

ВЕКТОРНАЯ ШИМ ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ЦИРКУЛЯЦИОННЫХ ТОКОВ В ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ ТРЕХУРОВНЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

В.Г. Токарев, С.В. Брованов

Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск, Россия

Рассмотрена проблема снижения циркуляционных токов при формировании фазного тока необходимого качества в структуре с параллельным включением трехуровневых полупроводниковых преобразователей. Для решения проблемы предложен новый алгоритм векторной ШИМ, который дает возможность снизить циркуляционные токи и улучшить качество формируемого преобразователями фазного тока. Для трехуровневых полупроводниковых преобразователей в параллельном включении решение достигается исключением одновременной реализации таких комбинаций состояний ключей, которые формируют одно и то же выходное напряжение разными способами. В таком случае условий для появления циркуляционных токов не возникает. По результатам компьютерного моделирования предложенный алгоритм позволяет улучшить коэффициент гармоник формируемого фазного тока в среднем на 3 % и снизить циркуляционные токи в среднем в 3 раза по сравнению с другими алгоритмами.

Ключевые слова: циркуляционный ток, трехуровневый полупроводниковый преобразователь, параллельное включение трехуровневых преобразователей, трехфазная сеть, векторная ШИМ.

Введение

Трехфазные полупроводниковые преобразователи (ПП) на полностью управляемых полупроводниковых ключах широко используются в современной силовой электронике [1, 2]. На преобразователях такого типа построены силовые модули в ветрогенераторах [3], солнечных электростанциях [4], источниках бесперебойного питания и накопителях энергии [5], статических компенсаторах реактивной мощности [6, 7], активных силовых фильтрах [8–10], и других устройствах и системах [11]. Для увеличения суммарной мощности вышеперечисленных устройств применяют параллельное включение нескольких ПП [12, 13]. В зависимости от ряда факторов, таких как взаимного расположения точек подключения включенных в параллель ПП к распределительной сети, закона управления полупроводниковыми ключами, разбросов электрических параметров элементов ПП и других, между параллельно включенными ПП появляются циркуляционные токи, негативно влияющие на КПД системы. Существует ряд способов снижения циркуляционных токов [14]. При этом достаточно эффективным решением, приводящим к снижению циркуляционных токов, является выравнивание мгновенных напряжений на включенных параллельно выходах ПП. Наряду с повышением суммарной мощности системы параллельное включение ПП может быть использовано для улучшения гармонического состава формируемого фазного тока, если импульсы управления ключей одного ПП сдвинуты относительно импульсов

управления ключей другого ПП. Как было показано в работе [15], улучшение качества формируемого тока ПП в параллельном включении напрямую связано с величиной циркуляционных токов, протекающих между ПП.

Существуют работы, в которых рассматривается проблема улучшения качества формируемого фазного тока многоуровневыми структурами в параллельном включении [16, 17]. В работе [17] авторы исследуют зависимость величины циркуляционных токов и коэффициента гармоник фазного тока для различных способов модуляции со сдвигом опорных сигналов: *phase disposition (PD)*, *alternative phase opposite disposition (APOD)* и *phase opposite disposition (POD)*. В ходе проведения исследования авторы приходят к выводу, что в случае применения способа модуляции *APOD* протекающие между двумя трехуровневыми ПП в параллельном включении циркуляционные токи удается снизить на 2/3 по сравнению со способом модуляции *PD*. При этом отмечается незначительное увеличение коэффициента гармоник в формируемом фазном токе с 5,96 % в случае применения способа модуляции *PD* до 6,80 % в случае *APOD*. На наш взгляд, этот результат не является пределом и его можно улучшить, используя возможности, которые предоставляет векторная ШИМ.

На рис. 1 изображена упрощенная схема двух трехуровневых ПП в параллельном включении, где полупроводниковые вентили условно изображены как ключи *K1* и *K2*. На выходе каждого ПП в соответствии с законом модуляции формируется

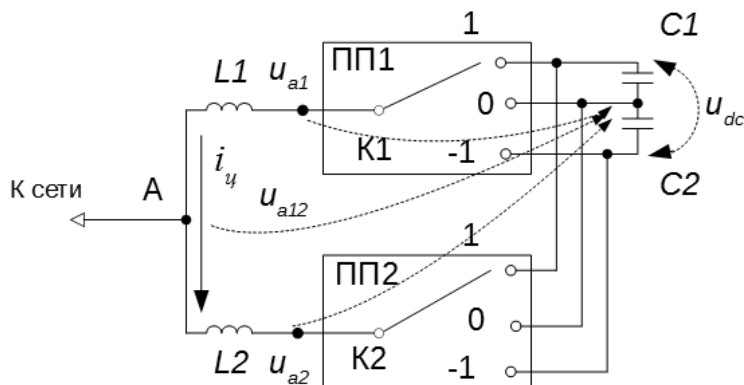


Рис. 1. Эквивалентная схема параллельного включения двух трехуровневых полупроводниковых преобразователей с общим звеном постоянного тока

Таблица 1
Соответствие ступенчатых выходных напряжений положениям ключей

К1	u_{a1}	К2	u_{a2}
1	$+U_{dc}/2$	1	$+U_{dc}/2$
0	0	0	0
-1	$-U_{dc}/2$	-1	$-U_{dc}/2$

ступенчатое напряжение, при этом большее число ступенчатых уровней напряжения приводит к лучшему гармоническому составу формируемого тока [15, 18]. Мгновенные значения выходных напряжений в зависимости от положения ключей для представленной на рис. 1 схемы приведены в табл. 1.

При равенстве импедансов уравнивающих реакторов $L1$ и $L2$, напряжение в точке A относительно средней точки звена постоянного тока вычисляется согласно выражению

$$u_{a12} = \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{a2}). \quad (1)$$

При подстановке значений из табл. 1 в выражение (1) нетрудно заметить, что при одновременном нахождении ключей К1 и К2 в позициях «0» и «1» (или «1» и «0») на выходе формируется напряжение $+U_{dc}/4$, в позициях «0» и «-1» (или «-1» и «0») на выходе формируется напряжение $-U_{dc}/4$, а в позициях «1» и «-1» (или «-1» и «1») на выходе формируется нулевое напряжение. При этом циркуляционные токи, протекающие между ПП, находятся в соответствии с выражением

$$i_{ц} = \frac{1}{L1 + L2} \int_{t1}^{t2} (u_{a1} - u_{a2}) dt. \quad (2)$$

Основываясь на вышеизложенном, можно сделать вывод, что при работе двух трехуровневых ПП в параллельном включении в режиме фазового сдвига на такте ШИМ импульсов управления ключами одного ПП относительно другого улучшение гармонического состава формируемого тока обусловливается появлением двух дополнительных уровней ступенчатых напряжений $+U_{dc}/4$ и $-U_{dc}/4$,

при этом возникающие циркуляционные токи снижают общую эффективность системы.

Векторный способ реализации ШИМ в трехуровневых ПП в параллельном включении

Известны несколько алгоритмов реализации векторной ШИМ для трехуровневых ПП, которые различаются последовательностью и количеством комбинаций состояний ключей (КСК) в секторах и сегментах [18–21]. Рассмотрим электромагнитные процессы, которые происходят при работе двух ПП в параллельном включении при фазовом сдвиге $1/2 T_{шим}$. Так, например, если задающий вектор расположен во 2-м сегменте сектора 1 (рис. 2), то в формировании суммарного выходного напряжения будут участвовать следующие образующие векторы: «малый» – $U1$, «средний» – $U7$ и «большой» $U13$. (рис. 2б.). При этом вектор $U1$ реализуется двумя комбинациями ключей (1, 0, 0) и (0, -1, -1), а каждый из векторов $U7$ и $U13$ – одной. Числовое обозначение комбинаций принято в соответствии с положениями ключей, представленными на рис. 1 и в табл. 1.

На рис. 3 приведены комбинации состояний ключей для 2-го сегмента сектора 1 для случая синхронного управления ключами (без фазового сдвига управляющих импульсов одного ПП относительно другого) и случая, когда имеет место фазовый сдвиг управляющих импульсов одного ПП относительно другого на $1/2 T_{шим}$. Серым цветом на рис. 3 отмечены одновременно реализуемые комбинации образующего вектора $U1$ (1, 0, 0 и 0, -1, -1), формирующие одно и то же выходное

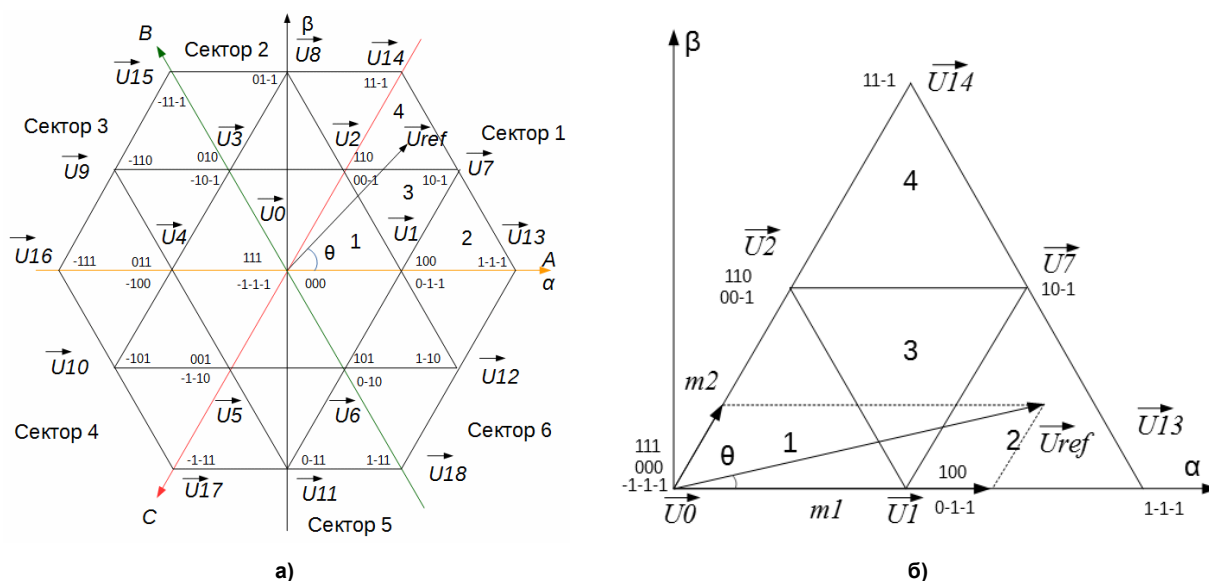


Рис. 2: а – диаграмма пространственных векторов напряжений трехуровневого ПП; б – расположение векторов в первом секторе

а)

U_1	U_{13}	U_7	$U_{1'}$	$U_{1'}$	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7	$U_{1'}$	$U_{1'}$	U_7	U_{13}
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1

б)

U_1	U_{13}	U_7	$U_{1'}$	$U_{1'}$	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7	$U_{1'}$	$U_{1'}$	U_7	U_{13}
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1

Сдвиг $1/2 T_{ш\text{им}}$

U_1	U_{13}	U_7	$U_{1'}$	$U_{1'}$	U_7	U_{13}	U_1	U_1	U_{13}	U_7
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1
-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	0	0	-1	-1

Рис. 3. КСК для 2-го сегмента сектора 1: а – без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого (синхронного управления ключами); б – с фазовым сдвигом $1/2 T_{ш\text{им}}$

напряжение. Для такого состояния ключей пути протекания токов в параллельно включенных ПП будут выглядеть так, как показано на рис. 4. При этом ключ первой стойки ПП1 оказывается подключен к положительной обкладке конденсатора

звена постоянного тока, а ПП2 – к средней точке звена постоянного тока, что приводит к протеканию циркуляционного тока в фазе $A - i_{\text{ца}}$. Ключи второй и третьей стойки ПП1 оказываются подключены к средней точке, а ПП2 – к отрицатель-

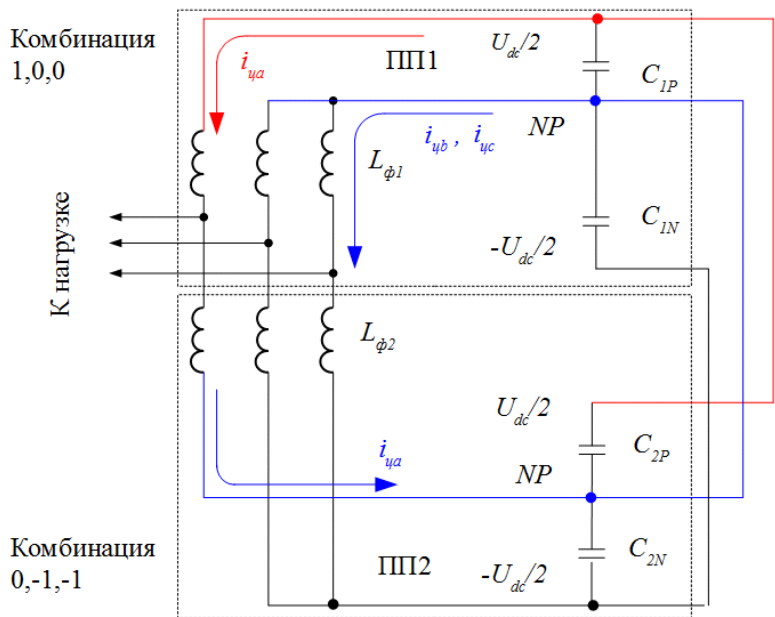


Рис. 4. Контуры протекания циркуляционных токов при использовании комбинации 1, 0, 0 для первого ПП и комбинации 0, -1, -1 для второго ПП

ной обкладке конденсатора звена постоянного тока. Это также приводит к протеканию циркуляционных токов $i_{уб}$ и $i_{уц}$ в фазах B и C соответственно. В случае синхронного управления ключами условия для протекания циркуляционных токов не возникают.

Основная идея снижения циркуляционных токов состоит в том, чтобы исключить одновременную реализацию разных избыточных КСК векторов в трехуровневых ПП в параллельном включении ($U1$ и $U1'$), формирующих одно и то же выходное напряжение, но при этом оставить чередование КСК векторов $U7$ и $U13$ для улучшения гармонического состава формируемого тока, вследствие появления промежуточного уровня ступенчатого напряжения $U_{dc}/4$.

Основываясь на изложенных выше положениях, были разработаны последовательности КСК для двух трехуровневых ПП в параллельном включении. Так, предложенная последовательность КСК для 2-го сегмента сектора 1 приведена на рис. 5. Иными словами, последовательность чередования векторов для второго ПП меняется с $\{U1'-U7-U13-U1-U13-U7-U1'\}$ на $\{U1'-U13-U7-U1-U7-U13-U1'\}$. Подобным образом меняется чередование векторов для 1-го сегмента с $\{U0-U2-U1-U0'-U1-U2-U0\}$ на $\{U0-U1-U2-U0'-U2-U1-U0\}$, для 3-го сегмента с $\{U1'-U7-U2-U1-U2-U7-U1'\}$ на $\{U1'-U2-U7-U1-U7-U2-U1'\}$ и для 4-го сегмента с $\{U2'-U14-U7-U2-U7-U14-U2'\}$ на $\{U2'-U7-U14-U2-U14-U7-U2'\}$ того же сектора.

$U1$	$U13$	$U7$	$U1'$	$U1'$	$U7$	$U13$	$U1$	$U1$	$U13$	$U7$	$U1'$	$U1'$	$U7$	$U1$
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
-1	-1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	-1
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1
$U1$	$U7$	$U13$	$U1'$	$U1'$	$U13$	$U7$	$U1$	$U1$	$U7$	$U13$	$U1'$	$U1'$	$U13$	$U7$
0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
-1	0	-1	0	0	-1	0	-1	-1	0	-1	0	0	-1	0
-1	-1	-1	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	-1	-1

Рис. 5. Предложенная последовательность КСК для 2-го сегмента сектора 1

Преобразовательная техника

Поскольку число коммутаций ключей нижнего по схеме ПП не равно числу коммутаций верхнего, поэтому для КСК других сегментов и секторов применялось чередование избыточных комбинаций таким образом, чтобы среднее число коммутаций ключей верхнего и нижнего ПП на периоде первой гармоники было одинаковым. Условно назовем исходный алгоритм векторной ШИМ как ВШИМ1, а предложенный – как ВШИМ2.

Практическая часть: имитационное моделирование

Для верификации предложенного алгоритма ВШИМ2 была разработана модель в среде имитационного моделирования *Psim*. Модель состоит из двух трехфазных трехуровневых ПП с общим звеном постоянного тока. Каждый из ПП подключается к нагрузке R через уравнивательные реакторы L_1 и L_2 . Упрощенная блок-схема имитационной модели приведена на рис. 6, а параметры модели в табл. 2.

В ходе моделирования исследовались электромагнитные процессы, протекающие в двух трехуровневых ПП в параллельном включении под управлением ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого (с синхронным управлением ключами), ВШИМ1 с фазовым сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$ и под управлением ВШИМ2 при изменении коэффициента модуляции (K_M) в пределах от 0,1 до 1. Графики зависимости коэффициента гармоник фазного тока и

доли действующего значения циркуляционного тока по отношению к действующему значению фазного тока для вышеуказанных способов приведены на рис. 7. Ввиду малой величины циркуляционных токов на рис. 7б. не отражен алгоритм ВШИМ1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого.

Как следует из графиков, при небольших значениях K_M предложенный алгоритм ВШИМ2 практически не дает ощутимого улучшения качества фазного тока. В границах 0,3–0,4 алгоритм ВШИМ2, как и алгоритм ВШИМ1, со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$ показывает меньший на 5–7 % коэффициент гармоник фазного тока по сравнению с ВШИМ1 без фазового сдвига, при этом циркуляционные токи для алгоритма ВШИМ2 в 2–3 раза меньше, чем для ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами. В границах 0,6–0,9 уменьшение коэффициента гармоник составило 2–4 %, а снижение циркуляционных токов отмечено в 2–6 раз. Также из графика следует, что для алгоритма ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$ характерны значительные вариации действующего значения циркуляционного тока относительно действующего значения формируемого фазного тока в зависимости от коэффициента модуляции. Так, для K_M , равном 0,1, эта величина максимальна и составила 296,3 %, минимальное значение на всем диапазоне было отмечено на уровне 17,1 %, а в среднем действующее значение циркуляционно-

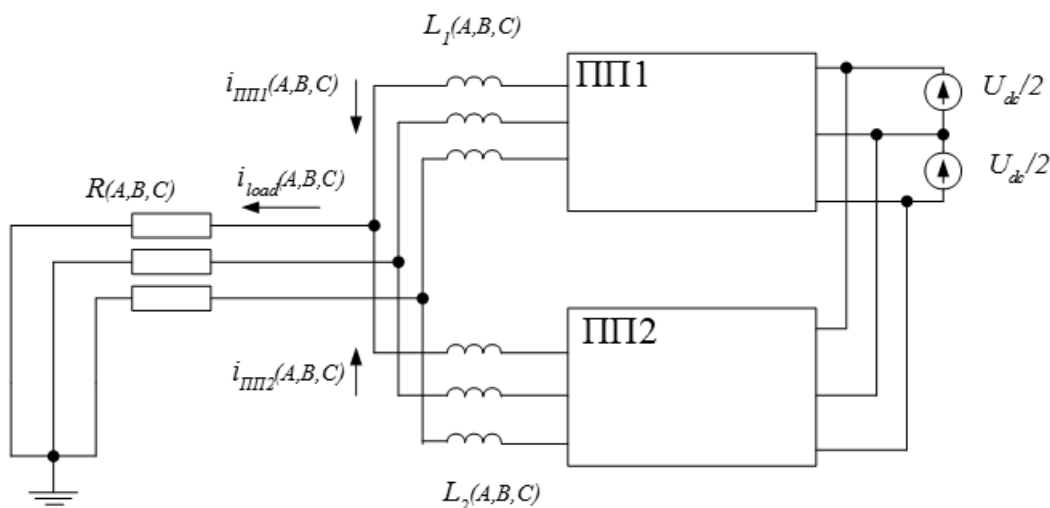


Рис. 6. Блок-схема имитационной модели

Таблица 2

Параметры имитационной модели

Параметр	Значение
Напряжение звена постоянного тока U_{dc} , В	100
Сопrotивление нагрузки R , Ом	5
Индуктивность уравнивательных реакторов L_1, L_2 , мГн	1,4
Частота ШИМ, Гц	2000

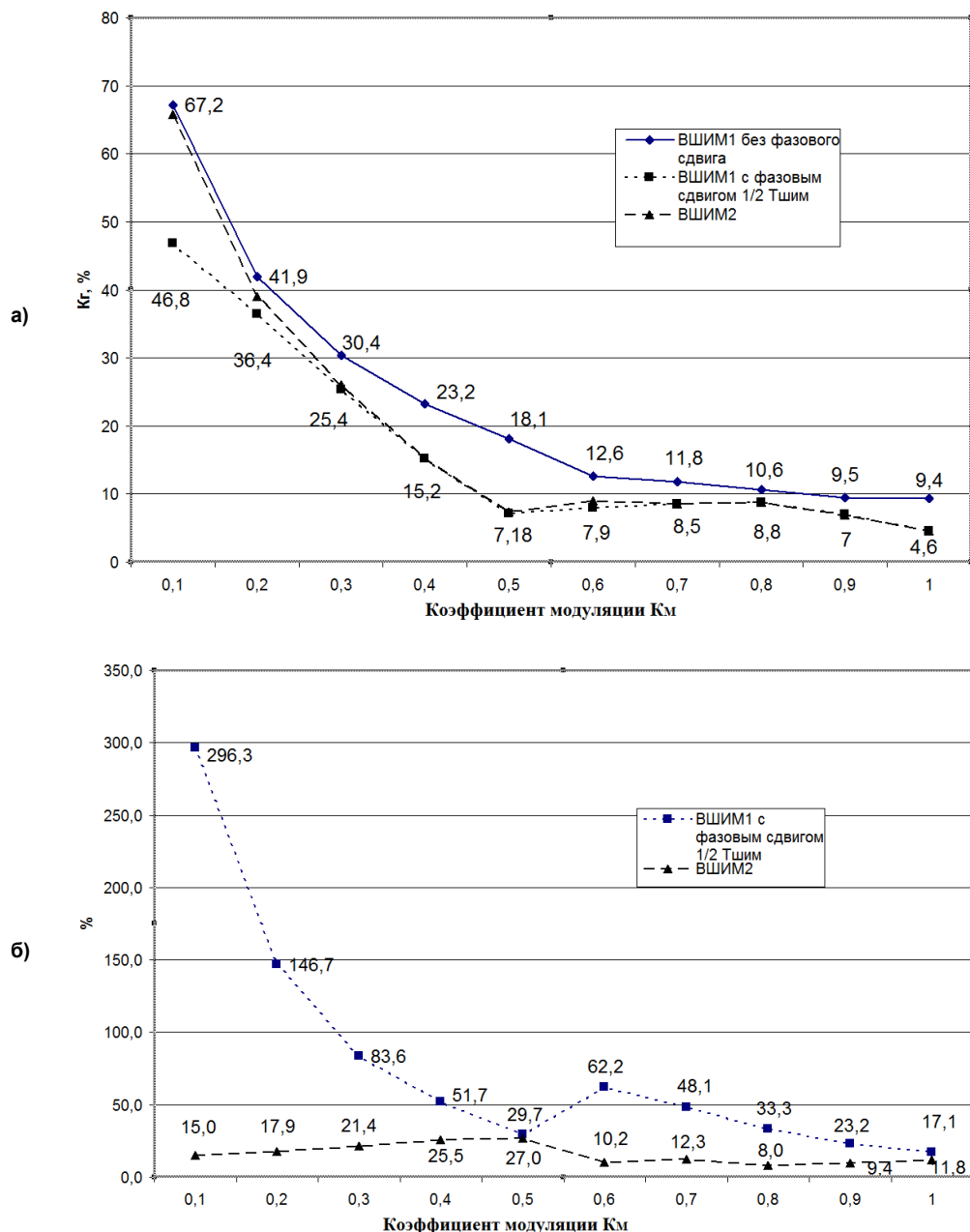


Рис. 7: а – коэффициент гармоник фазного тока; б – доля действующего значения циркуляционного тока по отношению к действующему значению фазного тока в % в зависимости от коэффициента модуляции K_m

го тока находилось в пределах 46,6 % от действующего значения фазного тока. Для предложенной VSHIM2 этот же показатель варьировался от 11,8 до 27,0 % и в среднем составил 13,9 %, что соответствует трехкратному снижению циркуляционных токов по сравнению с VSHIM1 со сдвигом импульсов управления ключами на $1/2 T_{шим}$.

Диаграммы токов нагрузки и циркуляционных токов при K_m , равном 0,79, для каждого из режимов параллельной работы изображены на рис. 8. Спектральный состав формируемого фазного тока для каждого случая приведен на рис. 9.

Моделирование показало, что применение предложенного алгоритма VSHIM2 в среднем позволило троекратно снизить циркуляционные токи по сравнению с VSHIM1 с фазовым сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{шим}$, при этом оба названных алгоритма позволяют снизить коэффициент гармоник формируемого фазного тока на примерно одинаковую величину по сравнению с VSHIM1 без фазового сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого.

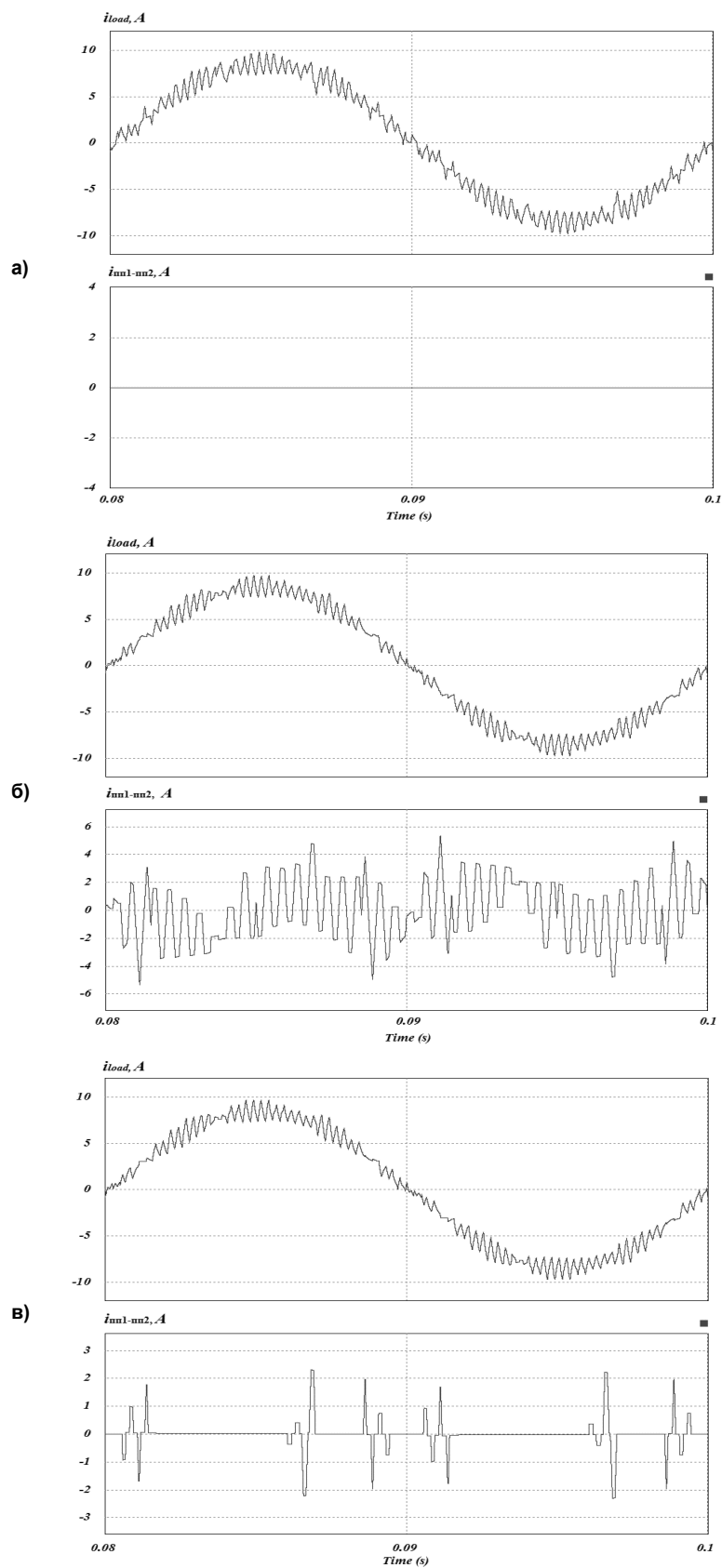


Рис. 8. Ток нагрузки фазы А (верхняя диаграмма) и циркуляционный ток (нижняя диаграмма) для алгоритмов: а – ВШИМ1 без сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого; б – ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{ШИМ}$; в – ВШИМ2

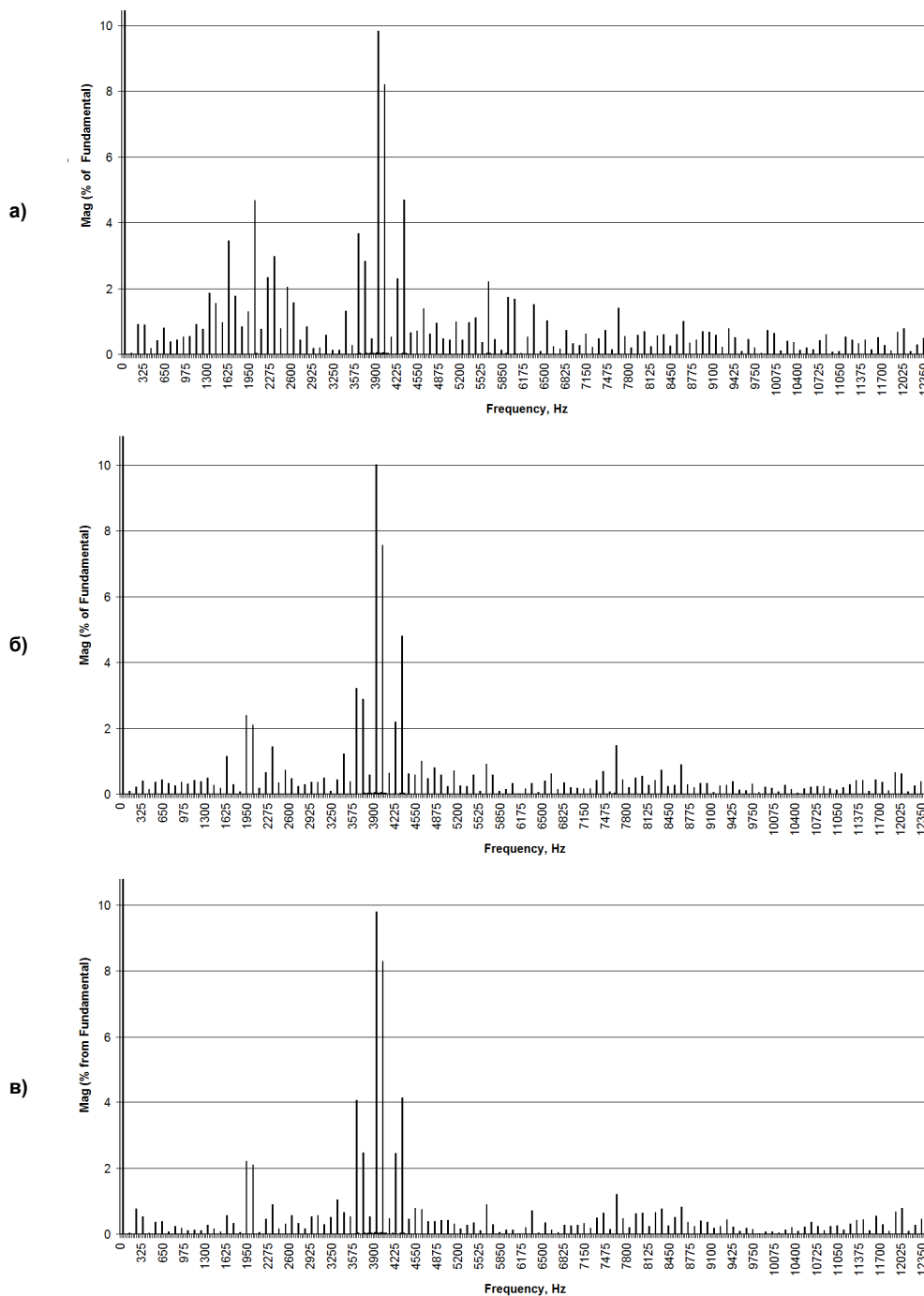


Рис. 9. Спектр формируемого фазного тока для алгоритмов: а – ВШИМ1 без сдвига импульсов управления ключами одного ПП относительно другого; б – ВШИМ1 со сдвигом импульсов управления ключами одного ПП относительно другого на $1/2 T_{\text{ШИМ}}$; в – ВШИМ2

Заключение

В данной работе была рассмотрена проблема снижения циркуляционных токов для двух трехфазных трехуровневых полупроводниковых преобразователей в параллельном включении под управлением векторной ШИМ. Проанализированы факторы, влияющие на величину циркуляционных токов и качество формируемого фазного тока. В результате проведенного анализа предложен алгоритм векторной ШИМ, который дает возмож-

ность снизить циркуляционные токи и улучшить качество формируемого преобразователями тока в фазах. Эффективность предложенного алгоритма верифицирована с помощью имитационного моделирования. По результатам моделирования отмечено снижение циркуляционных токов в среднем в 3 раза, при этом коэффициент гармоник формируемого фазного тока показал значение в среднем на 3 % меньше, чем без применения предложенного алгоритма.

Литература

1. IGBT/MOSFET: основные концепции и пути развития / А. Винтрич, У. Николаи, В. Турски и др. // Силовая электроника. – 2014. – № 1. – С. 16–22.
2. Ветроэнергетика: цифры и факты. Часть 1. Технологии / П. Гарднер, Э. Хаггард, Л.Ф. Хансен и др. // Силовая электроника. – 2014. – Т. 6, № 51. – С. 112–115.
3. Kabalc, E. Design of an AC-DC-AC converter for wind turbines / E. Kabalc, E. Irmak, I. Colak // International Journal of Energy Research. – 2011. – No. 35. – P. 169–175. DOI: 10.1002/er.1770
4. Wu, L. A Single-Stage Three Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation / L. Wu, Z. Zhao, J. Liu // IEEE transaction on Energy Conversion. – 2007. – Vol. 22, no. 4. – P. 881–886. DOI: 10.1109/tec.2007.895461
5. Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application – challenges and opportunities / W. Choi, Yujiang Wu, D. Han et al. // Proc. of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). – 2017. – P. 203–210. DOI: 10.1109/itec.2017.7993272
6. Transformerless STATCOM based on a five-level modular multilevel converter / G.P. Adam, O. Anaya-Lara, G. Burt, J. McDonald // 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09. – 2009. – P. 1–10.
7. Кошелев, К.С. Выбор параметров статического компенсатора реактивной мощности СТАТКОМ / К.С. Кошелев, М.В. Пешков // Электротехника. – 2008. – № 7. – С. 34–37.
8. Akagi, H. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning / H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes. – USA: John Wiley & Sons publ. – 2007. – 379 p. DOI: 10.1002/0470118938
9. Active power filter: review of converter topologies and control strategies / L. Saribulut, A. Teke, M.E. Meral, M. Tumay // Gazi University Journal of Science. – 2011. – Vol. 24, no. 2. – P. 283–289.
10. Singh, B. A review of active filters for power quality improvement / B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, no. 5. – P. 960–971. DOI: 10.1109/41.793345
11. Ситников, В.Ф. Силовая электроника в системах электроснабжения переменного тока / В.Ф. Ситников // Электричество. – 2008. – № 2. – С. 33–38.
12. Matsui, K. Application of Parallel Connected NPC-PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive / K. Matsui, Y. Kawata, F. Ueda // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2000. – Vol. 15, no. 5. – P. 901–907. DOI: 10.1109/63.867679
13. Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Inverter in MW Wind Power System / Y. Jiang, S. Xiong, S.D. Huang et al. // International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS. – 2010. – P. 133–136.
14. Guo, X. Control of multiple power inverters for more electronics power systems: A review / X. Guo, W. Chen // CES Transactions on electrical machines and systems. – 2018. – Vol. 2, no. 3. – P. 255–263. DOI: 10.30941/cestems.2018.00032
15. Дыбко, М.А. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи с параллельным включением для активных фильтров и систем накопления энергии: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Дыбко Максим Александрович. – Томск, 2013. – 227 с.
16. Optimized modulation in parallel neutral-point clamped inverters for circulating current reduction: A space vector analysis / Zhi-Xiang Zou et al. // Proc. of 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Beijing, China. – 2017. – P. 7824–7830. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217371
17. Interleaved operation of two neutral-point-clamped inverters with reduced circulating current / Zhi-Xiang Zou et al. // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2018. – Vol. 33, no. 12. – P. 10122–10134. DOI: 10.1109/tpel.2018.2800402
18. Брованов, С.В. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии (Анализ и синтез): дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.12 / Брованов Сергей Викторович. – Новосибирск, 2012. – 452 с.
19. Принципы построения векторной широтно-импульсной модуляции для трехуровневого инвертора / И.П. Абулвелеев, Т.Р. Храмушин, Г.П. Корнилов, Г.В. Никифоров // Электротехнические системы и комплексы. – 2016. – № 4 (33). – С. 72–77. DOI: 10.18503/2311-8318-2016-4(33)-72-77
20. Маклаков, А.С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода большой мощности: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.12 / Маклаков Александр Сергеевич. – Челябинск, 2017. – 129 с.
21. Dusari, A. A Simplified Space-Vector Pwm for Three Level Inverters Applied to Passive and Motor Load / A. Dusari, T. Bhargav Ram // International Journal of Science Engineering and Advance Technology, IJSEAT. – 2014. – Vol. 2, iss. 8. – P. 268–275.

Токарев Вадим Геннадьевич, старший преподаватель, кафедры «Вычислительная техника», Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск; v.tokarev@corp.nstu.ru.

Брованов Сергей Викторович, д-р техн. наук, проректор по учебной работе, Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск; brovanov@corp.nstu.ru.

Поступила в редакцию 28 декабря 2019 г.

DOI: 10.14529/power200111

THE SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION FOR REDUCING THE CIRCULATING CURRENTS IN THREE-LEVEL CONVERTERS CONNECTED IN PARALLEL

V.G. Tokarev, v.tokarev@corp.nstu.ru,

S.V. Brovanov, brovanov@corp.nstu.ru

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

The paper considers the problem of reducing the circulating currents in a structure of three-level converters connected in parallel upon the formation phase current of the required quality. A proposed solution for this problem is based on a new algorithm of the Space Vector Pulse Width Modulation, which allows reducing the circulating currents and improving the quality of the phase current formed by the converters. For three-level converters connected in parallel, the solution is to exclude the simultaneous realization of such switching sequences that form one and the same output voltage by different methods. In this case, there are no conditions for the circulating currents to form in. The simulation shows that the proposed algorithm allows improving the total harmonic distortion of the phase current by 3 % on average and reducing the circulating currents three times on average in comparison with other algorithms.

Keywords: circulating current, three-level converters, three-level converters connected in parallel, three-phase distribution network, space vector pulse width modulation.

References

1. Wintrich A., Nicolai U., Tursky W., Reimann T., Kolpakov A. [IGBT/MOSFET: basic concepts and development paths]. *Silovaya elektronika* [Power Electronics], 2014, no. 1, pp. 16–22. (in Russ.)
2. Gardner P. et al. [Wind Energy: Facts and Figures. Part 1. Technologies]. *Silovaya elektronika* [Power Electronics], 2014, vol. 6, no. 51, pp. 112–115. (in Russ.)
3. Kabalc E., Irmak E., Colak I. Design of an AC-DC-AC converter for wind turbines. *International Journal of Energy Research*, 2011, no. 35, pp. 169–175. DOI: 10.1002/er.1770
4. Wu L., Zhao Z., Liu J. A Single-Stage Three Phase Grid-Connected Photovoltaic System with Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation. *IEEE transaction on Energy Conversion*, 2007, vol. 22, no. 4, pp. 881–886. DOI: 10.1109/tec.2007.895461
5. Choi W. et al. Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application – challenges and opportunities. *Proc. of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2017, pp. 203–210. DOI: 10.1109/itec.2017.7993272
6. Adam G.P., Anaya-Lara O., Burt G., McDonald J. Transformerless STATCOM based on a five-level modular multilevel converter. *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09*, 2009, pp. 1–10.
7. Koshelev K.S., Peshkov M.V. [Choice of parameters of static reactive power compensator STATCOM]. *Elektrotehnika* [Russian Electrical Engineering], 2008, no. 7, pp. 34–37. (in Russ.)
8. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. USA: John Wiley & Sons publ., 2007. 379 p. DOI: 10.1002/0470118938
9. Saribulut L., Teke A., Meral M.E., Tumay M. Active power filter: review of converter topologies and control strategies. *Gazi University Journal of Science*, 2011, vol. 24, no 2, pp. 283–289.
10. Singh B., Al-Haddad K., Singh B., Chandra A. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1999, vol. 46, no. 5, pp. 960–971. DOI: 10.1109/41.793345

11. Sitnikov V.F. [Power Electronics in AC Power Systems]. *Elektrichestvo* [Electrical Technology Russia], 2008, no. 2, pp. 33–38. (in Russ.)
12. Matsui K., Kawata Y., Ueda F. Application of Parallel Connected NPC–PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, vol. 15, no. 5, pp. 901–907. DOI: 10.1109/63.867679
13. Jiang Y., Xiong S., Huang S.D., Huang K.Y., Xiao L. Control of Circulating Current in Parallel Three-Phase Inverter in MW Wind Power System. *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2010, pp. 133–136.
14. Guo X., Chen W. Control of multiple power inverters for more electronics power systems: A review. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2018, vol. 2, no 3, pp. 255–263. DOI: 10.30941/cestems.2018.00032
15. Dybko M. A. *Mnogourovnevyye poluprovodnikovyye preobrazovateli s parallel'nym vklyucheniym dlya aktivnykh fil'trov i sistem nakopleniya energii: dis. kand. tekhn. nauk* [Parallel-coupled multi-level semiconductor converters for active filters and energy storage systems. Cand. sci. diss.], Tomsk, 2013. 227 p.
16. Zhi-Xiang Zou et al. Optimized modulation in parallel neutral-point clamped inverters for circulating current reduction: A space vector analysis. *Proc. of 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Beijing, China*, 2017, pp 7824–7830. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217371
17. Zhi-Xiang Zou et al. Interleaved operation of two neutral-point-clamped inverters with reduced circulating current. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2018, vol. 33, no 12, pp. 10122–10134. DOI: 10.1109/tpe.2018.2800402
18. Brovanov S. V. *Mnogourovnevyye poluprovodnikovyye preobrazovateli chastoty s emkostnym delitelem napryazheniya dlya avtonomnykh sistem generirovaniya elektricheskoy energii (Analiz i sintez): dis. dokt. tekhn. nauk* [Multilevel semiconductor frequency converters with a capacitive voltage divider for autonomous electrical energy generation systems (Analysis and synthesis). Doct. sci. diss.]. Novosibirsk, 2012. 452 p.
19. Abulveleev I.R., Khrumshin T.R., Kornilov G.P., Nikiforov G.V. [Basic principles of space vector modulation for three-level NPC-inverters]. *Elektrotekhnicheskie sistemy i komplekсы* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2016, no. 4 (33), pp. 72–77. (in Russ.) DOI: 10.18503/2311-8318-2016-4(33)-72-77
20. Maklakov A.S. *Povysheniye energoeffektivnosti trekhurovneвого preobrazovatelya chastoty s fiksirovannoy sredney tochkoй v sostave elektroprivoda bol'shoй moshchnosti: dis. kand. tekhn. nauk* [Improving the energy efficiency of a three-level frequency converter with a fixed neutral point as part of a high power electric drive. Cand. sci. diss.]. Chelyabinsk, 2017. 129 p.
21. Dusari A., Bhargav Ram T. A Simplified Space-Vector Pwm for Three Level Inverters Applied to Passive and Motor Load. *International Journal of Science Engineering and Advance Technology, IJSEAT*, 2014, vol. 2, iss. 8, pp. 268–275.

Received 28 December 2019

ОБРАЗЕЦ ЦИТИРОВАНИЯ

Токарев, В.Г. Векторная ШИМ для снижения циркуляционных токов в параллельно включенных трехуровневых преобразователях / В.Г. Токарев, С.В. Брованов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2020. – Т. 20, № 1. – С. 94–104. DOI: 10.14529/power200111

FOR CITATION

Tokarev V.G., Brovanov S.V. The Space Vector Pulse Width Modulation for Reducing the Circulating Currents in Three-Level Converters Connected in Parallel. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2020, vol. 20, no. 1, pp. 94–104. (in Russ.) DOI: 10.14529/power200111