

НОВЫЙ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МНОГОПУЛЬСНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С ЭЛЕКТРОННЫМ СДВИГОМ ФАЗ

У статті представлений новий многопульсний випрямляч, який, як і звичайні многопульсні випрямлячі із вхідними трифазними трансформаторами, дозволяє знизити величину гармонік вхідного струму. Для зниження коефіцієнту гармонічних спотворень вхідного струму випрямляча й поліпшення його массогабаритних показників, пропонується використовувати електронний зсув фаз. Базовим модулем випрямляча є 6-пульсний випрямляч на повністю керованих ключах зі зворотною блокувальною здатністю. Частота комутації ключів збігається із частотою мережі або вдвічі вище її. Пропоноване рішення дозволяє виключити електромагнітні фазозсуваючі пристрої, такі як трансформатори або автотрансформатори, за рахунок чого суттєво знижується маса установки в цілому. Перетворювач з електронним зсувом фаз суттєво відрізняється від систем корекції коефіцієнта потужності, що використовують високочастотну модуляцію, маючи кращу електромагнітну сумісність і фактичну відсутність динамічних втрат у силових ключах. Бібл. 13, рис. 12.

Ключові слова: якість електричної енергії, вищі гармоніки струму, одиничний коефіцієнт потужності, коефіцієнт гармонічних спотворень, ТНД, многопульсний випрямляч, електронний зсув фаз.

В статье представлен новый многопульсный выпрямитель, который, как и обычные многопульсные выпрямители с входными трехфазными трансформаторами, позволяет снизить величину гармоник входного тока. Для снижения коэффициента нелинейных искажений входного тока выпрямителя и улучшения его массогабаритных показателей, предлагается использовать электронный сдвиг фаз. Базовым модулем выпрямителя является 6-пульсный выпрямитель на полностью управляемых ключах с обратной блокирующей способностью. Частота коммутации ключей совпадает с частотой сети либо вдвое выше ее. Предлагаемое решение позволяет исключить электромагнитные фазосдвигающие устройства, такие как трансформаторы или автотрансформаторы, за счет чего существенно снижается масса установки в целом. Преобразователь с электронным сдвигом фаз существенно отличается от систем коррекции коэффициента мощности, использующих высокочастотную модуляцию, имея лучшую электромагнитную совместимость и фактическое отсутствие динамических потерь в силовых ключах. Библ. 13, рис. 12.

Ключевые слова: качество электрической энергии, высшие гармоники тока, единичный коэффициент мощности, коэффициент гармонических искажений, ТНД, многопульсный выпрямитель, электронный сдвиг фаз.

Введение. Подавляющее количество потребляемой электрической энергии используется в преобразованном виде. Это связано с требованиями потребителей к изменению характеристик напряжения питания: частоты, формы или величины. Наиболее часто используются преобразователи переменного напряжения в постоянное (AC/DC) или переменного в переменное со звеном постоянного тока. В обоих случаях в состав преобразователя входит AC/DC конвертор, в простейшем случае – выпрямитель. Преобразователи, подключаемые к сети переменного тока, характеризуются несколькими параметрами: потребляемой мощностью, коэффициентом мощности и отличием гармонического состава потребляемого тока от синусоиды. Первые два параметра определяют потери в линии питания, а третий – влияние преобразователя на потребителей, которые также подключены к этой линии [1].

Широко используются 6-пульсные и многопульсные неуправляемые и управляемые выпрямители, трехфазные активные выпрямители [2], различные варианты выпрямителей VIENNA [3] и т.д. Основным недостатком классических неуправляемых выпрямителей является значительный коэффициент гармонических искажений потребляемого из сети тока. В случае управляемого выпрямителя к этому добавляется неединичный коэффициент мощности. Многопульсные выпрямители ($p > 6$) позволяют уменьшить коэффициент гармонических искажений входного тока (ТНД – total harmonic distortion), но требуют применения фазосдвигающих трансформаторов с номинальной установленной мощностью, что существенно ухудшает

массовые показатели преобразователя. Уменьшение массы преобразователя можно достичь применением автотрансформаторных фазосдвигающих устройств [4]. Известны решения трансформаторных фазосдвигающих устройств, имеющих меньшую массу по сравнению с указанными выше [5]. Во всех вышеуказанных случаях масса трансформаторного оборудования является существенной. Динамические потери переключения ключей пренебрежимо малы.

Снижение массы магнитных элементов преобразователя достигается в полупроводниковых корректорах коэффициента мощности [2, 3]. Для всех корректоров коэффициента мощности, использующих технологию повышающего ШИМ, характерен единичный коэффициент мощности и низкий коэффициент гармоник потребляемого тока в низкочастотной области (до 50-й гармоники частоты питающей сети) за счет сдвига генерируемых гармоник тока в высокочастотную область. Современные силовые полупроводниковые приборы позволяют увеличить частоту переключений выше 50-й гармоники частоты питающей сети и вплоть до нескольких десятков килогерц (в зависимости от величины мощности и напряжения). Эти преобразователи имеют повышенную мощность потерь из-за коммутационных потерь в силовых ключах. В связи с повышенной частотой переключения становится актуальным обеспечение электромагнитной совместимости электронных устройств (ЭМС).

Прямое нормирование генерируемых в питающую сеть гармоник тока производится в диапазоне частот 100-2500 Гц (при частоте напряжения сети

© Е.И. Сокол, В.В. Замаруев, В.В. Ивахно, О.А. Бутова, Ю.С. Войтович

50 Гц) [1, 6, 7, 8]. С другой стороны, необходимо обеспечивать ЭМС, для чего современные стандарты требуют обеспечить контроль помех проводимости в диапазоне частот 9-150 кГц, 150 кГц-30МГц [9, 10]. Соблюдение требований ЭМС предполагает косвенное нормирование генерируемых в питающую сеть гармоник тока.

Требование обеспечения ЭМС приводит к необходимости применения в АС/DC преобразователях, использующих высокочастотную модуляцию, входных фильтров, рассчитанных на подавление гармоник с частотами единицы-сотни килоггерц, применению конструктивных мер, снижающих уровень симметричных помех в сети питания. Такие меры ухудшают технико-экономические показатели высокочастотных корректоров коэффициента мощности. Одним из способов улучшения ЭМС может являться обеспечение специальных режимов коммутации силовых ключей [11].

Постановка задачи. В данной статье предлагается вариант многопульсного выпрямителя, который не требует фазосдвигающего трансформатора, а использует для создания фазового сдвига средства управления. При этом частота коммутации ключей соизмерима с частотой сети. Рассматриваются особенности построения схемы преобразователя, возможные алгоритмы управления и их влияние на коэффициент гармонических искажений входного тока. Даются рекомендации по выбору пульсности выпрямителя и мощности дополнительных фильтров при использовании преобразователя в электрических сетях различной мощности.

Результаты исследований.

1. Принцип действия предлагаемого выпрямителя.

1.1 Электронный сдвиг фаз.

Для снижения коэффициента гармоник входного тока выпрямителя применяются многопульсные системы. Использование фазосдвигающего трансформатора и нескольких 6-пульсных неуправляемых выпрямителей, позволяет за счет векторного суммирования устранить или уменьшить избранные гармоники тока [12]. Для минимизации коэффициента гармоник, угол сдвига ψ между напряжением мостовых выпрямителей выбирается в соответствии с (1) и зависит от количества n 6-пульсных выпрямителей.

$$\psi = 60/n. \quad (1)$$

Поскольку в единичном неуправляемом выпрямителе коэффициент сдвига равен единице, а фазный сдвиг напряжений осуществляется трансформатором, то и в многопульсном выпрямителе коэффициент сдвига равен единице.

В [13] было предложено осуществлять фазный сдвиг, соответствующий многопульсному выпрямителю, за счет применения двух 6-пульсных управляемых выпрямителей подключенных к одному источнику питания без использования трансформатора. Такая схема эквивалентна 12-пульсному выпрямителю. Для компенсации отрицательного фазного сдвига, присущего управляемому выпрямителю на однооперационных тиристорах, второй выпрямитель работает с положительными углами управления, что обеспечивается узлом коммутации. Векторная диаграмма входных

токов выпрямителей приведена на рис. 1. Углы управления $\alpha = \psi/2$. Входной ток преобразователя I

$$\vec{I} = \vec{I}_1 + \vec{I}_2 \quad (2)$$

совпадает по фазе с входным напряжением выпрямителя.

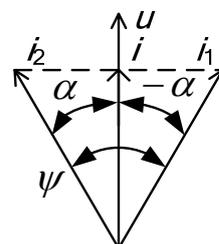


Рис. 1. Векторная диаграмма токов 12-пульсного выпрямителя при электронном фазном сдвиге

Для получения положительных углов управления целесообразно использовать полностью управляемые ключи [12] IGBT, GTO и т.д. с обратной блокирующей способностью. Простейшая схема 12-пульсного выпрямителя приведена на рис. 2, а ее временные диаграммы на рис. 3.

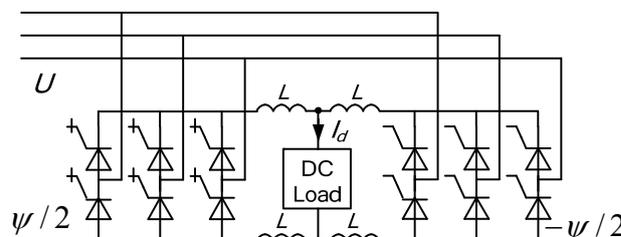


Рис. 2. Простейшая схема 12-пульсного выпрямителя с электронным сдвигом фаз

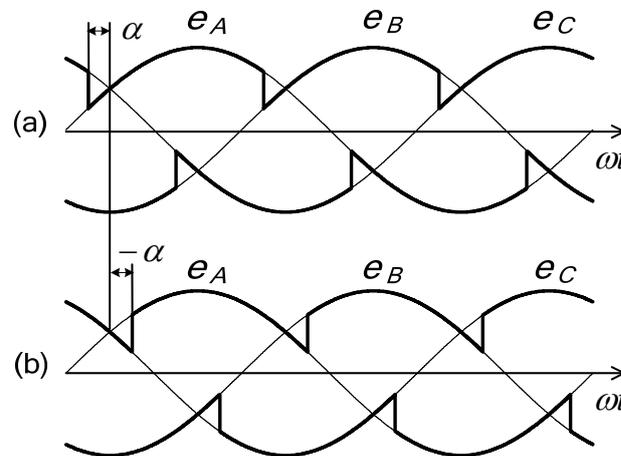


Рис. 3. Временные диаграммы напряжения 12-пульсного выпрямителя: (a) – GTO выпрямитель, (b) – SCR выпрямитель

1.2 Многофазный выпрямитель с электронным сдвигом фаз.

Используя рассмотренный принцип построения многопульсных выпрямителей с фазным сдвигом, который формируется средствами управления, можно представить обобщенную функциональную схему такого выпрямителя (рис. 4). Представленная схема содержит $n=2k$ выпрямителей и эквивалентна $6n$ -пульсному выпрямителю. Углы управления вычисля-

ются в соответствии с (1). Число n не обязательно четное ($n=2k$). В случае $n=2k+1$ один из выпрямителей работает с нулевым углом управления и в ряде случаев может быть выполнен неуправляемым (на диодах).

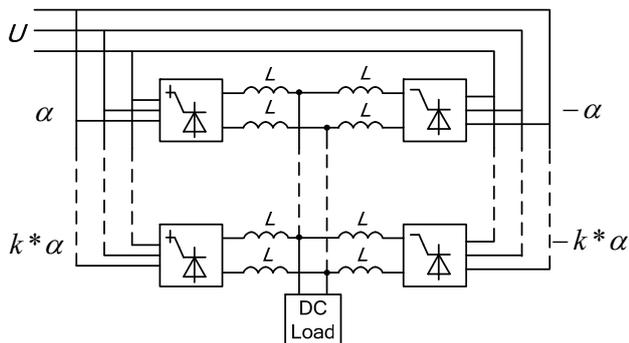


Рис. 4. Обобщенная функциональная схема многопульсного выпрямителя с электронным сдвигом фаз

Векторные диаграммы для многопульсных выпрямителей с четным и нечетным n приведены на рис. 5. В случае четного n ,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi/2, \alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi + \psi/2. \quad (3)$$

В случае нечетного n ,

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi, \alpha_{2k} = \alpha_{2k-1} = k\psi, \alpha_{2k+1} = 0. \quad (4)$$

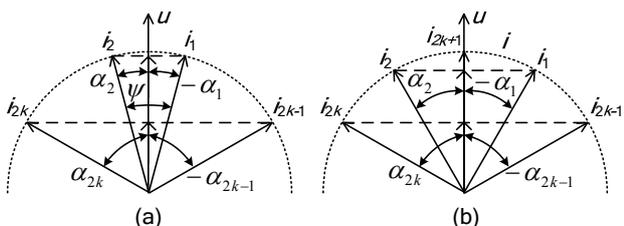


Рис. 5. Векторная диаграмма токов при электронном фазном сдвиге: (a) – $n=2k$, (b) – $n=2k+1$

Как видно из рис. 5, при $n > 2$ токи выпрямителей с различными углами управления различны. Для выравнивания токов может применяться как повышение напряжения на входе выпрямителей, которые работают с большими углами управления, так и снижение входного или выходного напряжения выпрямителей, которые работают с меньшими углами управления. Повышение или снижение напряжения может производиться при помощи согласующих автотрансформаторов малой мощности. Можно показать, что для 18-пульсного выпрямителя установленная мощность автотрансформатора составляет 2-4 % от мощности нагрузки.

Если выполнить все ключи модулей выпрямителей схемы рис. 4 полностью управляемыми и, таким образом, унифицировать модуль выпрямителя, то появляется возможность исключить согласующие автотрансформаторы. В этом случае уменьшить напряжение на выходе единичного выпрямительного модуля без изменения угла сдвига тока согласно (1) можно введением низкочастотной широтно-импульсной модуляции. В качестве управляемых ключей в выпрямителях мощностью сотни киловатт целесообразно использовать модули IGBT (рис. 6), а при высоком напряжении – GTO с обратной блокирующей способностью.

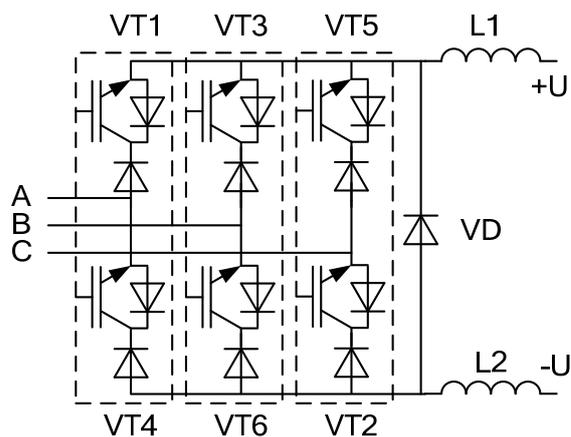


Рис. 6. Унифицированный модуль выпрямителя

Рассмотрим алгоритм включения ключей (рис. 7) на интервале между точками естественной коммутации $cp_1 - cp_3$. Унифицированный модуль выпрямителя работает с опережающим углом управления α . Транзистор $VT1$ включается в точке p_2 , причем $cp_1 - p_2 = \Delta\alpha_2$. Окончательное выключение этого транзистора производится в точке p_5 , причем $cp_3 - p_5 = \Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2$. В отличие от простейшего алгоритма (рис. 3,а), формируется более раннее выключение ключа (на $\Delta\alpha_1$) и более позднее включение (на $\Delta\alpha_2$). В общем случае $\Delta\alpha_1 \neq \Delta\alpha_2$. На интервале $p_3 - p_4$ ключи анодной группы выключены. При наличии диода VD он проводит ток, при его отсутствии – включается транзистор $VT4$, который обеспечивает протекание тока индуктивности. Аналогично производится переключение ключей модуля выпрямителя, который работает с отстающим углом управления. Диод VD на рис. 6 является опциональным. Его функции создания контура для протекания тока индуктивности могут быть реализованы при одновременном включении транзисторов анодной и катодной групп выпрямителя. Видно, что минимальное количество коммутаций (включений и выключений) одного транзистора модуля на периоде напряжения питающей сети равно двум при наличии диода VD или четырем при его отсутствии.

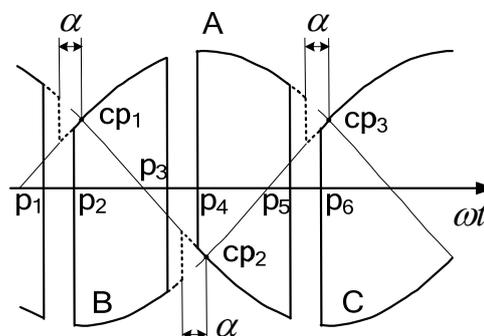


Рис. 7. Временные диаграммы унифицированного модуля выпрямителя

Поскольку частота коммутации ключей унифицированного модуля выпрямителя соизмерима с частотой сети, то динамическими потерями в них можно пренебречь.

2. Коэффициент гармонических искажений входного тока.

Анализ гармонического состава входного тока многопульсных выпрямителей с электронным фазным сдвигом производился при помощи разложения в ряд Фурье кривых тока, полученных при допущении равных выходных токов модулей выпрямителя, их идеальной фильтрации и единичной первой гармонике тока. Результаты расчетов THD тока от пульсности выпрямителя приведены на рис. 8.

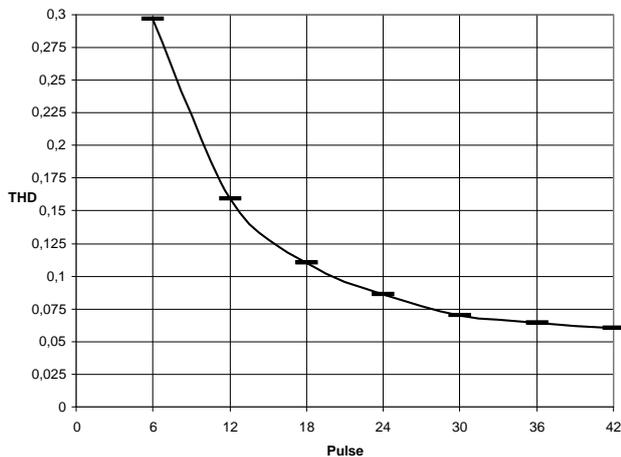


Рис. 8. Зависимость THD тока от пульсности выпрямителя

Рассмотрев данные рис. 8, можно сделать вывод о том, что требованиям [1], за исключением наиболее слабых линий питания с $I_{SC}/I_L < 20$ (отношение тока короткого замыкания линии питания к току нагрузки), удовлетворяют выпрямители с пульсностью более 30. При пульсности выпрямителя равной 24, необходим входной фильтр с установленной мощностью менее 1 % от мощности нагрузки. При характеристиках линии питания $50 < I_{SC}/I_L < 100$, требованиям [1] удовлетворяют выпрямители с пульсностью 18 и более. Практически те же результаты получены при имитационном моделировании в среде Simulink.

Минимальное значение THD тока достигается при фазном сдвиге определяемым из (1). Из векторной диаграммы токов 12-пульсных выпрямителей (рис. 1) можно сделать вывод о единственном возможном значении углов управления, которые обеспечивают выполнение условия (2) при единичном коэффициенте сдвига ($\alpha = \pm \psi/2$). Увеличение пульсности выпрямителя до 24 соответствует векторной диаграмме токов, приведенной на рис. 5,а. Поскольку в таком выпрямителе используются две пары выпрямительных мостов с симметричным управлением, то попарное выполнение условия (2) при единичном коэффициенте сдвига может быть реализовано, в простейшем случае, при выполнении условий $\alpha_1 = \alpha_2$ и $\alpha_3 = \alpha_4$.

Величины углов управления α_i зависят от углов сдвига ψ_i между напряжением мостовых выпрямителей, причем значения могут ψ_i отличаться от рекомендованных (1)

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \psi_1/2, \quad \alpha_3 = \alpha_4 = \psi_1/2 + \psi_2, \quad (5)$$

следовательно, значения углов (5) могут не соответствовать (3).

Величина коэффициента гармонических искажений входного тока 24-пульсного выпрямителя имеет явно выраженный экстремум в зависимости от значений углов сдвига ψ_i (рис. 9,а). При формировании минимального THD входного тока, углы сдвига взаимосвязаны, и могут согласовано изменяться на 0,1 эл. рад. (рис. 9,б).

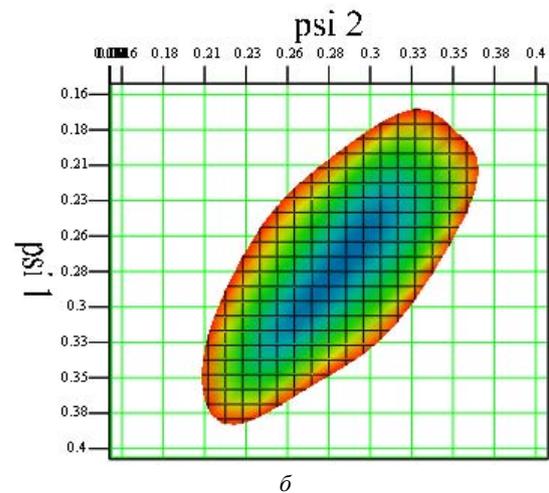
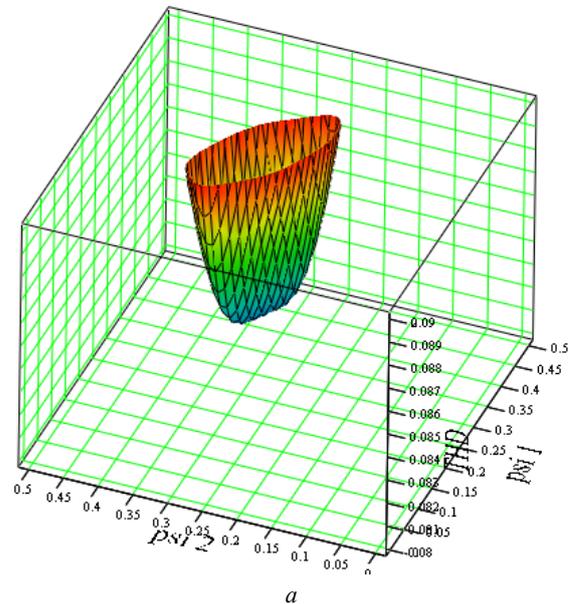


Рис. 9. Зависимость THD входного тока 24-пульсного выпрямителя от значений углов сдвига ψ_i
а – 3D график; б – сечение в горизонтальной плоскости

Для разработки и эксплуатации систем с многопульсными выпрямителями, кроме THD, важным является и значение максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от синусоиды (векторной суммы высших гармоник тока в контролируемом диапазоне частот). Знание максимального отклонения тока позволяет определить требуемые характеристики активного фильтра, корректирующего THD выпрямителя в соответствии с требованиями стандартов.

В качестве примера на рис. 10 приведена машинограмма мгновенных значений входного тока 24-пульсного выпрямителя при учете гармоник тока вплоть до 50-й. 24-пульсный выпрямитель состоит из четырех унифицированных модулей, два из кото-

рых требуют согласования уровня напряжения либо при помощи ШИМ, либо при помощи автотрансформаторов.

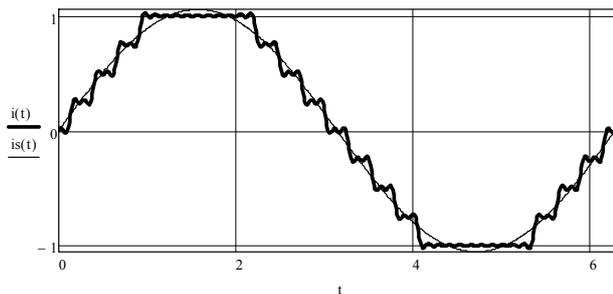


Рис. 10. Мгновенное значение входного тока 24-пульсного выпрямителя

На рис. 11 приведена машинограмма отклонения мгновенного значения входного тока 24-пульсного выпрямителя от синусоиды (первой гармоники).

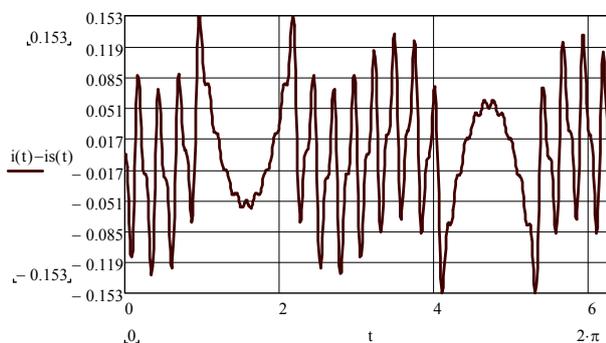


Рис. 11. Отклонение входного тока 24-пульсного выпрямителя от синусоиды (первой гармоники)

На рис. 12 представлена зависимость максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от синусоиды (первой гармоники тока) от пульсности выпрямителя. Эта зависимость получена в результате анализа машинограмм, аналогичных рис. 11.

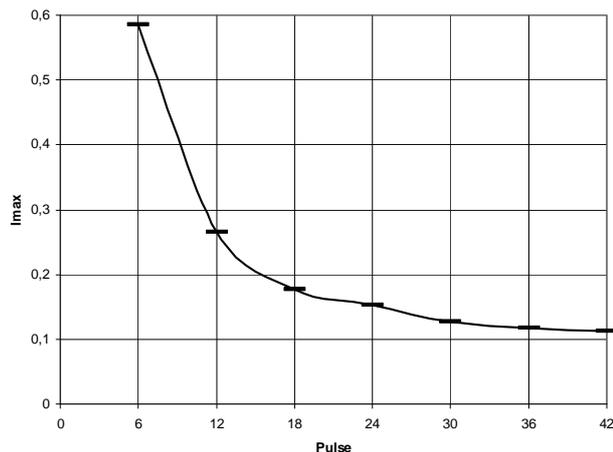


Рис. 12. Зависимость максимального отклонения значения входного тока выпрямителя от первой гармоники в функции пульсности выпрямителя

Видно, что амплитудное значение входного тока идеальных корректирующих активного либо пассивного фильтров, составляет от 57 % до 12 % амплитуды входного тока преобразователя в зависимости от пульсности выпрямителя.

Анализ графиков рис. 8 и рис. 12 совместно с требованиями, например, [1] и учетом рис. 11 является необходимым при определении установленной мощности входного фильтра преобразователя.

Выводы. В статье предлагается применение многопульсных выпрямителей с электронным фазным сдвигом и пульсностью более 12. Базовым модулем является 6-пульсный выпрямитель на полностью управляемых ключах с обратной блокирующей способностью. Частота переключения ключей совпадает либо в два раза превышает частоту сети. Предложенные решения позволяют отказаться от электромагнитных фазосдвигающих устройств (силовых трансформаторов или автотрансформаторов) и, тем самым, существенно снизить массу устройства. В отличие от систем PFC с высокочастотной ШИМ, предложенные преобразователи отличаются значительно лучшими показателями электромагнитной совместимости и практическим отсутствием динамических потерь переключения силовых ключей. Показано, что для рассмотренного класса преобразователей целесообразно использовать выпрямители с пульсностью от 18 до 36. Для получения минимального коэффициента гармонических искажений в преобразователях с пульсностью 24 и выше, допускается согласованное изменение углов сдвига между напряжением мостовых выпрямителей. Для сетей с $I_{sc}/I_L < 20$ при пульсности 24 необходим входной фильтр с установленной мощностью менее 1 % от мощности нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. IEEE Std 519TM-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems» (Revision of IEEE Std 519-1992) p. 29, 2014. doi: [10.1109/IEEESTD.2014.6826459](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459).
2. M.H. Rashid, Power Electronics Handbook, 3rd ed., Boston: Elsevier Inc., p. 1409, 2011.
3. F.L. Luo, H. Ye. Power Electronics: Advanced Conversion Technologies CRC Press, Boca Raton, p. 745, 2010.
4. S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, «Polyphase transformer arrangements with reduced kva capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface.» *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680–690, Sep. 1996. doi: [10.1109/63.535400](https://doi.org/10.1109/63.535400).
5. Oguchi, K.; Maeda, G.; Hoshi, N.; Kubata, T. «Coupling rectifier systems with harmonic cancelling reactors» in *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp.53-63, Jul/Aug 2001. doi: [10.1109/2943.930991](https://doi.org/10.1109/2943.930991).
6. IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase).
7. IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.
8. IEC 61000-3-6 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems.
9. IEC 61000-4-19:2014 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signaling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports.
10. G.F. Bartak, A. Abart, «EMI of emissions in the frequency range 2 kHz–150 kHz» *22nd International Conference and*

Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013), pp. 1-4, 10-13 June 2013. doi: 10.1049/cp.2013.1151.

11. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. *IEEE International Conference on Industrial technology (ICIT'2012), Athens, Greece, 19-21 March 2012*. IEEE, 2012, pp. 967-970. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210062.

12. D.A. Paice *Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*, Wiley-IEEE Press, p. 222, 1999.

13. K. Matsui «A dual thyristor converter reducing harmonics of power supply without input transformer.» *Electrical Engineering in Japan*, vol. 112(3), pp. 143-153, January 1991. doi: 10.1109/IAS.1991.178348.

REFERENCES

1. *IEEE Std 519™-2014, IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (Revision of IEEE Std 519-1992)* p. 29, 2014. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
2. M.H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3rd ed., Boston: Elsevier Inc., p. 1409. 2011.
3. F.L. Luo, H. Ye. *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, Boca Raton, p. 745. 2010.
4. S. Choi, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel. Polyphase transformer arrangements with reduced kVA capacities for harmonic current reduction in rectifier-type utility interface. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 5, pp. 680-690, Sep. 1996. doi: 10.1109/63.535400.
5. Oguchi, K.; Maeda, G.; Hoshi, N.; Kubata, T. Coupling rectifier systems with harmonic cancelling reactors. *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol.7, no.4, pp. 53-63, Jul/Aug 2001. doi: 10.1109/2943.930991.
6. *IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current <= 16 A per phase)*.
7. *IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A*.
8. *IEC 61000-3-6 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-6: Limits – Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems*.
9. *IEC 61000-4-19:2014 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-19: Testing and measurement techniques – Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports*.
10. G.F. Bartak, A. Abart. EMI of emissions in the frequency range 2 kHz–150 kHz. *22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013)*, pp. 1-4, 10-13 June 2013. doi: 10.1049/cp.2013.1151.
11. Blinov, A.; Ivakhno, V.; Zamaruev, V.; Vinnikov, D.; Husev, O. A Novel High-Voltage Half-Bridge Converter with Phase-Shifted Active Rectifier. *IEEE International Conference on Industrial technology (ICIT'2012), Athens, Greece, 19-21 March 2012*. pp. 967-970. doi: 10.1109/ICIT.2012.6210062.
12. D.A. Paice. *Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power*, Wiley-IEEE Press, p. 222, 1999.
13. K. Matsui. A dual thyristor converter reducing harmonics of power supply without input transformer. *Electrical Engineering in Japan*, vol. 112(3), pp. 143-153, January 1991. doi: 10.1109/IAS.1991.178348.

Поступила (received) 14.06.2016

Сокол Евгений Иванович¹, д.т.н., проф.,
 Замаруев Владимир Васильевич¹, к.т.н., проф.,
 Ивахно Владимир Викторович¹, к.т.н., проф.,
 Бутова Ольга Анатольевна¹, к.т.н., доц.,
 Войтович Юрий Сергеевич¹, аспирант,
¹Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»
 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
 тел/phone +38 057 7076044, e-mail: vvvz@kpi.kharkov.ua

Y.I. Sokol¹, V.V. Zamaruev¹, V.V. Ivakhno¹, O.A. Butova¹,
 Yu.S. Voytovich¹
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

A novel multipulse rectifier with electronic phase shifting.

Purpose. This paper presents a novel converter which can reduce the input current harmonics like the conventional multipulse converters with input three phase transformer. To reduce input current THD and improve the weight and size converters multipulse rectifiers with an electronic phase shift is offered to use. **Methodology.** The mathematical models used for examination of the electromagnetic processes, are grounded on systems of differential equations. Calculation of harmonic current composition was performed using Fourier series and the vector representation of the investigated variables. At mathematical modelling are considered converter functionality and their influence to input current THD. **Results.** Structure of a novel multipulse rectifier is offered. The basic module of a novel rectifier with electronic phase shifting is a 6-pulse rectifier on fully controlled switches with the reverse blocking ability. Switching frequency is either coincide or twice the power frequency. The proposed solutions allow refusing the electromagnetic phase-shifting devices (power transformers or auto-transformers) and thereby significantly reduce the weight of the device. **Originality.** The article provides the use of multipulse rectifier, which does not require phase shifting transformer and is used to create a phase shift control means. Unlike power factor correction systems with high-frequency modulation, proposed converters significantly differ, as they have better electromagnetic compatibility and the virtual absence of dynamic switching losses of power switches. **Practical value.** It is shown that for the considered class of converters should be used 18- to 36-pulse rectifiers. For the minimisation of harmonic distortion in twenty four and above pulse converters may be used coordinated changes of shift angle between the voltages of bridge rectifier. If a 24-pulse rectifier is used in power networks with a short-circuit current in the 5-20 times more load, then input current filter with an installed capacity of less than 1% of the power load is needed. References 13, figures 12.

Key words: power quality; power system harmonics; unit power coefficient; THD; multipulse rectifier; electronic phase shifting.