

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ИНВЕРТОРНЫЕ СВАРОЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ

В. В. БУРЛАКА, С. В. ГУЛАКОВ, С. К. ПОДНЕБЕННАЯ
ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет».
87500, г. Мариуполь, ул. Университетская, 7. E-mail: vburlaka@rambler.ru

Предложено схемное решение преобразователя с высокочастотной трансформаторной развязкой и трехфазным входом без промежуточного выпрямления входного напряжения. Использован модульный принцип построения системы: в каждой фазе установлены одинаковые высокочастотные АС/DC преобразователи с трансформаторной развязкой, выходы этих преобразователей соединены последовательно. Применение принципа непосредственного преобразования позволяет уменьшить количество элементов в силовой цепи источника, снизив тем самым потери энергии в нем. Кроме этого, преобразование энергии на высокой частоте позволяет значительно улучшить массогабаритные характеристики системы. Путем применения специального алгоритма управления силовыми ключами возможна активная коррекция входного коэффициента мощности и нейтрализация гармоник частоты сети в выходном напряжении источника, что значительно снижает требования к выходному фильтру. Разработанный источник имеет высокое быстродействие и может использоваться для обеспечения процессов сварки, требующих высоких скоростей изменения тока дуги. Библиогр. 14, табл. 3, рис. 4.

Ключевые слова: источник питания, сварочный инвертор, корректор коэффициента мощности, непосредственный преобразователь, прямое преобразование, качество электроэнергии, гальваническая развязка

В современных инверторных сварочных источниках питания обычно используется двойное преобразование энергии: переменное напряжение питающей сети выпрямляется и сглаживается, после чего поступает на DC/DC преобразователь, обеспечивающий заданные выходные параметры электрической энергии и трансформаторную развязку от сети.

Коэффициент мощности (КМ) источника определяется преобразователем переменного напряжения сети в постоянное. Зачастую эта задача решается с помощью диодного моста, к выходу которого подключен фильтрующий конденсатор большой емкости [1, 2]. Недостатками такого способа преобразования является низкий КМ – порядка 0,5...0,7 и большие искажения формы кривой потребляемого тока.

Повысить КМ можно либо посредством установки активного выпрямителя – корректора коэффициента мощности [3–7], либо путем применения принципа прямого преобразования энергии.

В работе [8] предложен вариант однофазного сварочного источника, в котором исключена функция выпрямления входного напряжения за счет применения четырехтранзисторного прерывателя переменного напряжения и низкочастотного (50 Гц) трансформатора с малым рассеянием. Источник имеет хорошие результаты по КПД и КМ, но использование низкочастотного трансформатора ведет к ухудшению массогабаритных характеристик устройств, использующих подобный принцип регулирования. Кроме того, при не-

обходимости сварки на постоянном токе в однофазных источниках в любом случае приходится применять накопитель энергии, обеспечивающий горение дуги в моменты перехода сетевого напряжения через нуль. Это может быть конденсатор фильтра или выходной дроссель.

Следует обратить внимание также на схемное решение источника с коррекцией коэффициента мощности [9, 10], в котором применен трехфазный понижающий трансформатор, работающий на частоте сети, а его вторичные обмотки нагружены на три понижающих DC/DC преобразователя, выходы которых соединены последовательно (рис. 1).

Диоды VD1–VD6 образуют три двухполупериодных выпрямителя, а элементы C1VT1VD7, C2VT2VD8, C3VT3VD9 — три понижающих преобразователя, работающие с общим высокочастотным сглаживающим дросселем L1. Конденсаторы C1–C3 имеют небольшую емкость и предназначены для ограничения импульсных перенапряжений, возникающих при закрытии силовых транзисторов. При этом их влиянием на формирование сетевого тока можно пренебречь.

Близкий к единице КМ достигается путем установки скважностей управляющих импульсов VT1–VT3 пропорциональными модулям мгновенных значений соответствующих фазных напряжений. При питании от симметричной сети на выходе подавлены гармоники сетевой частоты, что позволяет применять дроссель L1 с небольшой индуктивностью.

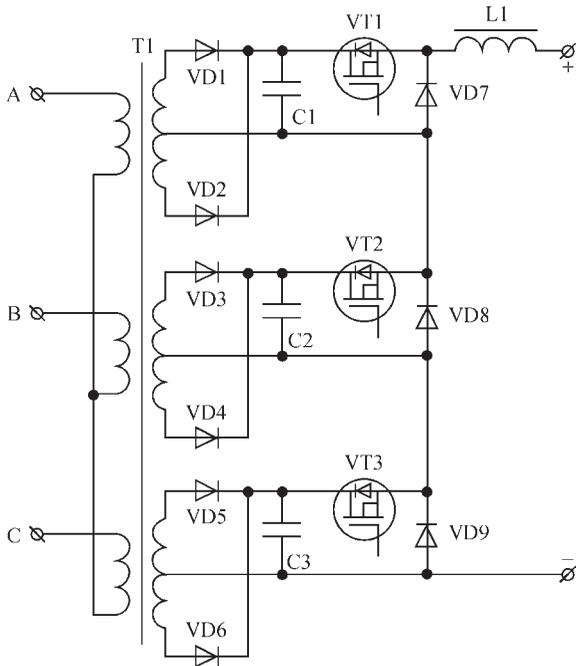


Рис. 1. Схема гибридного источника с НЧ трансформатором

В работе [8] обозначена перспективная задача создания трехфазных источников с разделительным высокочастотным трансформатором и непосредственным преобразованием и предложена схема однофазного источника с непосредственным преобразованием и высокочастотной трансформаторной развязкой. Источник выполнен на основе прямоходового преобразователя с трансформатором. К недостаткам предложенной в работе [8] схемы следует отнести плохое использование магнитопровода импульсного трансформатора из-за работы с постоянной составляющей магнитного потока и невозможность поддержания тока дуги в моменты перехода сетевого напряжения через нуль.

Улучшить использование трансформаторов источника питания можно за счет применения

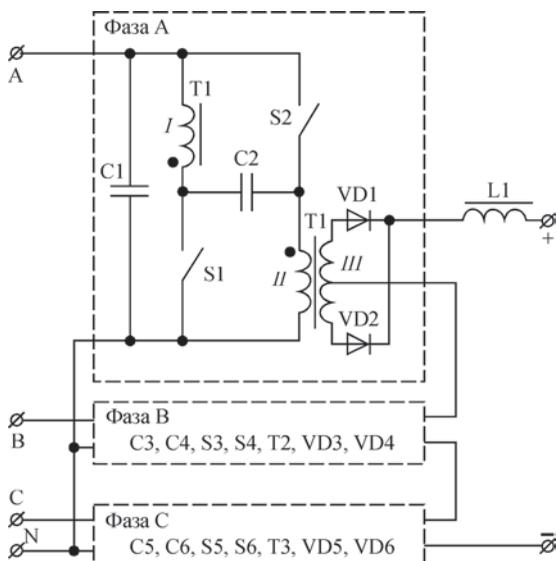


Рис. 2. Силовая часть источника с двухтактным режимом работы трансформаторов

двухтактного режима работы. Эта задача решена в модульном источнике питания [11], схематехника силовой части которого показана на рис. 2.

В каждой фазе источника питания установлен высокочастотный трансформатор, первичные обмотки которого включены таким образом, что ток намагничивания имеет разную полярность, в зависимости от включенного ключа (для фазы А это трансформатор Т1 и ключи S1, S2). Два конденсатора (C1, C2) предназначены для ограничения перенапряжений при переключении ключей. Выходная обмотка трансформатора подключена к двухполупериодному выпрямителю (диоды VD1, VD2). Выходы выпрямителей всех фаз соединены согласно-последовательно и подключены к выходу источника через сглаживающий дроссель L1.

Рассмотрим процессы, протекающие в элементах, соединенных с фазой А, поскольку в других фазах процессы аналогичны. Для упрощения анализа примем тот же ряд допущений, что и в ранее описанном источнике.

При замыкании ключа S1 первая обмотка трансформатора подключается к входному напряжению. ЭДС выходной обмотки открывает один из выходных диодов (VD1 или VD2) и закрывает другой, в зависимости от знака входного напряжения. Ток первой обмотки трансформатора (и ключа S1) при этом равен приведенному току нагрузки. Напряжения на конденсаторах C1, C2 равны между собой и равны входному напряжению.

После закрытия S1 напряжение на выходной обмотке исчезает, ток нагрузки равномерно распределяется между выходными диодами. Ток ключа S1 (это ток намагничивания T1) перебрасывается в конденсатор C2.

При открытии S2 процессы идут аналогично, но с той разницей, что производная от потокосцепления трансформатора имеет противоположный знак. Это позволяет избежать насыщения магнитопровода и обеспечить двухтактный режим работы.

Следует отметить, что ключи S1, S2 должны быть рассчитаны на напряжение, не меньшее удвоенной амплитуды входного фазного напряжения.

Если силовые ключи фазы А переключаются со скажностью $D_a(t)$, можно вычислить локальные средние (т.е. средние за период несущей частоты ШИМ) значения входного тока и выходного напряжения за период переключения. При этом максимальная скажность составляет $D_{max} = 0,5$ (при больших скажностях оба ключа будут включены одновременно, что приведет к короткому замыканию входа). Для большей наглядности на рис. 3 приведена схема замещения для локальных средних.

Локальный средний входной ток будет равен:

$$\hat{i}_a(t) = 2I_L \text{sign}(u_a(t)) D_a(t). \quad (1)$$

Коэффициент 2 появляется из тех соображений, что ток потребляется два раза за период переключения (один раз — при включенном S1, второй — при включенном S2). Знак входного тока всегда совпадает со знаком напряжения благодаря действию выходного выпрямителя. Выходное напряжение соответственно:

$$\hat{e}_a(t) = 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} D_a(t). \quad (2)$$

Напряжение берется по модулю из-за наличия выходного выпрямителя.

Условие близкого к единице входного коэффициента мощности: $D_a(t) = v|u_a(t)|$, где v — коэффициент пропорциональности.

Выходное напряжение трех фаз источника питания при питании от трехфазной симметричной сети:

$$\begin{aligned} \hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) &= \\ &= 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} v |u_a(t)| + \\ &+ 2 \frac{|u_b(t)|}{K_T} v |u_b(t)| + 2 \frac{|u_c(t)|}{K_T} v |u_c(t)| = \\ &= 2 \frac{v}{K_T} (u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t)) = 3 \frac{v}{K_T} U_m^2. \end{aligned} \quad (3)$$

Как видно из полученного выражения, в выходном напряжении нет компонентов с частотой сети или ее гармоник, что позволяет уменьшить индуктивность выходного дросселя L1.

Управление выходным напряжением осуществляется изменением параметра v при соблюдении условия ограничения скважности $D_a(t) \leq D_{\max}$. Подставив соответствующие выражения, получаем:

$$v |u_a(t)| \leq D_{\max}; \quad (4)$$

$$v \leq \frac{1}{2U_m}. \quad (5)$$

Отсюда максимальное выходное напряжение источника:

$$\left[\hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) \right]_{\max} = \frac{3}{2} \frac{U_m}{K_T}. \quad (6)$$

В практической реализации трехфазного источника питания максимальное выходное напряжение составляет около 70 В при $U_m = 350$ В.

Количество витков обмоток трансформаторов также определяется из условия максимальной индукции B_m в магнитопроводе. Определим количество витков первичной обмотки W_I через уравнение ее максимального потокоцепления, которое

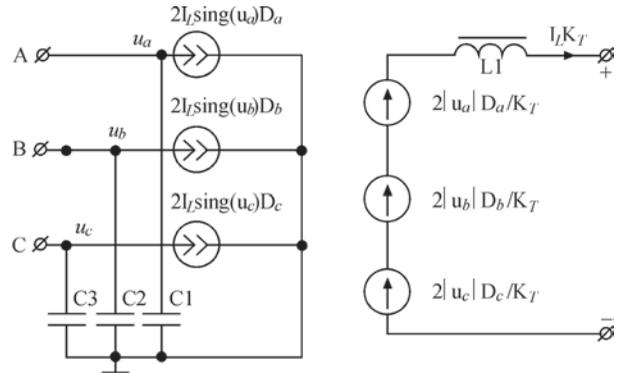


Рис. 3. Схема замещения источника рис. 2 для локальных средних

имеет место при переходе фазного напряжения через максимум при установленном максимальном выходном напряжении. С учетом двухтактного режима работы трансформатора (перематгничивание от $-B_m$ до B_m) можно записать:

$$\frac{U_m D_{\max}}{f} = 2B_m S W_I; \quad (7)$$

$$W_I = \frac{U_m D_{\max}}{2B_m S f}, \quad (8)$$

где S — сечение магнитопровода, m^2 .

Варианты практической реализации источника с силовой частью по рис. 2 могут быть различными. На рис. 4, а–в приведены несколько вариантов.

На рис. 4, а двунаправленные ключи выполнены в виде двух встречно-последовательно соединенных IGBT транзисторов с обратными диодами.

В варианте схемы, показанном на рис. 4, б, на входе каждого фазного модуля установлен диодный мост, что позволяет вдвое сократить количество силовых транзисторов и упростить систему управления. Цена упрощения — сниженный КПД из-за увеличения числа полупроводниковых элементов в силовой цепи (два диода моста и транзистор).

В варианте, приведенном на рис. 4, в, ключи выполнены из двух встречно-параллельно соединенных RB IGBT транзисторов, способных выдерживать обратное напряжение. Это решение позволяет свести количество полупроводниковых элементов в силовой цепи источника до одного, тем самым повысить эффективность. Кроме того, для снижения потерь энергии на выходе применен синхронный выпрямитель на MOSFET транзисторах с малым сопротивлением канала.

В практической реализации источника использована схема рис. 4, а. Для фазных трансформаторов применены сердечники E42/21/20 (EPCOS) из материала N87 с сечением магнитопровода $S = 234$ mm^2 ; максимальная индукция принята равной $B_m = 0,25$ Тл. Частота переключения $f =$

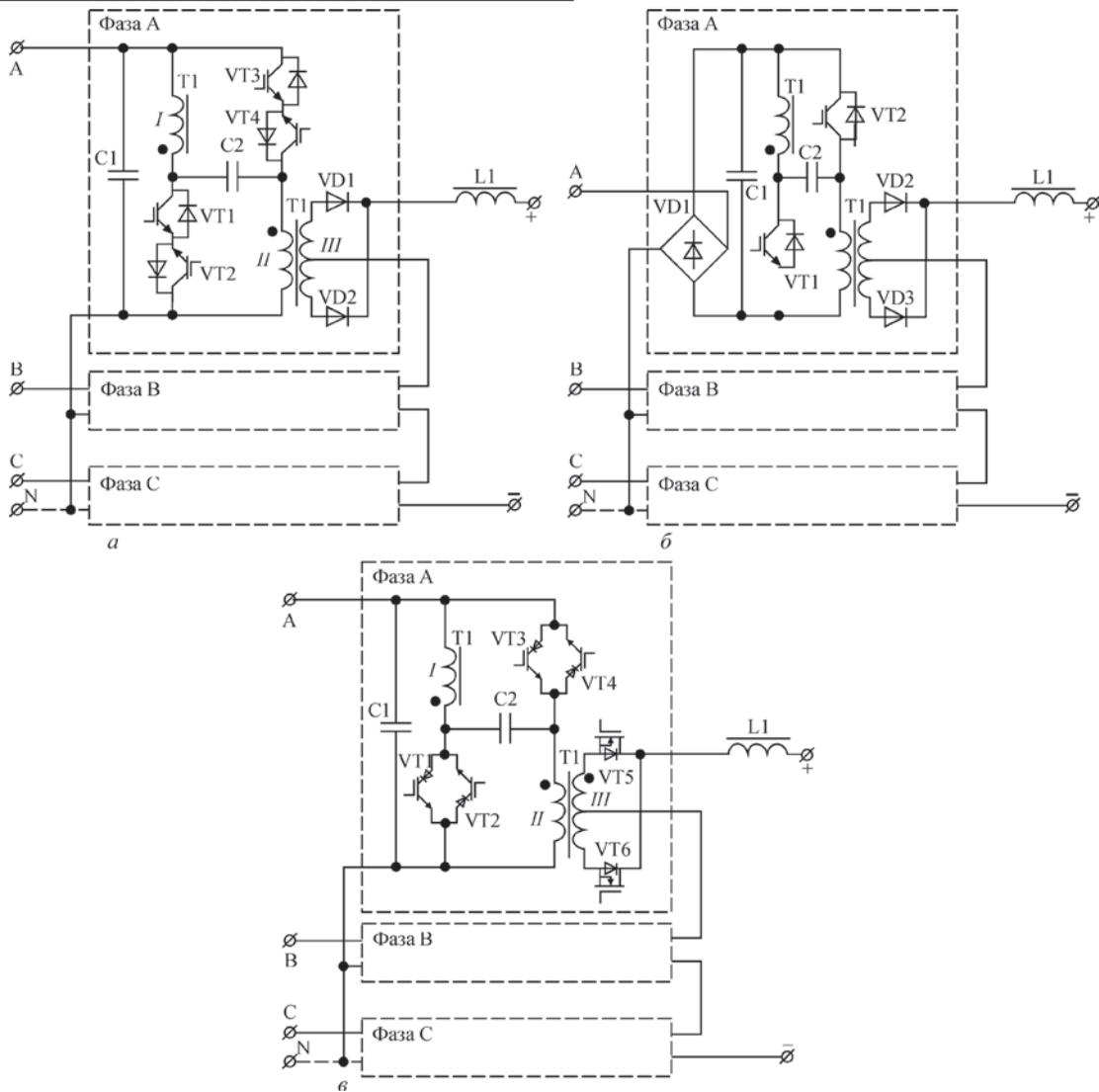


Рис. 4. Варианты силовой части источника по рис. 2 (описание *a–в* см. в тексте)

$= 20$ кГц, $U_m = 350$ В. По этим данным получаем $W_I = 75$ витков.

Силовые транзисторы типа STGW30N120KD. Диоды выходных выпрямителей — сборки типа 80STQ150. Коэффициент трансформации высокочастотных трансформаторов равен 7,5 (выходная обмотка имеет 2 секции по 10 витков). Конденсаторы имеют емкость 4,7 мкФ и рабочее напряжение 400 В. Выходной дроссель L1 имеет индуктивность 45 мкГн при токе 60 А (43 витка на тороидальном сердечнике T184-52).

Схема управления выполнена на однокристалльном микроконтроллере STM32F100C4T6B (STMicroelectronics), работающего на частоте 24 МГц. Контроллер формирует для каждой фазы два широтно-импульсных сигнала Φ_1 и Φ_2 (для ключей S1 и S2). Эти сигналы распределяются между транзисторами в зависимости от знака фазного напряжения. В табл. 1 приведено это распределение для фазы А.

Формирование управляющих сигналов для затворов силовых транзисторов осуществляет-

ся с помощью специализированных оптопар FOD3120. Вычислительные способности примененного микроконтроллера позволяют реализовать работу источника без подключения к нейтрали сети, при этом балансировка входных напряжений фазных модулей осуществляется программно по известному принципу «два из трех» [12, 13]: корректировка скважностей производится в фазах с максимальным и минимальным напряжением, что позволяет управлять смещением нейтрали звезды, образованной фазными модулями.

В источнике по схеме рис. 4, *в* могут быть применены транзисторы IXRP15N120 (IXYS), в выходном выпрямителе — транзисторы IRFS4115-7P (International Rectifier), трансформаторы и конденсаторы те же, что и в источнике по схеме рис. 4, *а*. Формирование управляющих сигналов для транзисторов фазы А приведено в табл. 2 (восклицательный знак (!) означает операцию логического отрицания — NOT).

Таблица 1. Распределение сигналов управления

Фазное напряжение	VT1	VT2	VT3	VT4
$u_{AN} > 0$	Φ_1	1	Φ_2	1
$u_{AN} < 0$	1	Φ_1	1	Φ_2

Таблица 2. Управляющие сигналы для схемы рис. 4, в

Фазное напряжение	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
$u_{AN} > 0$	Φ_1	1	Φ_2	1	$!\Phi_1$	$!\Phi_2$
$u_{AN} < 0$	1	Φ_1	1	Φ_2	$!\Phi_2$	$!\Phi_1$

Таблица 3. Зависимость параметров макета источника от выходного тока

Выходная мощность, кВт	0,25	0,5	1	1,8
Коэффициент мощности	0,95	0,98	0,99	0,99
Коэффициент гармоник сетевого тока, %	28	15	5	4

Пары сигналов (Φ_1 ; $!\Phi_1$) и (Φ_2 ; $!\Phi_2$) формируются с бестоковой паузой, необходимой для корректной коммутации силовых ключей.

Ухудшение параметров при малой нагрузке объясняется тем, что во входном токе начинают преобладать низкочастотные гармоники выпрямителей VD1C1 (рис. 4, б). Для схем (рис. 4, а, в) снижение коэффициента мощности при малой нагрузке будет из-за емкостного тока, протекающего через входные конденсаторы (C1, рис. 4, а, в).

Установка скважностей управляющих импульсов ключевых транзисторов пропорционально модулям мгновенных значений соответствующих фазных напряжений не является единственным возможным алгоритмом управления предложенным преобразователем. Так, в работе [14] выполнен обзор способов формирования входных токов активных трехфазных выпрямителей при различных условиях в питающей сети — несимметрии и наличии высших гармоник напряжения. Несмотря на то, что исследование [14] выполнено для активных выпрямителей тока и активных выпрямителей напряжения, его результаты с некоторыми ограничениями могут быть распространены и на предложенный источник прямого преобразования, так как его схема замещения (рис. 3) соответствует активному выпрямителю тока. Из выводов, изложенных в работе [14], следует, что при несимметрии сети оптимальным является управление с целью минимизации пульсаций выходного тока, а при искажении сетевых напряжений оптималь-

ным является метод, при котором фазные токи повторяют по форме фазные напряжения.

Применение рассмотренных преобразователей трехфазного напряжения в постоянное позволит не вносить искажений в напряжение сети питания, уменьшить потери энергии в преобразователе, улучшить его динамические и массогабаритные характеристики.

1. Bin Wu. High power converters and AC drives / Wu Bin. — IEEE Press, Wiley-Interscience. — New Jersey, 2006. — 333 p.
2. Kolar J. W. The essence of three-phase PFC rectifier systems / J. W. Kolar, T. Friedli: Proc. Of IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 9–13 oct., 2011. — 27 p.
3. Harmonic reduction of CO₂ welding machine using single-switch, three-phase boost converter with six order harmonic injection PWM / J. H. Lee, J. H. Kim, S. S. Kim [et al.] // IEEE ISIE'01 Proc. 2001. — Vol. 3. — P. 1526–1529.
4. Salo M. A high performance three-phase DC voltage source — an application to a welding machine / M. Salo, H. Tuusa, J. Nyqvist // IEEE APEC'01 Proc. — 2001. — Vol. 2. — P. 793–799.
5. A 10 kW single-stage converter for welding with inherent power factor correction / N. Huang, D. Zhang, T. Song [et al.] // IEEE APEC'05 Proc. — 2005. — Vol. 1. — P. 254–259.
6. Schenk K. A Simple Three-Phase Power Factor Corrector with Improved Harmonic Distortion / K. Schenk, S. Cuk: PESC 1997. — P. 399–405.
7. Huang Q. Harmonic Reduction in a Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM / Q. Huang, F. Lee: PESC 1996. — P. 790–797.
8. Рудык С. Д. Перспективные источники сварочного тока / С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов, С. Н. Флоренцев // Электротехника. — 1998. — № 7. — С. 8–13.
9. Пат. JP 7-46846 А Япония. МПК H02M 7/25, 3/155, 7/08. — Three-phase rectifier / Sekino Yoshihiro. — № 05-208530; заявл. 30.07.1993; опубл. 14.02.1995.
10. Пат. 63702 Украина на корисну модель. МПК H02H 7/09 (2006.01) Джерело живлення з трифазним входом / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков; заявитель и патентообладатель Приазов. гос. техн. ун-т — № u 2009 13205; заявл. 18.12.2009; опубл. 25.10.2011. — Бюл. № 20. — 3 с.
11. Пат. 102042 України на винахід, МПК H02M 7/155 (2006.01) Багатофазне джерело живлення / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков; заявитель и патентообладатель Приазов. гос. техн. ун-т — № а 2012 05831; заявл. 14.05.2012; опубл. 27.05.2013. — Бюл. № 10. — 6 с.
12. Novel three-phase Y-rectifier cyclic 2 out of 3 DC output voltage balancing / J. Biela, U. Drogenik, F. Krenn [et. al.]: in proc. 29th International Telecommunications Energy Conference, 2007 (INTELEC 2007). — P. 677–685.
13. Three-Phase Y-Rectifier Cyclic 2 Out of 3 DC Output Voltage Balancing Control Method / J. Biela, U. Drogenik, F. Krenn [et. al.]: in proc. IEEE Transactions on Power Electronics. — 2009. — Vol. 24, Issue 1. — P. 34–44.
14. Кондратьев Д. Е. Трехфазные выпрямители с активной коррекцией коэффициента мощности и двунаправленной передачей энергии: автореф. на получение уч. степени канд. техн. наук: 05.09.12 / Д. Е. Кондратьев. — Москва, 2008. — 20 с.

Поступила в редакцию 20.05.2015

ExpoWELDING 2016

18–20 октября 2016 г.

г. Сосновице, Польша

Экспо Силезия и Институт сварки Польши проводят очередную сварочную выставку ExpoWELDING 2016

<http://exposilesia.pl>