

*ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА
И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ*

УДК 621.314

**ВЛИЯНИЕ НЕБАЛАНСА НАПРЯЖЕНИЙ
КОНДЕНСАТОРОВ ОДНОФАЗНОГО
ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
НА ПУЛЬСАЦИОННУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ИХ ТОКОВ***

С.В. БРОВАНОВ¹, М.А. ДЫБКО², Е.В. ГРИШАНОВ³

¹ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, доктор технических наук, доцент. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru

² 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, кандидат технических наук, доцент. E-mail: raptor9000@yandex.ru

³ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, аспирант. E-mail: grev88@yandex.ru

Данная работа посвящена анализу содержания низкочастотных гармоник в токах конденсаторов и средней линии однофазного трехуровневого полупроводникового преобразователя с фиксирующими диодами. Изучение гармонического состава данных токов является важной задачей, так как это позволяет определить низкочастотные пульсации напряжения звена постоянного тока преобразователя, которые в значительной степени влияют на качество формирования переменного напряжения.

Приведенный анализ базируется на методике с использованием переключающих функций ключей и фазного тока, а также комбинаций состояний ключей преобразователя и векторной широтно-импульсной модуляции.

Получено аналитическое соотношение для гладкой составляющей тока средней линии конденсаторов, позволяющее проводить расчет его низкочастотных гармоник. В работе представлен расчет низкочастотных гармоник тока средней линии конденсаторов при различных параметрах работы преобразователя. Показано, что в режиме выравнивания напряжений на конденсаторах в токе средней линии, а следовательно, и в конденсаторах возникают вторая и четвертая гармоники. При этом чем больше фазовый угол между фазным током и напряжением, тем более значимой становится величина второй гармоники по отношению к четвертой. В качестве графического отображения изменения амплитуд второй и четвертой гармоник тока средней линии в зависимости от глубины модуляции и угла между фазным напряжением и током приведен трехмерный график.

* Статья получена 01 июля 2014 г.

Работа выполнена в рамках Программы стратегического развития НГТУ, тема «Повышение энергетической эффективности статических компенсаторов неактивной мощности, реализуемых на базе параллельно включенных многоуровневых преобразователей».

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что наилучшим режимом с точки зрения формирования низкочастотных пульсаций напряжений на конденсаторах является режим, при котором глубина модуляции преобразователя является максимальной, а угол между фазным напряжением и током равен нулю.

Ключевые слова: многоуровневый преобразователь, векторная ШИМ, ток средней линии, комбинации состояния ключей, весовой коэффициент, образующий вектор, задающий вектор, переключающая функция

DOI: 10.17212/2307-6879-2014-4-153-164

ВВЕДЕНИЕ

Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты в настоящее время применяются во многих системах преобразования электрической энергии. К таким системам прежде всего относятся автономные системы энергообеспечения (в том числе на базе возобновляемых источников), системы электроснабжения подвижных объектов, системы накопления электрической энергии и электроприводы. Использование многоуровневых преобразователей частоты значительно повышает энергетическую эффективность системы, а также качество формируемой электрической энергии [1, 2].

Во многих системах преобразования электрической энергии, таких как системы электроснабжения подвижных объектов и авиационные системы электроснабжения [3–8], требования к массогабаритным показателям регламентируются крайне жестко и задача выбора пассивных элементов (индуктивные фильтры, конденсаторы звена постоянного тока (ЗПТ) становится более сложной для разработчика. С другой стороны, жесткие требования к качеству генерируемой электрической энергии вынуждают увеличивать емкости конденсаторов звена постоянного тока, чтобы минимизировать влияние пульсаций постоянного напряжения на показатели качества электрической энергии. Поэтому задача выбора конденсаторов в звене постоянного тока многоуровневого преобразователя является актуальной при разработке подобных систем.

С инженерной точки зрения выбор конденсаторов сводится к заданию на нем уровня пульсаций напряжения исходя из величины переменной составляющей тока в конденсаторе и его токовой загрузки. Для рассматриваемого класса преобразователей расчет и анализ переменной составляющей тока в конденсаторах является непростой задачей, решению которой посвящена данная работа.

1. АНАЛИЗ ТОКА СРЕДНЕЙ ЛИНИИ

На рис. 1 приведена схема рассматриваемого однофазного трехуровневого преобразователя, в данном случае выпрямителя, и система образующих век-

торов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [9–15]. Анализ комбинаций состояний ключей (КСК) данной схемы демонстрирует тот факт, что ни одна из комбинаций состояний ключей нулевого вектора не оказывает влияния на формирование тока средней линии i_N . Комбинации, характеризующие формирование тока i_N , следующие: $(2,1)$, $(1,0)$, $(1,2)$, $(0,1)$. В зависимости от выбранной комбинации состояний ключей через конденсаторы C_1 и C_2 будет протекать ток заряда или ток разряда. Согласно принципу реализации векторной ШИМ на каждом малом интервале усреднения задающий вектор $\overline{V^*}$ представляется в виде суммы произведения образующего вектора на собственный весовой коэффициент, где весовой коэффициент – это доля образующего вектора

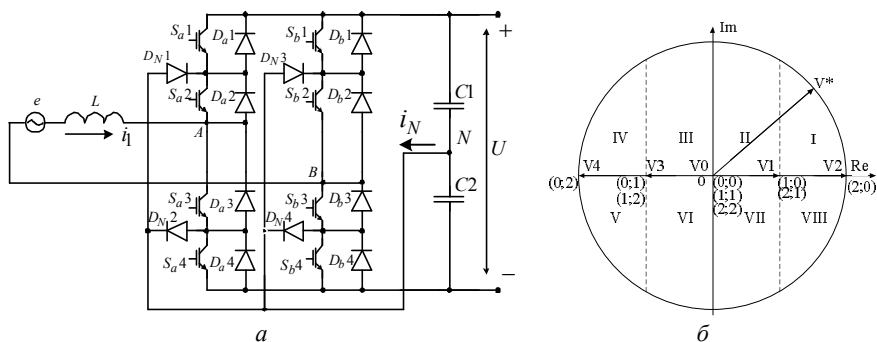


Рис. 1. Однофазный трехуровневый выпрямитель и система образующих векторов ШИМ

Весовые коэффициенты образующих векторов в каждом из восьми регионов (рис. 1, б) представлены в табл. 1.

Следует отметить, что схема однофазного трехуровневого инвертора напряжения с точки зрения синтеза вектора задания не будет отличаться от выпрямителя, однако с точки зрения баланса напряжений конденсаторов схема инвертора обладает противоположными свойствами. Об этом свидетельствует рис. 2, т. е. если в выпрямителе при $i_1 > 0$ комбинация $(2,1)$ производит заряд конденсатора C_1 (рис. 2, а) то в инверторе при этой же комбинации осуществляется разряд данного конденсатора (рис. 2, б).

В силу вышесказанного рассмотрим процесс формирования гладкой составляющей тока средней линии конденсаторов (\tilde{I}_N) в выпрямителе, что легко может быть обобщено и для инвертора.

Таблица 1

Регион	Весовые коэффициенты
I и VIII	$\tau_{11}(\vartheta) = \tau_{81}(\vartheta) = 2 - 2M \cos \vartheta$ $\tau_{12}(\vartheta) = \tau_{82}(\vartheta) = 2M \cos \vartheta - 1$
II и VII	$\tau_{20}(\vartheta) = \tau_{70}(\vartheta) = 1 - 2M \cos \vartheta$ $\tau_{21}(\vartheta) = \tau_{71}(\vartheta) = 2M \cos \vartheta$
III и VI	$\tau_{30}(\vartheta) = \tau_{60}(\vartheta) = 1 + 2M \cos \vartheta$ $\tau_{33}(\vartheta) = \tau_{63}(\vartheta) = -2M \cos \vartheta$
IV и V	$\tau_{43}(\vartheta) = \tau_{53}(\vartheta) = 2 + 2M \cos \vartheta$ $\tau_{44}(\vartheta) = \tau_{54}(\vartheta) = -1 - 2M \cos \vartheta$

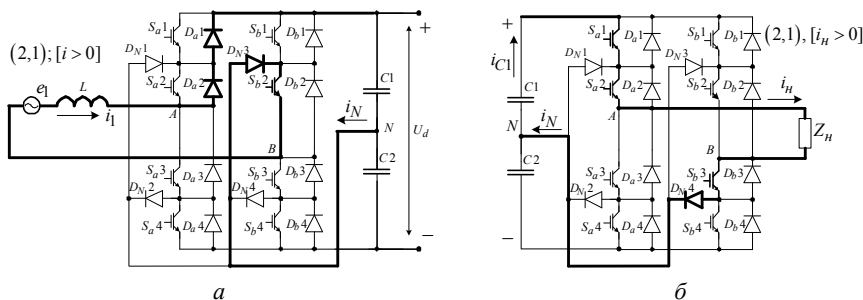


Рис. 2. Формирование комбинации (2,1):

а – в выпрямителе; б – в инверторе

Принимая во внимание то, что $\tau_{12} = \tau_{82}$; $\tau_{11} = \tau_{81}$; $\tau_{20} = \tau_{70}$; $\tau_{21} = \tau_{71}$; $\tau_{30} = \tau_{60}$; $\tau_{33} = \tau_{63}$; $\tau_{43} = \tau_{53}$; $\tau_{44} = \tau_{54}$, запишем соотношение для тока \tilde{I}_N выпрямителя в виде

$$\tilde{I}_N = i_1 \cdot k_\tau (\tau_{11}(F_1 + F_8) + \tau_{21}(F_2 + F_7) + \tau_{33}(F_3 + F_6) + \tau_{43}(F_4 + F_5)) (F_i - \bar{F}_i),$$

где i_1 – фазный ток выпрямителя; F_1, F_2, \dots, F_8 – переключающие функции соответствующих регионов; F_i, \bar{F}_i – переключающие функции прямой и об-

ратной полуволны фазного тока; k_τ – коэффициент управления, влияющий на перераспределение дублирующих комбинаций состояний ключей.

Это соотношение отражает функцию гладкой составляющей тока средней линии.

На рис. 3 представлены диаграммы гладкой составляющей тока средней линии для различных режимов работы преобразователя.

Анализ диаграмм демонстрирует значительное изменение формы тока в зависимости от глубины модуляции M и угла сдвига между фазным током и напряжением θ .

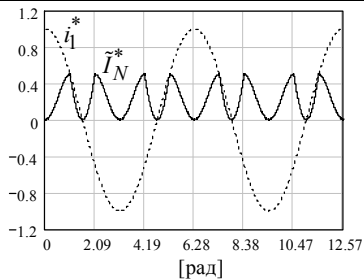
Проанализировав ток \tilde{I}_N^* , можно сделать вывод о том, что при коэффициенте управления $k_\tau = 0$ в средней линии конденсаторов протекает ток, среднее значение которого равно нулю. При $k_\tau \neq 0$ в токе \tilde{I}_N^* возникают низкочастотные составляющие (рис. 4) (нулевая частота не отражена). Из анализа спектра видно, что в токе присутствуют четные гармоники, амплитуды которых зависят от глубины модуляции M , коэффициента k_τ и угла θ .

Таблица 2

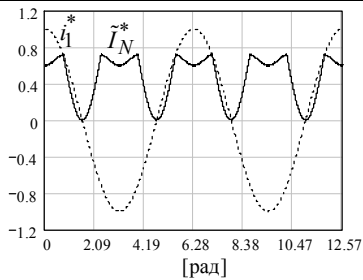
Обобщенные весовые коэффициенты при формировании тока \tilde{I}_N

Номер региона	Обобщенный весовой коэффициент в регионе	
	Положительный фазный ток	Отрицательный фазный ток
1	$\left(\frac{\tau_{11}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{11}}{2}(1-k_\tau) \right) F_1 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{11}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{11}}{2}(1+k_\tau) \right) F_1 \cdot \bar{F}_i$
2	$\left(\frac{\tau_{21}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{21}}{2}(1-k_\tau) \right) F_2 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{21}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{21}}{2}(1+k_\tau) \right) F_2 \cdot \bar{F}_i$
3	$\left(\frac{\tau_{33}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{33}}{2}(1-k_\tau) \right) F_3 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{33}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{33}}{2}(1+k_\tau) \right) F_3 \cdot \bar{F}_i$
4	$\left(\frac{\tau_{43}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{43}}{2}(1-k_\tau) \right) F_4 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{43}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{43}}{2}(1+k_\tau) \right) F_4 \cdot \bar{F}_i$
5	$\left(\frac{\tau_{53}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{53}}{2}(1-k_\tau) \right) F_5 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{53}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{53}}{2}(1+k_\tau) \right) F_5 \cdot \bar{F}_i$
6	$\left(\frac{\tau_{63}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{63}}{2}(1-k_\tau) \right) F_6 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{63}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{63}}{2}(1+k_\tau) \right) F_6 \cdot \bar{F}_i$

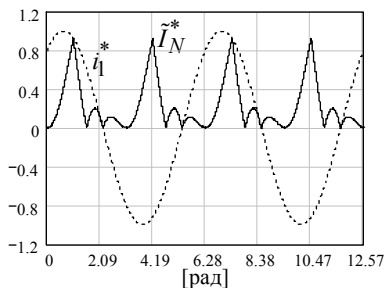
7	$\left(\frac{\tau_{71}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{71}}{2}(1-k_\tau) \right) F_7 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{71}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{71}}{2}(1+k_\tau) \right) F_7 \cdot \bar{F}_i$
8	$\left(\frac{\tau_{11}}{2}(1+k_\tau) - \frac{\tau_{11}}{2}(1-k_\tau) \right) F_8 \cdot F_i$	$\left(\frac{\tau_{11}}{2}(1-k_\tau) - \frac{\tau_{11}}{2}(1+k_\tau) \right) F_8 \cdot \bar{F}_i$



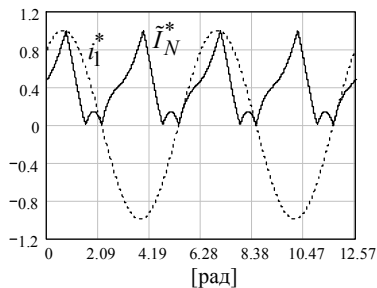
а



б



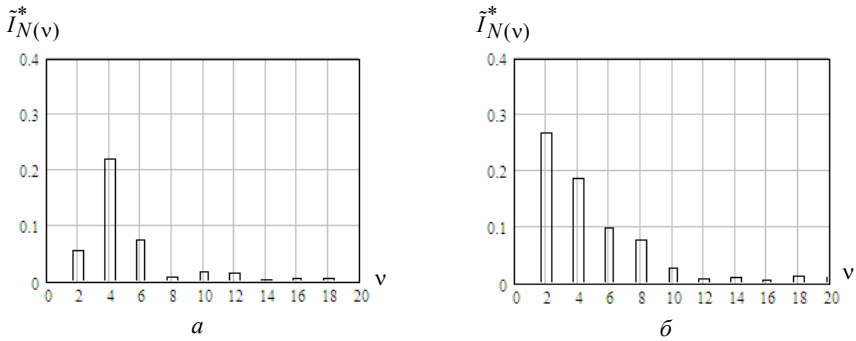
в



г

Рис. 3. Низкочастотные составляющие тока в средней линии конденсаторов:

а – $M=1$, $\theta=0$, $k_\tau=1$; б – $M=0.7$, $\theta=0$, $k_\tau=1$; в – $M=1$, $\theta=37$ эл. град., $k_\tau=1$;г – $M=0.7$, $\theta=37$ эл. град., $k_\tau=1$

Рис. 4. Низкочастотный спектр тока i_N :

$a - M=1, \theta=0$; $b - M=1, \theta=37$ эл. град.

Следует отметить, что через каждый конденсатор протекает половина тока \tilde{I}_N , и низшие гармонические составляющие этого тока будут определять пульсации напряжений на конденсаторах. Очевидно, что когда происходит процесс выравнивания напряжений на конденсаторах ($k_\tau \neq 0$) и через среднюю линию протекает низкочастотный пульсирующий ток, это приводит к дополнительным пульсациям напряжений на конденсаторах.

Рис. 5 отражает зависимости амплитуд второй и четвертой гармоник тока средней линии – $I_{N(2)}^*$ и $I_{N(4)}^*$ – от глубины модуляции M и угла θ .

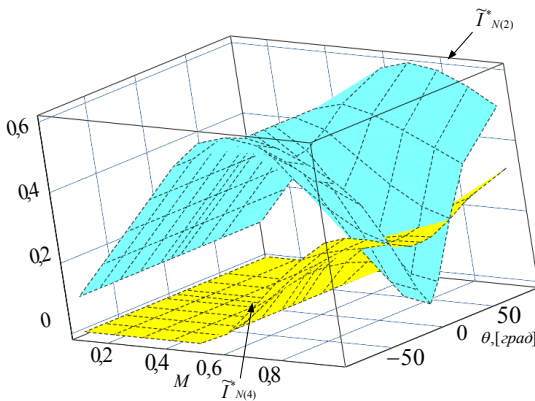


Рис. 5. Зависимости амплитуды второй и четвертой гармоник тока средней линии

Из рисунка видно, что наилучшим режимом с точки зрения пульсаций напряжений будет режим, при котором $\theta = 0$. Это обусловлено тем, что в этом случае в спектре тока конденсаторов вторая гармоника имеет незначительную амплитуду. В других режимах ($\theta \neq 0$) в спектре тока происходит рост амплитуды второй гармоники, которая будет увеличивать коэффициент пульсаций напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из проведенного анализа видно, что при нулевом коэффициенте k_τ ток средней линии не содержит низкочастотных гармоник. В динамических режимах управление преобразователем происходит с ненулевым коэффициентом k_τ . Это необходимо для поддержания баланса напряжений на конденсаторах. В результате в токе средней линии возникают пульсационные составляющие, которые зависят от значений M и θ . В зависимости от величины M и θ низкочастотные пульсации в токе i_N и конденсаторах будут определяться в большей степени второй или четвертой гармониками.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что наилучшим режимом с точки зрения формирования низкочастотных пульсаций напряжений на конденсаторах является режим, при котором обеспечивается максимальная глубина модуляции, а угол сдвига между фазным током и напряжением равен нулю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. The age of multilevel converters arrives / L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, M.A.M. Prats // IEEE Industrial Electronics Magazine. – 2008. – Vol. 2, iss. 2. – P. 28–39.
2. Dybko M.A., Turnaev S.S., Brovanov S.V. A power losses calculation in a four-legged three-level voltage source inverter inverter // Proceedings of International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2009, 1–6 July, 2009, Altai, Russia. – Novosibirsk: NSTU Publ., 2009. – P. 359–369. – doi: 10.1109/EDM.2009.5174013.

3. *Tan P.C., Loh P.C., Holmes D.G.* A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, iss. 4. – P. 1043–1052.
4. A new single-phase HF-link multilevel inverter / J. Beristain, J. Bordonau, O. Raventys, J. Rocabert, S. Busquets, M. Mata // IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 16 June 2005, PESC '05. – Recife, 2005. – P. 237–243.
5. *Wu H., He X.* A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber // Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, 10–14 Mar 2002. – Dallas, Texas, 2002. – Vol. 2. – P. 968–974.
6. *Sotoodeh P., Miller R.D.* A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines // IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 22–23 Feb. 2013. – Champaign, Illinois, 2013. – P. 175–179.
7. Wang F. Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, iss. 2. – P. 500–506.
8. A new single-phase multilevel current-source inverter / Y. Xiong, D. Chen, S. Deng, Z. Zhang // Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04. – Anaheim, California, 2004. – Vol. 3. – P. 1682–1685.
9. A new approach for current calculation in a single-phase three-level NPC converter with space vector PWM / S.V. Brovanov, S.A. Kharitonov, M.A. Dybko, E.V. Grishanov // IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering, SIBIRCON 2010, July 11–15, 2010. – Listvyanka, Irkutsk, Russia, 2010. – Vol. 2. – P. 639–644. – doi: 10.1109/SIBIRCON.2010.5555145.
10. A new SVPWM method for single-phase three-level NPC inverter and the control method of neutral point voltage balance / Z. Zhi, X. Yun-xiang, H. Wei-ping, L. Jiang-yuan, C. Lin // International conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, 15–18 Nov. 2009. – Tokyo, 2009. – P. 1–4.
11. *Brovanov S.V., Dybko M.A., Bespalenko O.E.* Analysis of conducting losses in the single-phase three-level NPC converter // 11th Annual International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Russia, Altai, June 30–July 4, 2010. – Novosibirsk: NSTU Publ., 2010. – P. 493–497. – doi: 10.1109/EDM.2010.5568749.
12. Mathematical models for analysis of energy quality performance in three-phase four-level NPC converters / Dybko M.A., Brovanov S.V., Geist A.V., Kostin

V.U. // 11th Annual International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Russia, Altai, June 30–July 4, 2010. – Novosibirsk: NSTU Publ., 2010. – P. 457–463.

13. *Dybko M.A., Brovanov S.V.* A new method of current calculation in power semiconductor devices of diode-clamped multilevel VSC // Proceedings of the 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), 7–9 July 2011. – Leiria, 2011. – P. 272–282.

14. *Brovanov S.V.* Harmonic analysis and control strategy of a three-phase three-level rectifier // The International Conference on Computer as a Tool, EUROCON 2007, 9–12 Sept. 2007. – Warsaw, 2007. – P. 2749–2753. – doi: 10.1109/EURCON.2007.4400491.

15. *Dybko M.A., Brovanov S.V., Kharitonov S.A.* Mathematical simulation technique for power systems based on diode-clamped multilevel VSC // IEEE EUROCON 2013, 1–4 July 2013. – Zagreb, 2013. – P. 941–948. – doi: 10.1109/EUROCON.2013.6625095

Брованов Сергей Викторович – доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой вычислительной техники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – разработка энергоэффективных систем преобразования электрической энергии. Имеет 87 публикаций. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru.

Дыбко Максим Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры электроэнергетики Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – многоуровневые преобразователи, активные фильтры, накопители электроэнергии, алгоритмы управления. Имеет 23 публикации. E-mail: raptor9000@yandex.ru.

Гришанов Евгений Валерьевич – аспирант Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – системы генерирования на базе многоуровневых полупроводниковых преобразователей. Имеет 5 публикаций. E-mail: grev88@yandex.ru.

Effect of single-phase capacitor voltage unbalance three-level inverter on a fluctuating component of their currents *

S.V. Brovanov¹, M.A. Dybko², E.V. Grishanov³

¹ Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marx prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation D.Sc. (Eng.), associate professor. E-mail: brovanov@corp.nstu.ru

² Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marks prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, PhD (Eng.). E-mail: raptor9000@yandex.ru

³ Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marks prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, postgraduate student. E-mail: grev88@yandex.ru

This paper investigates the current median line of the DC bus (DCB) single-phase three-level inverter with clamping semiconductor diodes. This current is the sum of the currents charging and discharging capacitors DCB. Therefore, it becomes important to study the harmonic content of the current, as it is, in turn, will allow for the calculation of the values of the capacitors DC. This analysis is based on a combination of state of the keys (SK) converter using algorithms space vector pulse width modulation PWM. Vector PWM based on the vector representation of the output voltage. Each combination of state of the keys corresponds to a vector in the complex plane, these vectors are called generators. With this in mind, the vector generator is the sum of instantaneous values of output voltages at every interval state. At each small interval averaging a given vector is the sum of the product of a vector by forming its own weighting factor. The weighting factor is the proportion of forming vector. On the interval averaging weights are vectors forming the pulse duration. The main element of the analysis in the synthesis vector pulse width modulation will provide a weighting factor. There will also be investigated loop flow AC at different combinations of key state. An analytical expression for the smooth component of the current midline allows the analysis of low-frequency component of the spectrum of this current. Represented by three-dimensional graphics for the evaluation of engineering calculation capacitors DC single-phase three-level inverter with clamping diodes.

Keywords: multilevel converter, space vector PWM, the current median line, a combination of state of the keys, the weighting factor, forming the vector defining the vector, the switching function

REFERENCES

1. Franquelo L.G., Rodriguez J., Leon J.I., Kouro S., Portillo R., Prats M.A.M. The age of multilevel converters arrives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2008, vol. 2, iss. 2, pp. 28–39.
2. Dybko M.A., Turnaev S.S., Brovanov S.V. A power losses calculation in a four-legged three-level voltage source inverter inverter. Proceedings of International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices,

* Received 01 July 2014.

This work is done within the framework of the strategic development of the NSTU, subject "In elevated energy efficiency of static compensators inactive cardinality of-implemented on the basis of parallel multilevel converters".

EDM 2009, Altai, Russia, 1–6 July, 2009, Novosibirsk, NSTU Publ., 2009, pp. 359–369. doi: 10.1109/EDM.2009.5174013

3. Tan P.C., Loh P.C., Holmes D.G. A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kV electrified railway applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004 vol. 19, iss. 4, pp. 1043–1052.

4. Beristain J., Bordonau J., Raventys O., Rocabert J., Busquets S., Mata M. A new single-phase HF-link multilevel inverter. *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC '05, Recife*, 16 June 2005, pp. 237–243.

5. Wu H., He X. A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber. *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, Dallas, Texas*, 10 Mar 2002–14 Mar 2002, vol. 2, pp. 968–974.

6. Sotoodeh P., Miller R.D. A new single-phase inverter with D-STATCOM capability for grid-connected small wind turbines. *IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), Champaign, Illinois*, 22–23 Feb. 2013, pp. 175–179.

7. Wang F. Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, vol. 38, iss. 2, pp. 500–506.

8. Xiong Y., Chen D., Deng S., Zhang Z. A new single-phase multilevel current-source inverter. *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04, Anaheim, California*, 22–26 Feb. 2004, vol. 3, pp. 1682–1685.

9. Brovanov S.V., Kharitonov S.A., Dybko M.A., Grishanov E.V. A new approach for current calculation in a single-phase three-level NPC converter with space vector PWM. *IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering, SIBIRCON 2010, Listvyanka, Irkutsk, Russia*, July 11–15, 2010, vol. 2, pp. 639–644. doi: 10.1109/SIBIRCON.2010.5555145

10. Zhi Z., Yun-xiang X., Wei-ping H., Jiang-yuan L., Lin C. A new SVPWM method for single-phase three-level NPC inverter and the control method of neutral point voltage balance. *International conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, Tokyo*, 15–18 Nov. 2009, pp. 1–4.

11. Brovanov S.V., Dybko M.A., Bespalenko O.E. Analysis of conducting losses in the single-phase three-level NPC converter. *11th Annual International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Russia, Altai*, June 30–July 4, 2010, Novosibirsk, NSTU Publ., 2010, pp. 493–497. doi: 10.1109/EDM.2010.5568749

12. Dybko M.A., Brovanov S.V., Geist A.V., Kostin V.U. Mathematical models for analysis of energy quality performance in three-phase four-level NPC converters. 11th Annual International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Russia, Altai, June 30–July 4, 2010. Novosibirsk, NSTU Publ., 2010, pp. 457–463.

13. Dybko M.A., Brovanov S.V. A new method of current calculation in power semiconductor devices of diode-clamped multilevel VSC. Proceedings of the 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), Leiria, 7–9 July 2011, pp. 272–282.

14. Brovanov S.V. Harmonic analysis and control strategy of a three-phase three-level rectifier. The International Conference on Computer as a Tool, EUROCON 2007, Warsaw, 9–12 Sept. 2007, pp. 2749–2753. doi: 10.1109/EURCON.2007.4400491

15. Dybko M.A., Brovanov S.V., Kharitonov S.A. Mathematical simulation technique for power systems based on diode-clamped multilevel VSC. IEEE EUROCON 2013, Zagreb, 1–4 July 2013, pp. 941–948. doi: 10.1109/EUROCON.2013.6625095