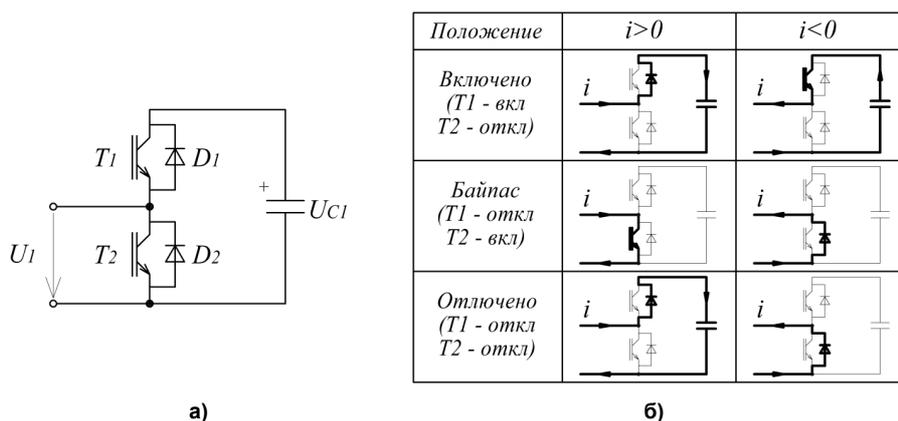


Рис. 2. Топология (а) и рабочие положения (б) подмодуля

топологии коммутационных устройств для MMC и их влияние на параметры схемы подробно рассмотрены в [19].

Подмодули могут переключаться между различными состояниями в соответствии с рис. 2, б. В зависимости от этого напряжение на зажимах подмодуля $U_1(t)$ может изменяться между $U_1(t) = U_{C1}(t)$ и $U_1(t) = 0$. Когда $T1$ включен и $T2$ отключен, конденсатор модуля включается последовательно в цепь. Конденсатор подмодуля будет заряжаться или разряжаться в соответствии с направлением тока плеча i . При отключенном $T1$ и включенном $T2$ конденсатор шунтируется и протекание тока по нему прекращается. Напряжение на емкости в этом случае поддерживается постоянным. Когда $T1$ и $T2$ отключены, ток протекает через диоды $D1$ и $D2$. Если ток в плече положительный, конденсатор будет заряжаться через $D1$, если отрицательный – конденсатор шунтируется и ток протекает через $D2$ [20].

Таким образом, используя различные комбинации коммутирующих устройств подмодулей, можно в каждый момент времени включать и отключать определенное количество конденсаторов в каждом плече. Наборы последовательно включенных конденсаторов дают возможность получить напряжения из ряда $0, U_C, 2U_C, 3U_C, \dots, nU_C$. Регулирование числа включенных подмодулей в плечах MMC при соответствующей стратегии модуляции позволяет получить близкую к синусоидальной форму выходного напряжения преобразователя.

2. Способы модуляции

Выбор способа модуляции является одним из ключевых моментов при реализации устройств на базе модульных многоуровневых преобразователей. На сегодняшний день среди алгоритмов ШИМ, применяемых в MMC, выделяют две основных категории [21]: методы модуляции на ос-

новой частоте (например, метод амплитудно-импульсной модуляции) и методы высокочастотной модуляции – это метод с назначением коммутируемого подмодуля [14] и метод сравнения с опорным напряжением [22]. Принципы работы основных способов ШИМ рассмотрены ниже.

А. Метод амплитудно-импульсной модуляции

Основными преимуществами подобного построения модуляции являются:

1) значительное уменьшение частоты переключений подмодулей и связанных с ними коммутационных потерь;

2) получение высокого значения первой гармоники выходного напряжения и повышение коэффициента использования напряжения DC-звена конвертера.

Стратегия амплитудно-импульсной модуляции или SMM (Staircase Modulation Method) представлена на рис. 3. Формирование выходного фазного напряжения u_{OA} осуществляется посредством коммутаций подмодулей в фазной ветви 5-уровневого ММС, каждое плечо которого включает в себя 4 подмодуля (рис. 3, а). Для упрощения подмодули представлены двухпозиционными ключами K_1-K_8 ; их переключение происходит в заранее рассчитанные моменты времени Θ (рис. 3, б). В результате этого в ветви постоянно включено n_B подмодулей верхнего плеча и n_H подмодулей нижнего. Включенному положению ключа соответствует последовательное соединение конденсатора подмодуля в цепь, отключенному – работа в режиме байпаса.

Подмодули включаются и отключаются в определенном порядке, вследствие чего кривая выходного напряжения имеет ступенчато нарастающую

и убывающую форму, симметричную относительно половины и четверти периода основной частоты. Следует отметить, что включение подмодуля в одном плече ветви сопровождается синхронным отключением подмодуля в другом плече.

Заштрихованные области на рис. 3, б показывают интервалы включенного состояния каждого подмодуля за период, а значения n_B и n_H – число включенных подмодулей в каждом плече в данных интервалах времени. На диаграмме не указаны задержки времени при переключениях подмодулей, необходимые для нормальной работы схемы.

Важной задачей при таком построении ШИМ является определение углов коммутации подмодулей с целью минимизации уровня THD выходного напряжения преобразователя. С этой целью производится аналитическое решение ряда нелинейных трансцендентных уравнений. Согласно [21] фазное напряжение u_{OA} можно выразить следующим выражением:

$$u_{OA}(\omega t) = \sum_{m=1,3,5}^{\infty} \frac{4U_C}{m\pi} (\cos(m\Theta_1) \pm \pm \cos(m\Theta_2) \pm \dots \pm \cos(m\Theta_k)) \sin(\omega t), \quad (1)$$

где U_C – напряжения на конденсаторе подмодуля; m – номер гармоники; $\Theta_1 \div \Theta_k$ – углы коммутации подмодулей.

Знак «+» перед функцией угла Θ означает повышение уровня напряжения, знак «-», соответственно, понижение уровня напряжения на одну ступень. Все углы Θ должны лежать в диапазоне от 0 до $\pi/2$, а количество углов коммутации k равно $1/2$ от числа подмодулей в плече n . Для трехфазной системы могут быть удалены гармоники не выше $3k-2$ (если k – нечетное число) или не выше $3k-1$ (если k – четное число) [23].

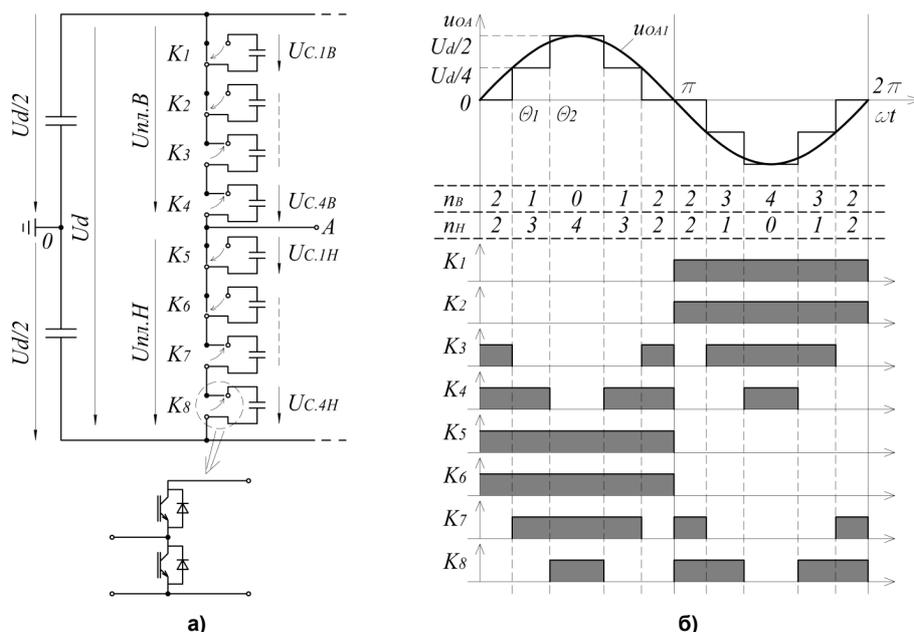


Рис. 3. Стратегия амплитудно-импульсной модуляции для ММС: а – положение ключей ветви ММС в момент времени $t = 0$; б – диаграмма переключений

Таким образом, в рассматриваемой схеме 5-уровневого ММС (см. рис. 3, а) $k=2$ и могут быть удалены все четные гармоники, а также гармоники, кратные 3 и 5. Коэффициент модуляции по первой гармонике выходного напряжения U_1 рассчитывается по следующей формуле:

$$M = \frac{U_1}{U_c(n/2)} = \frac{2U_1}{U_c n}. \quad (2)$$

Углы коммутации определяются из системы уравнений, где M лежит в диапазоне $0 \dots 1,2$:

$$\begin{cases} \cos(\Theta_1) + \cos(\Theta_2) = \frac{\pi M}{2}; \\ \cos(5\Theta_1) + \cos(5\Theta_2) = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Эквивалентная схема замещения ММС для одной фазной ветви представлена на рис. 4, а. Все подмодули приняты идентичными и напряжения на конденсаторах идеально сбалансированными в любой момент времени. Следовательно, каждое плечо можно представить одним эквивалентным подмодулем, представляющим последовательное соединение всех конденсаторов.

Количество включенных конденсаторов, соответственно и значение напряжения плеча, задаются некоторым коэффициентом модуляции m . Таким образом, напряжение плеча u представляет собой произведение суммы напряжений подмодулей U_c и коэффициента m , где m принимает значения $0, \frac{1}{n}, \frac{2}{n}, \dots, 1$.

Напряжения верхнего и нижнего плеча равны:

$$u_B = m_B U_{c,B}; \quad (4)$$

$$u_H = m_H U_{c,H}. \quad (5)$$

Тогда выходное фазное напряжение ММС [20]:

$$u_{OA} = \frac{1}{2}(m_B U_{c,B} - m_H U_{c,H}). \quad (6)$$

Формирование кривой выходного напряжения в соответствии с формулами (4)–(6) для рассматриваемого примера показано на рис. 4, б. Величина m принимает следующие значения: $0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, 1$. Видно, что максимальным приложенным напряжением плеча является полное напряжение DC-

звена U_d , тогда как амплитудой выходного фазного напряжения является вдвое меньшая величина $U_d/2$ [25].

Тепловые потери в преобразователе учитываются сопротивлением R , индуктивность L играет роль токоограничивающего реактора (см. рис. 4, а). Их наличие вызывает протекание уравнительного тока, который приводит к нарушению баланса напряжений конденсаторов схемы и требует определенных алгоритмов управления для его устранения. Напряжение, приводящее к протеканию уравнительного тока, можно рассчитать:

$$u_{ур} = \frac{1}{2}[U_d - (m_B U_{c,B} + m_H U_{c,H})]. \quad (7)$$

График кривой выходного линейного напряжения 5-уровневого преобразователя и его гармонический спектр приведены на рис. 5.

Таким образом, недостатками амплитудно-импульсной модуляции ММС являются:

- 1) необходимость включения большого количества подмодулей для достижения удовлетворительного значения THD кривой напряжения, и, как следствие, достаточно сложная схема и высокие коммутационные потери;
- 2) сложность регулирования уравнительного тока и балансировки напряжений конденсаторов подмодулей.

В. Метод с назначением коммутируемого подмодуля

Достоинствами данного метода ШИМ являются:

- 1) относительная простота (отсутствие пространственно-векторной модуляции) при достаточно удовлетворительном уровне THD кривой напряжения;
- 2) точность задания выходного напряжения конвертера.

Метод с назначением коммутируемого подмодуля или PWM-submodule Method использует понятия средних и опорных напряжений для опре-

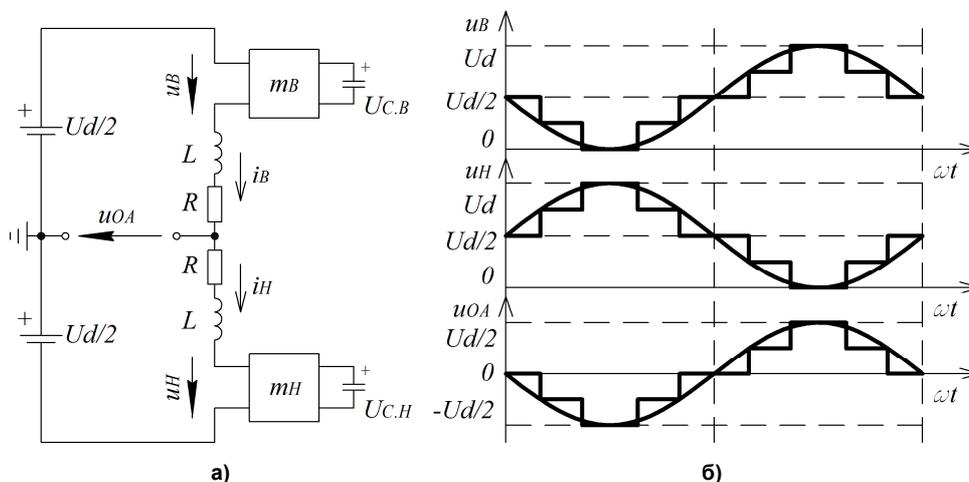


Рис. 4. Формирование кривой выходного напряжения ММС: а – эквивалентная схема; б – сложение напряжений согласно формуле (6)

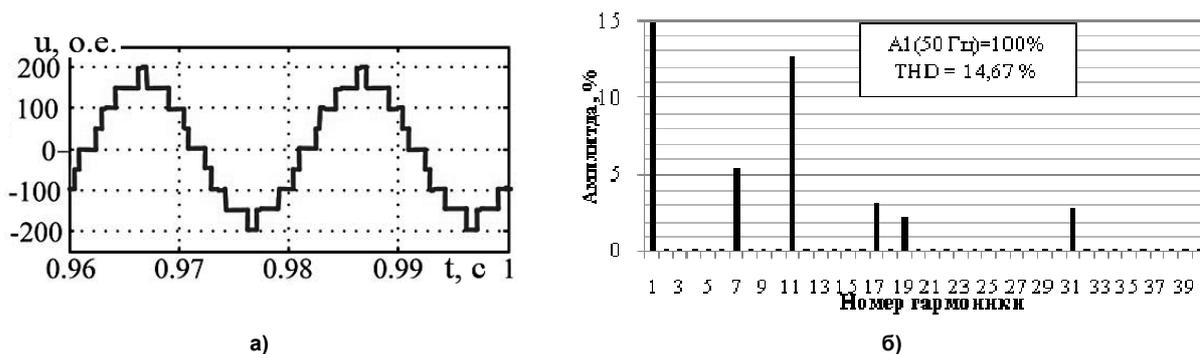


Рис. 5. Выходное линейное напряжение 5-уровневого ММС: а – форма кривой; б – спектр высших гармоник [21]

деления коммутационного состояния подмодулей преобразователя. Включенное и отключенное состояния подмодуля, а также продолжительность этих состояний рассчитываются исходя из величины среднего напряжения, которое, в свою очередь, постоянно следует за некоторым задающим опорным напряжением ШИМ.

Для получения синусоидального выходного линейного напряжения ММС опорное напряжение ШИМ в каждом плече n задается следующим выражением [14]:

$$u_{n,оп} = \frac{U_d}{2} + m \frac{U_d}{2} (\sin(\omega t + \varphi_n) + \frac{1}{6} \sin(3(\omega t + \varphi_n))), \quad n = 1, 2, \dots, 6, \quad (8)$$

где m – коэффициент модуляции, значение которого лежит в диапазоне $0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$.

Компонента 3-й гармоники вводится с целью увеличения 1-й гармоники линейного выходного напряжения. Как видно из формулы (8), сумма напряжений верхнего и нижнего плеча равна U_d (значения углов φ_n приведены в табл. 2).

Опорное напряжение $u_{n,оп}(t)$ изображено на рис. 6, а. Ось времени разделена на временные интервалы – периоды $T_{ШИМ}$. В каждом интервале

ШИМ среднее значение опорного напряжения плеча рассчитывается с учетом (8) по следующей формуле:

$$u_{n,ср} = \frac{1}{t_a - t_b} \int_{t_a}^{t_b} u_{n,оп}(t) dt. \quad (9)$$

Если допустить, что напряжения на конденсаторах подмодулей постоянны и равны $U_c(t) = U_d/n$, то напряжение плеча $U_n(t)$ в каждый момент времени может быть равным одному из $n + 1$ дискретных уровней напряжения: $0, U_d/n, 2U_d/n, 3U_d/n, \dots, U_d$. Как видно из рис. 6, б, напряжение ШИМ $u_{n,ШИМ}(t)$ формируют таким образом, чтобы оно было эквивалентно среднему напряжению $u_{n,ср}(t)$, рассчитанному по формуле (9), в каждом периоде $T_{ШИМ}$.

В периодах ШИМ среднее напряжение $u_{n,ср}(t)$ лежит между двумя дискретными уровнями напряжения – низким $U_{n,низ}$ и высоким $U_{n,выс}$ (см. рис. 6, б). Например, в период времени $t_a - t_b$, низкий уровень напряжения равен $U_{n,низ} = 0$ и $U_{n,выс} = U_d/n$. Дискретные уровни напряжения могут быть вычислены с помощью формул (9) и (10) [14]:

$$U_{n,низ} = \text{floor} \left[\frac{u_{n,ср}}{\frac{U_d}{n}} \right] \cdot \frac{U_d}{n}; \quad (10)$$

$$U_{n,выс} = U_{n,низ} + \frac{U_d}{n},$$

Таблица 2

Значения углов φ_n для опорных напряжений плеч ММС

Фаза	A	B	C
Верхнее плечо	$\varphi_1 = +5\pi/6$	$\varphi_3 = +1\pi/6$	$\varphi_5 = -\pi/2$
Нижнее плечо	$\varphi_2 = -1\pi/6$	$\varphi_4 = -5\pi/6$	$\varphi_6 = +\pi/2$

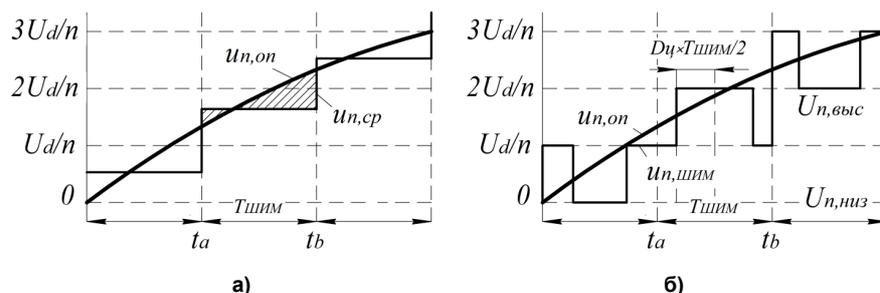


Рис. 6. Метод с назначением коммутируемого подмодуля: а – кривая напряжения $u_{n,ср}$; б – кривая напряжения $u_{n,ШИМ}$

где функция уровня $\text{floor}[x]$ определяет наибольшее целое число, меньшее или равное заданному аргументу x .

Величина $D_{ц}$, определяющая время включенного состояния подмодуля в каждом интервале, рассчитывается следующим образом [14]:

$$D_{ц} = \text{mod}\left(U_{n,ср} \frac{n}{U_d}, 1\right), \quad (11)$$

где функция $\text{mod}(x, 1)$ рассчитывает остаток от аргумента x .

Таким образом, в каждом плече и в течение каждого периода ШИМ подмодули разбиваются на три группы в зависимости от рабочего состояния:

- 1) подмодули в отключенном состоянии (режим байпаса);
- 2) подмодули во включенном состоянии;
- 3) один коммутируемый подмодуль, который переключается в соответствии с рабочим циклом, рассчитанным по формуле (11).

Например, в период ШИМ между t_a и t_b на рис. 6, б один подмодуль находится в открытом состоянии, есть один коммутируемый подмодуль и $(n-1)$ подмодулей в отключенном состоянии. Число подмодулей, которые находятся во включенном $N_{вкл}$ и отключенном $N_{откл}$ состоянии, рассчитывается по формулам:

$$N_{вкл} = \text{floor}\left[\frac{U_{n,ср}}{\frac{U_d}{n}}\right]; \quad (12)$$

$$N_{откл} = n - (N_{вкл} + 1).$$

Два коммутируемых подмодуля верхнего и нижнего плеча одной фазы переключаются, дополняя друг друга таким образом, что в каждый момент времени они находились во включенном состоянии.

Описанная выше методика не учитывает балансирование напряжения конденсаторов, что требует постоянного распределения ролей между подмодулями ветви. Это приводит к появлению дополнительных алгоритмов управления подмодулями [6, 7].

Как видно из рис.6, б существуют две возможные последовательности генерации сигналов ШИМ: одним широким импульсом (интервал между t_a и t_b) или двумя узкими (два соседних интер-

вала). Выбор последовательности импульсов и периодичность их смены подробно описаны в [14].

На рис. 7 представлены графики выходных линейных напряжений преобразователя, а также их гармонический спектр при частоте коммутаций 1200 Гц.

Метод с назначением коммутируемого подмодуля для ММС имеет следующие недостатки:

- 1) высокая частота переключений в одном подмодуле (более 1,2 кГц);
- 2) необходимость дополнительных алгоритмов распределения ролей подмодулей, связанных с балансированием напряжения конденсаторов.

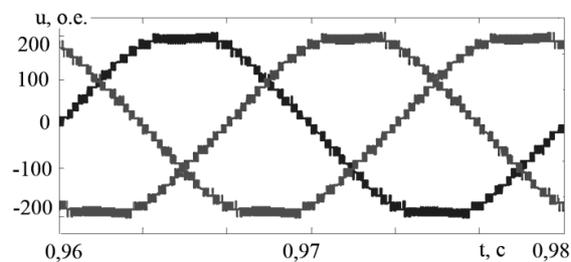
С. Метод сравнения с опорным напряжением

Основными преимуществами подобного построения ШИМ являются:

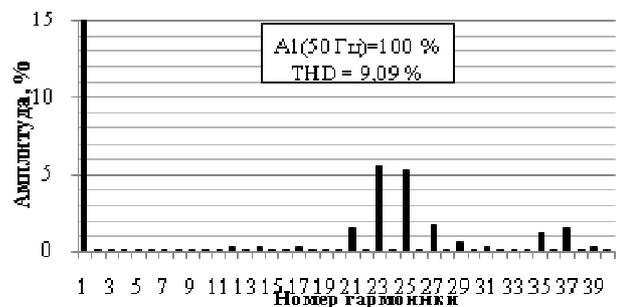
- 1) близкая к синусоидальной форма кривой выходного напряжения, низкое значение THD;
- 2) низкая частота переключений подмодулей.

Метод сравнения с опорным напряжением или CD-PWM (Carrier-disposition PWM Method) включает в себя множество различных подходов. Некоторые способы задания треугольных кривых показаны на рис. 8. Один из подходов заключается в получении N идентичных несущих кривых треугольной (пилообразной) формы, симметрично смещенных по отношению к нулевой оси – *level-shifted PWM* (рис. 8, а, б) [22]. Сравнивая опорную кривую фазного напряжения с несущими кривыми, производят желаемые переключения уровней выходного напряжения. Формирование напряжения пилообразными несущими связано с включением или отключением конкретных подмодулей. Другой подход подразумевает задание пилообразных сигналов с фазовым сдвигом $\Theta = 360^\circ/2N$ по отношению друг к другу, как показано на рис. 8, в. Такой метод получил название *phase-shifted PWM*.

Недостатком использования этих методов является неравномерное распределение пульсаций напряжения на конденсаторах подмодулей, что влияет на гармоническое искажение выходного тока и приводит к увеличению уравнивающих токов. Для улучшения гармонического состава кри-



а)



б)

Рис. 7. Выходные линейные напряжения 13-уровневого ММС:
а – формы кривых; б – спектр высших гармоник [14]

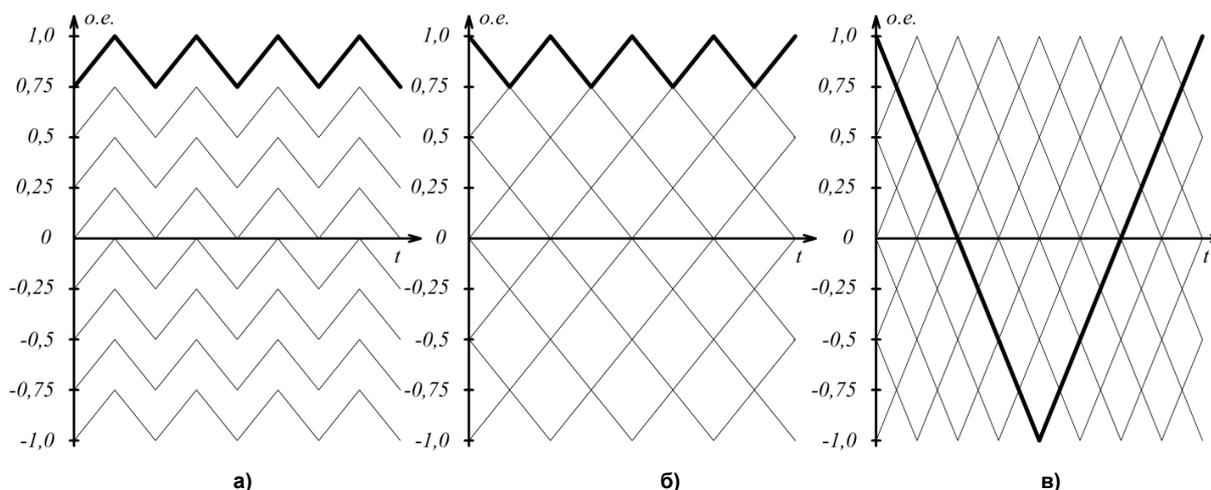


Рис. 8. Несущие кривые пилообразной формы

вой тока необходимо различными способами выравнивать напряжения на конденсаторах подмодулей [26–28]. Рассмотрим работу данного метода более подробно.

Как и в остальных стратегиях модуляции, при работе по методу несущей кривой учитывают коммутационное состояние, а также напряжения на конденсаторе и каждого отдельного подмодуля. Поэтому для того, чтобы упростить анализ данного метода, обозначим подмодули в каждом плече как 1, 2, 3, ..., N . Условимся, что переключения подмодуля k производятся в соответствии с некоторой функцией S_k , которая принимает значение равно 1, если подмодуль включен, и равно 0, если подмодуль работает в режиме байпаса. При использовании ШИМ по методу *phase-shifted* каждая переключающая функция S_k может быть сгенерирована путем сравнения опорной кривой с несущей, привязанной к подмодулю k [13]. Соответственно, функция S_k выражается с учетом гармоник, содержащихся в несущей пилообразной кривой [26]:

$$\begin{aligned} S_{k,B} &= \frac{1}{2} - \frac{m}{2} \cos(\omega_1 t) + \sum_{a=1}^{\infty} \sum_{b=-\infty}^{\infty} A_{ab,k,B}; \\ S_{k,H} &= \frac{1}{2} + \frac{m}{2} \cos(\omega_1 t) + \sum_{a=1}^{\infty} \sum_{b=-\infty}^{\infty} A_{ab,k,H}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $A_{ab,k,B}$ и $A_{ab,k,H}$ – функции гармонических составляющих несущей кривой в верхнем и нижнем плече соответственно. Эти величины могут быть рассчитаны по следующим формулам:

$$\begin{aligned} A_{ab,k,B} &= \frac{2}{a\pi} J_b \left(\frac{a\pi}{2} m \right) \sin \left[(a+b) \frac{\pi}{2} \right] \times \\ &\times \cos[(a\omega_c + b\omega_1)t + a\theta_{k,B}]; \\ A_{ab,k,H} &= \frac{2}{a\pi} J_b \left(\frac{a\pi}{2} m \right) \sin \left[(a+b) \frac{\pi}{2} \right] \times \\ &\times \cos[(a\omega_c + b\omega_1)t + a\theta_{k,H}], \end{aligned} \quad (14)$$

где J_b – функция Бесселя 1-го рода; θ_k – угловое смещение k -й несущей кривой; ω_c – угловая частота несущей кривой.

Угловое смещение θ_k может быть получено из выражений:

$$\begin{aligned} \theta_{k,B} &= \theta_{k,H} + \beta; \\ \theta_{k,H} &= \frac{2\pi}{N} k + \alpha, \end{aligned} \quad (15)$$

где α и β – произвольные угловые смещения, которые не зависят от переменной k . Угол α показывает угловое смещение между опорной кривой и несущими кривыми, а угол β – между несущими кривыми в верхних и нижних плечах.

Суммы всех переключающих функций в нижнем и верхнем плечах обозначим как $S_{\Sigma H}$ и $S_{\Sigma B}$, соответственно. Функции $S_{\Sigma H}$ и $S_{\Sigma B}$ описывают идеализированные многоуровневые кривые, которые введены в каждое плечо (без учета колебаний напряжения конденсаторов), поэтому имеем:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma B} &= \sum_{k=1}^N S_{k,B}; \\ S_{\Sigma H} &= \sum_{k=1}^N S_{k,H}. \end{aligned} \quad (16)$$

Подставив в (16) формулу (13), получим следующее выражения:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma B} &= \frac{1}{N} \left[\frac{1}{2} - \frac{m}{2} \cos(\omega_1 t) + S_{h,B} \right]; \\ S_{\Sigma H} &= \frac{1}{N} \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{2} \cos(\omega_1 t) + S_{h,H} \right], \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} S_{h,B} &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{a \in K_N} \sum_{b=-\infty}^{\infty} A_{ab,k,B}; \\ S_{h,H} &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{a \in K_N} \sum_{b=-\infty}^{\infty} A_{ab,k,H}; \\ K_N &= \{N, 2N, 3N, \dots\}. \end{aligned} \quad (18)$$

Из (17) следует, что в функции S_h присутствуют гармоники, индекс a которых является числом, кратным N . Следовательно, частота всех гармоник несущей кривой, которые появляются в S_h , N раз кратна частоте ω_c . Таким образом, если $N\omega_c$ кратна ω_1 , все гармоники в S_h также кратны ω_1 , если $N\omega_c$ является целым числом, кратным ω_1 , сумма переключающих функций не содержит каких-либо субгармоник или других частотных компонент, которые кратны нецелым числам относительно основной частоты.

Выходное переменное напряжение преобразователя определяется разностью между напряже-

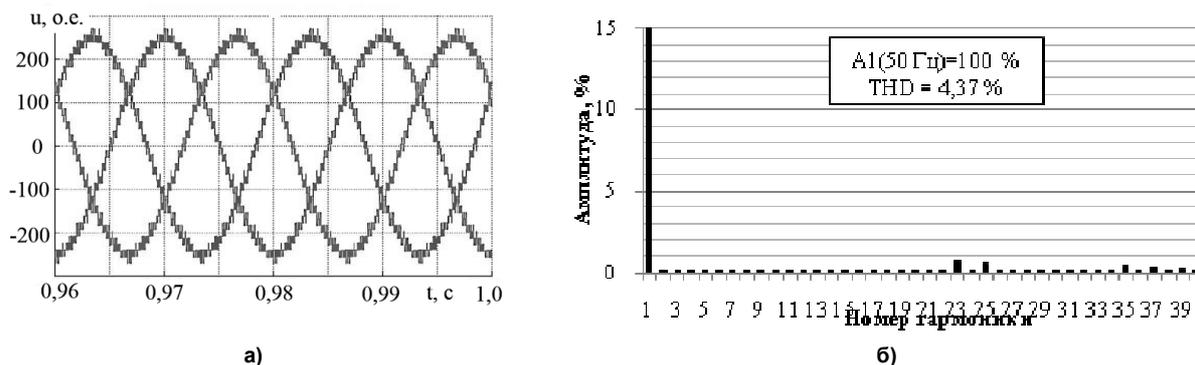


Рис. 9. Выходные линейные напряжения 11-уровневого ММС:
а – формы кривых; б – спектр высших гармоник [30]

ниями верхнего и нижнего плеча. Следовательно, гармоники, которые возникают в функции $S_{h,v}$ и находятся в фазе с соответствующими гармониками в $S_{h,n}$, удалятся и не проявятся в кривой выходного напряжения. Аналогичным образом при суммировании исчезнут гармоники на стороне ДС-звена, находящиеся в противофазе между верхним и нижним плечом. Как было определено выше, фазовые углы коммутационных гармоник влияют на фазовый угол несущих кривых. Это означает, что угловые смещения несущих кривых могут быть выбраны так, чтобы содержание гармоник снизилось либо только на стороне постоянного тока, либо только на стороне переменного тока. Эти два метода модуляции называются $(N+1)$ -уровневая модуляция и $(2N+1)$ -уровневая модуляция соответственно [29].

В первом случае, для того, чтобы свести к минимуму нелинейные искажения в напряжении ДС-звена, смещение несущих кривых должно быть выбрано с учетом компенсации коммутационных гармоник при суммировании $S_{h,v}$ и $S_{h,n}$. Это может быть сделано путем смещения несущих кривых в верхнем плече на угол π относительно несущих кривых в нижнем плече, т. е. должно выполняться условие $\beta = \pi$. Тогда все гармоники $S_{h,v}$ и $S_{h,n}$ будут в противофазе

$$S_{h,v} = -S_{h,n}. \quad (19)$$

На практике это означает, что в каждый момент времени в каждой ветви включено постоянное число подмодулей. При соблюдении условия $\beta = \pi$ на выходах преобразователя может быть получено $(N+1)$ уровней напряжения.

Для компенсации гармоник в выходном переменном напряжении в случае $(2N+1)$ -уровневой модуляции угловое смещение несущих кривых выбирается следующим образом:

$$\begin{cases} \beta = 0, & \text{если } N - \text{нечетное;} \\ \beta = \frac{\pi}{N}, & \text{если } N - \text{четное.} \end{cases} \quad (20)$$

В таком случае низкочастотные гармоники будут отсутствовать в переменном напряжении. На практике это означает, что количество включенных подмодулей в каждой фазовой ветви не

является постоянным. Как следствие, возникают общие пульсации напряжения на импедансах верхних и нижних плеч, что увеличивает эффективное количество уровней с $(N+1)$ до $(2N+1)$.

Графики кривых выходного линейного напряжения преобразователя и гармонический спектр приведены на рис. 9 (одно плечо преобразователя содержит 10 подмодулей, частота переключений 300 Гц).

Метод сравнения с опорным напряжением для ММС имеет следующие недостатки:

- 1) необходимость сложной системы балансировки напряжения конденсаторов подмодулей;
- 2) наличие гармонических составляющих на стороне постоянного тока или на стороне переменного тока, в зависимости от способа модуляции.

Заключение

В статье рассмотрена новая концепция активного выпрямителя на базе модульной многоуровневой технологии. Приведено описание основных структурных элементов силовой схемы и принципа работы преобразователя. Проведен обзор основных способов модуляции активного выпрямителя высоковольтного регулируемого электропривода переменного тока – метод амплитудно-импульсной модуляции, метод с назначением коммутируемого подмодуля и метод сравнения с опорным напряжением. Определено, что в результате работы ММС согласно предложенным методикам, достигаются достаточно низкие значения коэффициента искажения синусоидальности кривой выходного напряжения (THD). Сравнение трех различных способов модуляции показало, что использование ШИМ по принципу *carrier phase-shifted* с определенным чередованием подмодулей позволяет достичь минимального уровня THD_U в 4,37 % при частоте переключений всего в 300 Гц, т. е. при шести переключениях за период [30].

Как видно из табл. 3, данный способ модуляции является более предпочтительным.

Преимуществом модульных многоуровневых конвертеров является возможность построения высоковольтных преобразователей частоты по бес-

Таблица 3

Значения THD напряжения при различных способах модуляции MMC

Способ модуляции	THD, %
Метод амплитудно-импульсной модуляции	14,67
Метод с назначением коммутируемого подмодуля	9,09
Метод сравнения с опорным напряжением	4,37

трансформаторной схеме на напряжение 6–10 кВ. Рассмотренные способы модуляции напряжения активных выпрямителей на базе MMC обеспечивают низкий уровень содержания высших гармоник в кривой выходного напряжения без использования сложных и громоздких многопульсных схем.

Актуальным направлением дальнейших исследований является анализ устойчивости (живучести) активных выпрямителей по технологии MMC при различных возмущениях со стороны питающей сети.

Литература/References

1. Храмшин Т.Р., Корнилов Г.П., Крубцов Д.С. и др. Способы повышения устойчивости электроприводов непрерывных производств при провалах напряжения. Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия «Энергетика». 2014. Т. 14, № 2. С. 80–87. [Khramshin T.R., Kornilov G.P., Krubtsov D.S. et al. (Ways to Improve the Stability of Electric Drives of Continuous Production with Brownouts). *Bulletin of the South Ural St. Univ. Ser. Power Engineering*, 2014, vol. 14, no. 2, pp. 80–87. (in Russ.)]

2. Храмшин Т.Р., Крубцов Д.С., Корнилов Г.П. Математическая модель активного выпрямителя в несимметричных режимах работы. Электротехника: сетевой электронный научный журнал. 2014. Т. 1, № 1. С. 3–7. [Khramshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. A Mathematical Model of the Main Power Circuit of Electric Rolling Mills. *Electrotehnika: setevoi elektronnyi nauchnyi jurnal* (Electrical Engineering: Network Electronic Scientific Journal), 2014, no. 1, pp. 3–7. (in Russ.)]

3. Hingorani N.G., Gyugi L. Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems. New York, IEEE Press, 1999. 432 p.

4. Храмшин Т.Р., Крубцов Д.С., Корнилов Г.П. Оценка методов широтно-импульсной модуляции напряжения активных выпрямителей прокатных станов. Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. –2013. – № 2. – С. 48–52. [Khramshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. (Evaluation of Methods PWM Voltage Active Rectifiers Rolling Mills). *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2013, no. 2, pp. 48–53. Available at: <http://indust-engineering.ru/issues/2013/2013-2.pdf>.]

5. Marquardt R. Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern. German Patent: DE10103031, 24 January 2001.

6. Lesnicar A., Marquardt R. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range. *In Proc. Power Tech Conference*, Bologna (Spain), June 2003.

7. Lesnicar A., Marquardt R. A New Modular Voltage Source Inverter Topology. *Proc. Power Electronics and Applications (EPE)*, Toulouse (France), September 2003.

8. Siemens AG: Introduction into HVDC PLUS, 2005 [Online]: <https://www.energy-portal.siemens.com>.

9. Gemell B., Dorn J., Retzmann D., Soerangr D. Prospects of Multilevel VSC Technologies for Power Transmission. *Proc. Conf. Rec. IEEE TDCE*, 2008, pp. 1–16.

10. Feldman R., Watson A.J., Clare J.C., Wheeler P.W., Trainer D. R., Crookes R.W. DC Fault Ride-through Capability and Statcom Operation of a Hybrid Voltage Source Converter Arrangement for HVDC Power Transmission and Reactive Power Compensation. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, 6th IET International Conference on, Mar. 2012, pp. 1–5.

11. Храмшин Т.Р., Абдулвелеев И.Р., Корнилов Г.П. Обеспечение электромагнитной совместимости мощных электротехнических комплексов. Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». 2015. Т. 15, № 1. С. 82–93. [Khramshin T.R., Abdulvelev I.R., Kornilov G.P. (Assurance of Electromagnetic Compatibility of Powerful Electrotechnical Systems). *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2015, vol. 15, no. 1, pp. 82–93. (in Russ.) DOI: 10.14529/power150110]

12. Храмшин Т.Р., Абдулвелеев И.Р., Корнилов Г.П. Математическая модель силовой схемы мощного СТАТКОМа. Электротехника: сетевой электронный научный журнал. 2015. Т. 2, № 1. – С. 38–46. [Khramshin T.R., Abdulvelev I.R., Kornilov G.P. Mathematical Model of the Power Circuit of STATCOM of Large Capacity. *Electrotehnika: setevoi elektronnyi nauchnyi jurnal* (Electrical Engineering: Network Electronic Scientific Journal), 2015, vol. 2, no. 1, pp. 38–46. (in Russ.)]

13. Храмшин Т.Р., Абдулвелеев И.Р., Корнилов Г.П. Электромагнитная совместимость мощного СТАТКОМа при несимметричных режимах работы питающей сети. Электротехника: сетевой электронный научный журнал. 2015. Т. 2, № 2. – С. 40–46. [Khramshin T.R., Abdulvelev I.R., Kornilov G.P. EMC Powerful STATCOMs with Unbalanced Conditions of Electric Supply Grid. *Electrotehnika: setevoi elektronnyi nauchnyi jurnal* (Electrical

Engineering: Network Electronic Scientific Journal), 2015, vol. 2, no. 2, pp. 40–46. (in Russ.)]

14. Rohner S., Bernet S., Hiller M., Sommer R. Pulse Width Modulation Scheme for the Modular Multilevel Converter. *Proc. Conf. EPE 2009*. Barcelona, pp. 1–10.

15. Antonopoulos A. On the Internal Dynamics and AC-Motor Drive Application of Modular Multilevel Converters. Doctoral Thesis Stockholm, Sweden 2014. 158 p.

16. Spichartz M., Staudt V., Steimel A. Modular Multilevel Converter for Propulsion System of Electric Ships. *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), 2013 IEEE*, pp. 237–242.

17. Hagiwara M., Akagi H. Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters. *IEEE Transactions On Power Electronics*, July 2009, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746.

18. Mei J., Shen K., Xiao B., Tolbert L.M., Zheng J. A New Selective Loop Bias Mapping Phase Disposition PWM with Dynamic Voltage Balance Capability for Modular Multilevel Converter. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, February 2014, vol. 61, no. 2, pp. 798–807.

19. Solas E., Abad G., Barrena J.A., Aurtenetxea S., Cárcar A., Zajac L. Modular Multilevel Converter with Different Submodule Concepts. Part I: Capacitor Voltage Balancing Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, October 2013, vol. 60, no. 10, pp. 4525–4535.

20. Shi K., Shen F., Lu D., Lin P., Chen M., Xu D. A Novel Start-up Scheme for Modular Multilevel Converter. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 4180–4187.

21. Shen K., Zhao D., Mei J., Tolbert L.M., Wang J., Ban M., Ji Y., Cai X. Elimination of Harmonics in a Modular Multilevel Converter Using Particle Swarm Optimization-Based Staircase Modulation Strategy. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, October 2014, vol. 61, no. 10, pp. 5311–5322.

22. Debnath S., Qin J., Bahrani B., Saeedifard M., Barbosa P. Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review. *IEEE*

Transactions on Power Electronics, January 2015, vol. 30, no. 1, pp. 37–53.

23. Dahidah M.S.A., Agelidis V.G. Selective Harmonic Elimination PWM Control for Cascaded Multilevel Voltage Source Converters: A Generalized Formula. *IEEE Trans. Power Electron.*, Jul. 2008, vol. 23, no. 4, pp. 1620–1630.

24. Deliang Wu, Li Peng. Eliminating the Influence of Capacitor Voltage Ripple on Current Control for Grid-Connected Modular Multilevel Converter. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2015 IEEE*, pp. 2128–2132.

25. Adam G.P., Ahmed K.H., Finney S.J., Williams B.W. Modular Multilevel Converter for Medium-Voltage Applications. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, May 2011, pp. 1013–1018.

26. Konstantinou G., Agelidis V. Performance Evaluation of Half-Bridge Cascaded Multilevel Converters Operated with Multicarrier Sinusoidal PWM Techniques. *Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, 2009, pp. 3399–3404.

27. Kang D.-W., Lee W.-K., Hyun D.-S. Carrier-Rotation Strategy for Voltage Balancing in Flying Capacitor Multilevel Inverter. *IEE Proc. Electric Power Appl.*, 2004, vol. 151, no. 2, pp. 239–248.

28. Jin B.-S., Lee W.-K., Kim T.-J., Kang D.-W., Hyun D.-S. A Study on the Multi-Carrier PWM Methods for Voltage Balancing of Flying Capacitor in the Flying Capacitor Multi-Level Inverter. *Proc. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2005, p. 6.

29. Ilves K., Harnfors L., Norrga S., Nee H.-P. Analysis and Operation of Modular Multilevel Converters with Phase-Shifted Carrier PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, January 2015, vol. 30, no. 1, pp. 268–283.

30. Darusl R., Konstantinou G., Poul J., Ceballos S., Agelidis V.G. Comparison of Phase-Shifted and Level-Shifted PWM in the Modular Multilevel Converter. *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE-ASIA), 2014 International*, pp. 3764–3770.

Абдулвелеев Ильдар Равильевич, аспирант кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; leggyild@mail.ru.

Храмшин Тимур Рифхатович, канд. техн. наук, доцент, кафедра «Электротехника и электротехнические системы», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; timur.hramshin@mail.ru.

Корнилов Геннадий Петрович, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой «Электроснабжения промышленных предприятий», Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова, г. Магнитогорск; korn_mgn@mail.ru.

Поступила в редакцию 3 июля 2015 г.

ANALYSIS OF STRATEGIES OF MODULATION VOLTAGE OF THE ACTIVE RECTIFIER BASED ON THE MODULAR MULTILEVEL CONVERTERS

I.R. Abdulvelev, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, leggyild@mail.ru,*

T.R. Khramshin, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, timur.hramshin@mail.ru,*

G.P. Kornilov, *Nosov Magnitogorsk State Technical University, Magnitogorsk, Russian Federation, korn_mgn@mail.ru*

The article deals with multilevel converters based on a modular design (MMC), intended for high-voltage networks as active rectifiers controlled AC drives and static var compensator. The structure of the MMC, a distinctive feature of which is that each phase contains a number of series-connected sub-modules of the same. The typical topology submodule consisting of a capacitor, bypassed anti-parallel connection of diodes and transistors. Possible operating states submodule affecting the level of the voltage at the input terminals. Analyzed in detail three known modulation method voltage MMC: method pulse amplitude modulation method with the purpose of dial-submodule and the method of comparison with a reference voltage. Powered harmonic content in the output line voltage MMC for these three modulation techniques. It is shown that the method of comparison with the reference voltage level THD voltage at the input terminals of the converter is of the order of 4 % when the switching frequency of power switches 300 Hz.

Keywords: modular multilevel converter, modulation strategies, the active rectifier, total harmonic distortion.

Received 3 July 2015

ОБРАЗЕЦ ЦИТИРОВАНИЯ

Абдулвелеев, И.Р. Анализ способов модуляции напряжения активных выпрямителей на базе модульных многоуровневых конвертеров / И.Р. Абдулвелеев, Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 3. – С. 25–36. DOI: 10.14529/power150304

FOR CITATION

Abdulvelev I.R., Khramshin T.R., Kornilov G.P. Analysis of Strategies of Modulation Voltage of the Active Rectifier Based on the Modular Multilevel Converters. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2015, vol. 15, no. 3, pp. 25–36. (in Russ.) DOI: 10.14529/power150304