

¹Канд. техн. наук, доцент, ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет», г. Мариуполь, Украина, E-mail: vburlaka@rambler.ru

²Д-р техн. наук, профессор, ГВУЗ «Приазовский государственный технический университет», г. Мариуполь, Украина

ПРЯМОХОДОВЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

В статье представлен инверторный источник питания с трехфазным входом и активной коррекцией коэффициента мощности. Схема построена с использованием принципа прямого преобразования, что дает возможность снизить потери энергии в преобразователе. Источник обеспечивает гальваническую развязку выхода посредством высокочастотных прямоходовых трансформаторов.

Ключевые слова: источник питания, корректор коэффициента мощности, прямое преобразование, гальваническая изоляция.

Современные стандарты качества электроэнергии ИЕС61000-3-2, ГОСТ Р 51317-2006 устанавливают жесткие ограничения на эмиссию техническими средствами в сеть высших гармоник тока. Применительно к источникам питания это ведет к необходимости использования средств коррекции коэффициента мощности. Обычно такие источники строятся по схеме двойного преобразования: первый каскад – корректор коэффициента мощности, который может быть выполнен по схемам [1, 2] (VIENNA rectifier), второй каскад – DC/DC преобразователь с трансформаторной развязкой.

Авторами разработан инверторный источник питания с активной коррекцией коэффициента мощности с

прямым преобразованием, что позволяет упростить силовую часть и снизить потери мощности по сравнению с серийно выпускаемыми источниками питания, использующими двойное преобразование.

Источник построен с применением прямоходового принципа переноса энергии во вторичные цепи [3]. На рис. 1 приведена схема его силовой части.

Схема состоит из входного демпфирующего RLC-фильтра, трех одинаковых фазных модулей, содержащих прямоходовые импульсные трансформаторы T1 – T3, вторичные выпрямители которых соединены последовательно.

Первичные обмотки прямоходовых трансформаторов включены таким образом, что ток намагничивания

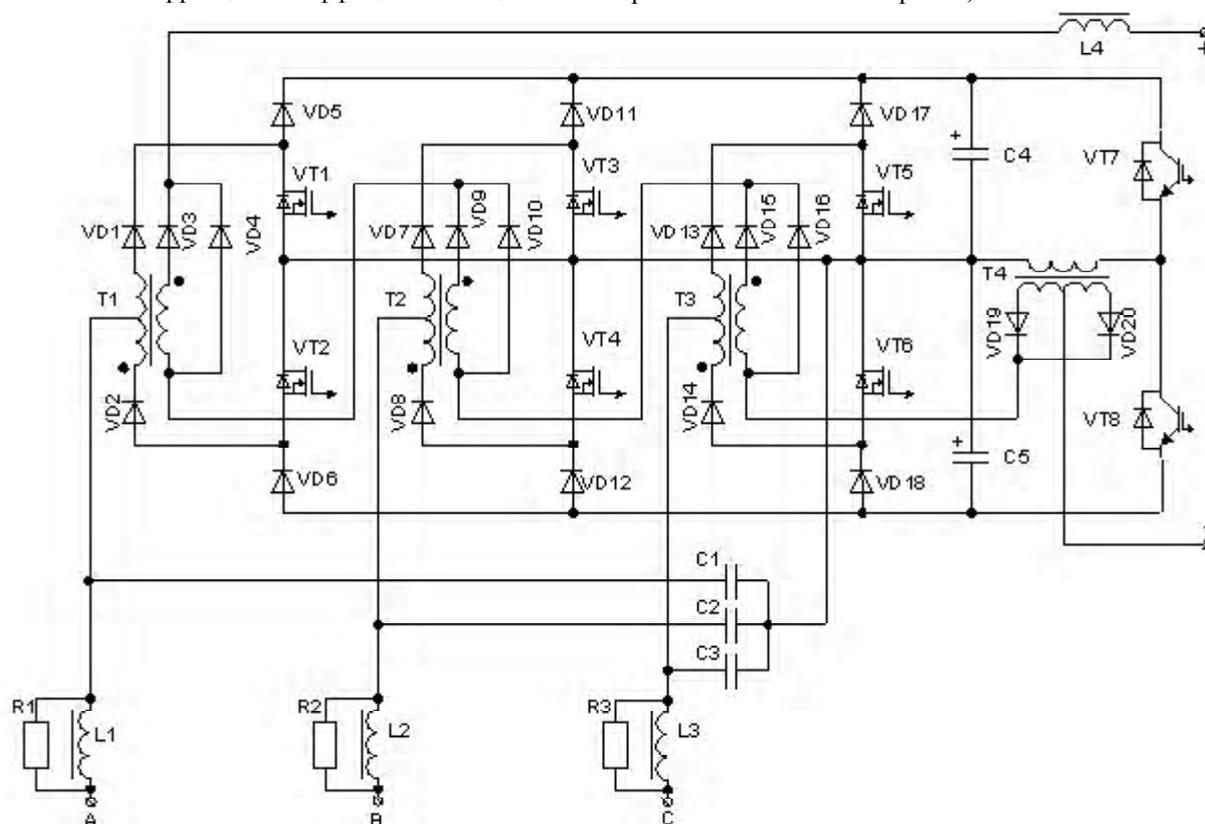


Рис. 1. Схема источника питания с прямоходовыми трансформаторами

всегда имеет одинаковую полярность, независимо от знака соответствующего фазного напряжения (для фазы А это трансформатор Т1 с диодами VD1, VD2). Также в каждой фазе установлено два транзистора (для фазы А это VT1, VT2), которые соединяют первичную обмотку трансформатора со средней точкой (нулем сети), и два диода (VD5, VD6) для ограничения перенапряжения на транзисторах и отвода энергии поля трансформатора к накопительным конденсаторам С4, С5. Вторичная обмотка трансформатора подключена к однополупериодному выпрямителю (диоды VD3, VD4).

Рассмотрим процессы, протекающие в элементах, соединенных с фазой А. В других фазах процессы аналогичны. Для упрощения анализа сделаем ряд допущений: ток намагничивания трансформаторов и их индуктивности рассеяния равны нулю; падение напряжения на открытых диодах и транзисторах равно нулю; ток нагрузки постоянный; входные напряжения образуют симметричную трехфазную систему. Способ управления транзисторами – широтно-импульсная модуляция (ШИМ) с постоянной частотой.

На рис. 2 приведена схема замещения источника для локальных средних.

При открытии транзисторов VT1, VT2 первичная обмотка трансформатора Т1 оказывается под фазным напряжением. При этом полярность ЭДС вторичной обмотки такова, что диод VD3 открывается и ток нагрузки начинает проходить через вторичную обмотку Т1. В первичной обмотке ток соответственно будет равен приведенному току нагрузки (I_L), а входной фазный ток будет равен $I_L \cdot \text{sign}(u_a(t))$, где $u_a(t)$ – мгновенное напряжение фазы А. Входной ток имеет знак фазного напряжения благодаря наличию диодов VD1, VD2. Напряжение на вторичной обмотке Т1 будет равно $\frac{|u_a|}{K_T}$, где K_T – коэффициент трансформации Т1.

При закрытии транзисторов VT1, VT2 ток первичной обмотки Т1 перебрасывается в один из диодов VD5, VD6 (в зависимости от знака). При этом энергия, запасенная в первичной обмотке Т1, «перекачивается» в конденса-

торы С4, С5. Поскольку при работе схемы напряжение на этих конденсаторах больше, чем амплитуда входного фазного напряжения, полярность ЭДС обмоток Т1 меняет знак. Это приводит к закрытию выходного диода VD3 и переключению тока нагрузки в диод VD4. Выходное напряжение выпрямителя VD3, VD4 при этом равно нулю. Первичный ток Т1 в это время равен току намагничивания, которым можно пренебречь.

Если транзисторы VT1, VT2 переключаются со скважностью D_a , тогда локальное среднее значение входного тока за период переключения может быть записано как:

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

Выходное напряжение соответственно:

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

Из условия полного размагничивания сердечника трансформатора получим выражение максимальной скважности D_{\max} .

Обозначим: U_m – амплитуда входного фазного напряжения, U_C – напряжение на конденсаторе С4 или С5 (эти напряжения равны). Вольт-секундный баланс первичной обмотки Т1 по условию его полного размагничивания запишется как:

$$U_m \cdot D_{\max} + (U_m - U_C)(1 - D_{\max}) \leq 0, \quad (3)$$

$$U_m \leq U_C(1 - D_{\max}), \quad (4)$$

откуда $D_{\max} = 1 - \frac{U_m}{U_C}$. Так, в случае $U_m = 300$ В, $U_C = 500$ В

получим $D_{\max} = 0,4$.

Для обеспечения близкого к единице входного коэффициента мощности необходимо, чтобы входные токи были пропорциональны соответствующим напряжениям. Из выражения для входного тока очевидно, что для выполнения этого условия скважность должна быть установлена пропорционально модулю мгновенного на-

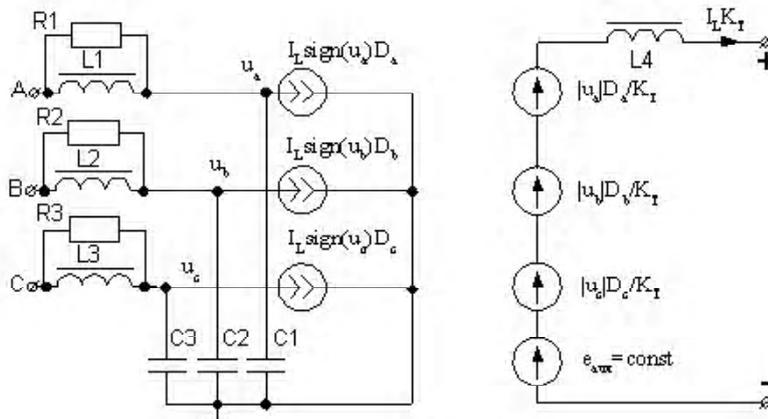


Рис. 2. Схема замещения источника для локальных средних

пряжения: $D_a(t) = v \cdot |u_a(t)|$, где v – коэффициент пропорциональности, который определяет выходное напряжение источника и может иметь как постоянное значение, так и изменяться в процессе работы по сигналам обратных связей. Изменение позволяет формировать заданную выходную ВАХ источника. Так, для организации токового выхода коэффициент устанавливается цепью ООС по выходному току источника с ПИ-регулятором; для получения выхода по напряжению ООС выполняется по выходному напряжению.

Сумма выходных напряжений всех фаз выпрямителя при питании от трехфазной симметричной сети определяется как:

$$\begin{aligned} \hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) &= \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_a(t)| + \frac{|u_b(t)|}{K_T} \times \\ &\times v \cdot |u_b(t)| + \frac{|u_c(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_c(t)| = \\ &= \frac{v}{K_T} (u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t)) = \frac{3}{2} \frac{v}{K_T} U_m^2. \end{aligned} \quad (5)$$

Из полученного выражения видно, что в выходном напряжении отсутствуют компоненты с частотой сети или ее гармоник. Это упрощает требования к его фильтрации и позволяет уменьшить индуктивность выходного дросселя (L_4). Нейтрализация гармоник частоты сети справедлива для любого числа фаз входных напряжений при условии их симметрии.

Управление выходным напряжением производится путем изменения параметра v , соблюдая при этом условие: $D_a(t) \leq D_{\max}$.

Подставив соответствующие выражения, получаем:

$$v \cdot |u_a(t)| \leq 1 - \frac{U_m}{U_C}, \quad (6)$$

$$v \leq \frac{1}{U_m} \left(1 - \frac{U_m}{U_C} \right). \quad (7)$$

Отсюда максимальное выходное напряжение выпрямителя определится как:

$$[\hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t)]_{\max} = \frac{3}{2} \left(1 - \frac{U_m}{U_C} \right) \frac{U_m}{K_T}. \quad (8)$$

Для симметрирования и стабилизации напряжения на конденсаторах С4, С5 установлен дополнительный полумостовой инвертор на транзисторах VT7, VT8. Энергия, переносимая в С4, С5 токами намагничивания фазных трансформаторов, передается в нагрузку через трансформатор Т4 и выпрямитель VD19, VD20, за счет чего предотвращается опасное повышение напряжения на С4, С5. Кроме того, при возникновении разбаланса

напряжений на этих конденсаторах через первичную обмотку Т4 начнет протекать постоянный ток, который будет способствовать выравниванию напряжений на С4, С5. Для того, чтобы этот ток не влиял на работу дополнительного инвертора, Т4 выполнен с воздушным зазором в магнитопроводе.

Дополнительный инвертор не влияет на качество формирования входных токов и выходного напряжения источника, поскольку напряжения на С4, С5 меняются медленно и выходное напряжение выпрямителя на VD19, VD20 можно считать постоянным ($e_{aux} = \text{const}$).

Для определения установленной мощности дополнительного инвертора вычислим максимальную мощность, которая переносится в С4, С5 токами намагничивания фазных трансформаторов. Рассмотрим процессы в одной фазе. Обозначим: L_m – основная индуктивность намагничивания трансформатора, L_s – индуктивность рассеяния первичной обмотки, f – частота переключения (частота несущей ШИМ). Энергия, которая сбрасывается в С4, С5 за один цикл переключения, может быть определена как:

$$\begin{aligned} W(t) &= \frac{L_m}{2} \left(\frac{u_a(t) D_a(t)}{L_m f} \right)^2 + \frac{L_s}{2} I_L^2 = \\ &= \frac{L_m}{2} \left(\frac{u_a^2(t) v}{L_m f} \right)^2 + \frac{L_s}{2} I_L^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{u_a^4(t) v^2}{L_m f^2} + L_s I_L^2 \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Для определения средней мощности умножим последнее выражение на f и найдем среднее значение за период частоты сети T :

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T W(t) f dt = \frac{L_s I_L^2}{2} f + \frac{1}{T} \frac{v^2}{2 L_m f} \int_0^T u_a^4(t) dt = \\ &= \frac{L_s I_L^2}{2} f + \frac{v^2 U_m^4}{2 L_m f} \frac{3}{8}. \end{aligned} \quad (10)$$

Для многофазных систем полученную мощность необходимо умножить на число фаз выпрямителя.

При использовании источника для питания сварочной дуги выход вспомогательного инвертора выполняется с повышенным напряжением и подключается параллельно выходу основных выпрямителей. Это позволяет облегчить поджиг дуги за счет повышенного напряжения холостого хода.

ВЫВОД

Разработанный многофункциональный энергоэффективный источник питания прямого преобразования с высокочастотной трансформаторной развязкой выхода и активной коррекцией коэффициента мощности, позволяет формировать произвольную выходную ВАХ благодаря возможности быстрого изменения выходного напряжения.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Zhao Y. Force commutated three level boost type rectifier / Y. Zhao, Y. Li, T. A. Lipo // in Proc. 28th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '93, Oct. 2–8, 1993. – pp. 771–777.
2. Kolar J. W. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier / J. W. Kolar, F. C. Zach // Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nurnberg, Germany, June 28–30, 1994. – P. 125–138.
3. Бурлака В. В. VIENNA Rectifier с прямым переносом энергии / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2012»: Матеріали 8-ої міжнар. молодіжної наук.-техн. конф. 23–27 квітня 2012 р. – Севастополь : Вид-во СевНТУ, 2012. – С. 45.

*Стаття надійшла до редакції 18.12.2012.
Після доробки 28.01.2013.*

Бурлака В. В.¹, Гулаков С. В.²

¹Канд. техн. наук, доцент, ДВНЗ «Приазовський державний технічний університет», Маріуполь, Україна

²Д-р техн. наук, професор, ДВНЗ «Приазовський державний технічний університет», Маріуполь, Україна

ПРЯМОХОДОВЕ ІНВЕРТОРНЕ ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ПРЯМОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ З КОРЕКЦІЄЮ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ

У статті представлено інверторне джерело живлення з трифазним входом і активною корекцією коефіцієнта потужності. Схему побудовано з використанням принципу прямого перетворення, що дає можливість знизити втрати енергії в перетворювачі. Джерело живлення забезпечує гальванічну розв'язку виходу за допомогою високочастотних прямоходових трансформаторів.

Ключові слова: джерело живлення, коректор коефіцієнта потужності, пряме перетворення, гальванічна ізоляція.

Burlaka V. V.¹, Gulakov S. V.²

¹Cand. Tech. Sc., assistant professor, State Higher Education Institution «Pryazovskyi State Technical University», Mariupol, Ukraine

²Doct. Tech. Sc., professor, State Higher Education Institution «Pryazovskyi State Technical University», Mariupol, Ukraine

SWITCHMODE POWER-FACTOR-CORRECTED DIRECT CONVERSION TYPE FORWARD CONVERTER

A topology of inverter-type power supply with three-phase input and active power factor correction is presented. The power supply uses the direct conversion principle, which makes it possible to reduce the energy losses in the converter, and is based on a VIENNA Rectifier topology. The presented power supply provides galvanic isolation of the output by means of high frequency forward transformers replacing input inductors of a VIENNA topology. Secondary-side rectifiers are connected in series, which eliminates the output voltage ripple on the 6th harmonic of the mains frequency. Furthermore, forward transformers' magnetization and leakage energy is also transferred to the output by means of a low-power auxiliary half-bridge converter. The proposed forward VIENNA-based converter shows higher power density compared to its flyback counterpart. However, due to high input current ripple, additional input filtering is mandatory.

Keywords: power supply, power factor corrector, direct conversion, galvanic isolation.

REFERENCES

1. Zhao Y., Li Y., Lipo T. A. Force commutated three level boost type rectifier, in Proc. 28th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting IAS '93, Oct. 2–8, 1993. pp. 771–777.
2. Kolar J. W., Zach F. C. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier, Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nurnberg, Germany, June 28–30, 1994, pp. 125–138.
3. Burlaka V. V., Gulakov S. V. VIENNA Rectifier with direct energy transfer, Materials of the 8-th International Young Scientist Conference «Modern Issues in Radio Engineering and Telecommunications RT-2012», Sebastopol, Ukraine, April 23–27, 2012. – P. 45.