

УДК 621.791

Бурлака В. В., Гулаков С. В.

СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ИНВЕРТОРНЫХ СВАРОЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ С ТРЕХФАЗНЫМ ПИТАНИЕМ

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.

Задача преобразования трехфазного напряжения питания в постоянное зачастую решается с помощью трехфазного 6-пульсного диодного моста, к выходу которого подключен фильтрующий конденсатор большой емкости (рис. 1, а).

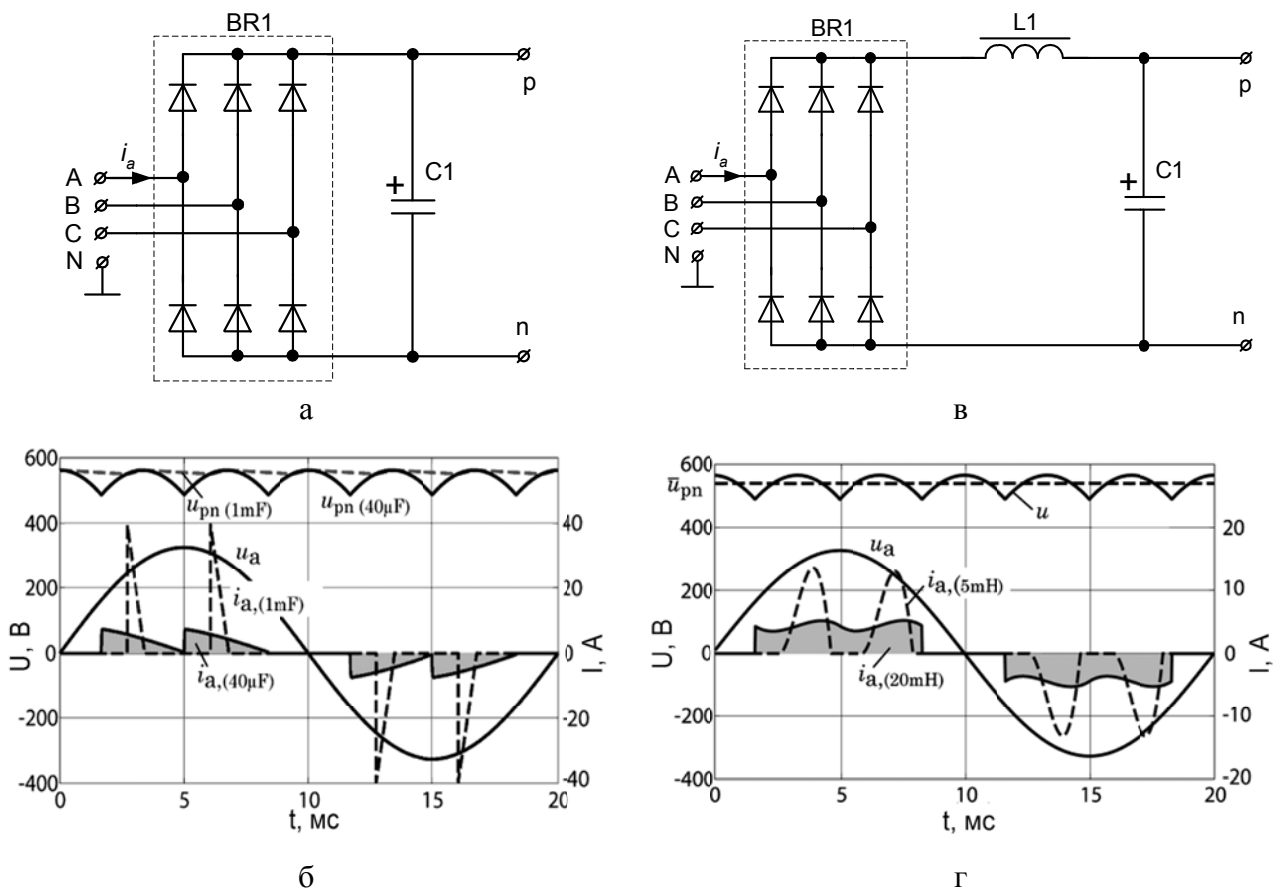


Рис. 1. Схемы входных выпрямителей (а, в) и диаграммы токов и напряжений (б, г)

Недостатками такого способа преобразования является низкий входной коэффициент мощности (КМ) (в пределах 0,5 ... 0,7), большие искажения формы кривой потребляемого тока и невозможность стабилизации выходного напряжения. Так, на рис. 1, б показаны осциллограммы фазного напряжения u_a , тока i_a и выходного напряжения u_{pn} при питании от сети с линейным напряжением 400 В, емкости сглаживающего конденсатора 40 мкФ и 1 мФ соответственно и выходной мощности 2,5 кВт [1].

Повысить КМ можно посредством установки сглаживающего дросселя последовательно с выходом моста (рис. 1, в). Осциллограммы напряжений и токов схемы при индуктивности $L1$ 5 мГн и 20 мГн приведены на рис. 1, г.

Это позволяет повысить КМ до уровня 0,95 (теоретический максимум составляет $\frac{3}{\pi} = 0,955$), однако значительно ухудшает массогабаритные показатели преобразователя из-за больших габаритов и стоимости сглаживающего дросселя, поскольку он должен быть рассчитан на частоту сети и, как следствие, иметь относительно большую индуктивность. Коэффициент гармоник (Total Harmonic Distortion, THD) потребляемого тока такого выпрямителя также не может быть снижен менее 30 %, что определяет его несоответствие современным стандартам качества электроэнергии. Кроме того, сглаживающий дроссель работает с подмагничиванием и следует принимать меры по сохранению линейности вебер-амперной характеристики, например, выполнив магнитопровод с воздушным зазором.

В работах [2–4] описано оригинальное решение проблемы повышения КМ трехфазного выпрямителя, заключающееся в замене сглаживающего дросселя (L1, рис. 1, в) двухквadrантным инвертором напряжения, причем этот инвертор напряжения работает с нулевой средней активной мощностью и имитирует индуктивность (т. н. «электронный дроссель»). На рис. 2 приведена схема силовой части системы, «электронный дроссель» обозначен как EI.

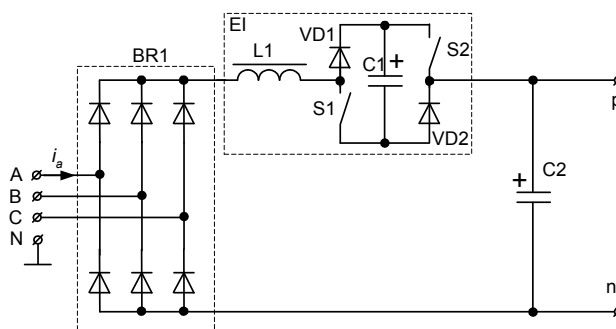


Рис. 2. Силовая часть выпрямителя с «электронным дросселем»

Схема позволяет обеспечить входной КМ не ниже 0,95. Преимуществом является то, что инвертор напряжения «электронного дросселя» рассчитан только на часть (около 10 %) выходной мощности выпрямителя, что дает возможность снизить потери мощности в системе и повысить удельную мощность выпрямителя. Так, экспериментальный образец, изготовленный в Power Electronic Systems Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Zurich, имеет следующие параметры: КПД 98,3 %, КМ = 0,955, THD = 28,4 %, частота переключения $f_s = 70$ kHz, выходная мощность $P_{out} = 5$ kW, входное напряжение $U_{in} = 3 \times 400$ V.

Выходное напряжение U_{C2} (при пренебрежении потерями мощности в элементах схемы) равно среднему выпрямленному напряжению моста. Приняв амплитуду фазного напряжения сети равной 1, получаем $U_{C2} = 1,654$. При этом напряжение на «электронном дросселе» $e(t)$ для поддержания постоянства выходного тока моста должно изменяться от $-0,078$ до $0,154$, что позволяет выполнить схему «электронного дросселя» с применением эффективной низковольтной элементной базы (транзисторы MOSFET и диоды Шоттки). На рис. 3 представлены диаграммы напряжений схемы рис. 2.

Основным недостатком схемы [2–4] является невозможность стабилизации выходного напряжения, поскольку инвертор в составе «электронного дросселя» должен работать с близкой к нулю средней активной мощностью.

Целью работы является усовершенствование схемы выпрямителя с «электронным дросселем» с целью обеспечения стабилизации выходного напряжения и расширения рабочего диапазона входных напряжений. Для этого инвертор «электронного дросселя» заменен одноквadrантным вспомогательным вольтодобавочным преобразователем, получающим питание от выходных шин выпрямителя. В результате разработанная схема имеет то же число силовых транзисторов (два), что и в схемах [2–4] при лучших потребительских качествах.

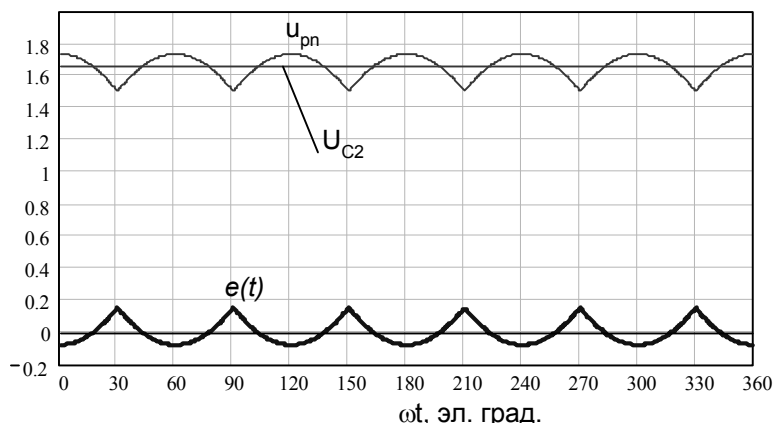


Рис. 3. Диаграммы напряжений выпрямителя с «электронным дросселем»

Для анализа процессов в предложенном выпрямителе удобно воспользоваться схемой замещения, приведенной на рис. 4.

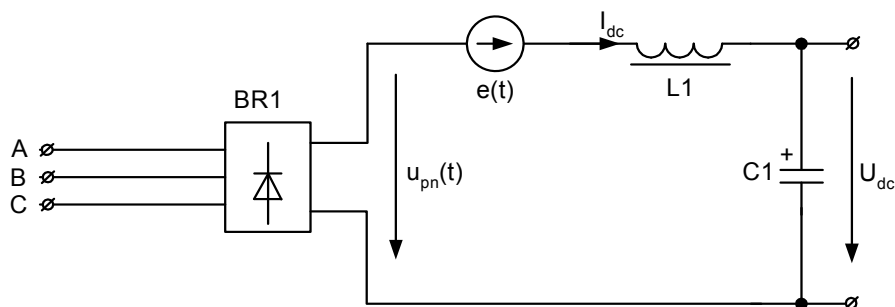


Рис. 4. Схема замещения разработанного выпрямителя

Выходное напряжение диодного моста $u_{pn}(t)$ (рис. 4) может быть определено как:

$$u_{pn}(t) = U_m \cos \left[\left((\omega t) \bmod \frac{\pi}{3} \right) - \frac{\pi}{6} \right], \quad (1)$$

где U_m – амплитуда входного линейного напряжения, В;
 ω – угловая частота сети, с^{-1} .

Для обеспечения постоянного выходного тока диодного моста I_{dc} необходимо соблюдать условие:

$$e(t) = U_{dc} - u_{pn}(t), \quad (2)$$

где $e(t)$ – выходное напряжение вспомогательного преобразователя, В;
 U_{dc} – выходное напряжение выпрямителя, В.

Если выбрать выходное напряжение (U_{dc}) больше или равным U_m , то напряжение $e(t)$ не будет менять знак. Это позволяет упростить схему вспомогательного преобразователя, поскольку он в этом случае должен работать только в одном квадранте ($e(t) > 0$, $I_{dc} > 0$).

Средняя мощность вспомогательного преобразователя P_a определяется как:

$$P_a = I_{dc} \cdot \frac{\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/\omega} e(t) dt = I_{dc} \cdot \left(U_{dc} - \frac{\omega}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi/\omega} u_{pn}(t) dt \right) = I_{dc} \cdot \left(U_{dc} - \frac{3}{\pi} U_m \right). \quad (3)$$

Из вышеприведенного выражения видно, что для минимизации мощности P_a следует минимизировать выходное напряжение выпрямителя U_{dc} . Учитывая условие одноквадрантной работы ($U_{dc} \geq U_m$) и условие минимума мощности P_a , получаем оптимальную величину выходного напряжения выпрямителя: $U_{dc} = U_m$.

При $U_{dc} = U_m$ средняя мощность вспомогательного преобразователя равна $P_a = I_{dc} \cdot U_{dc} \cdot \left(1 - \frac{3}{\pi}\right)$, что составляет лишь 4,7 % от выходной мощности выпрямителя.

Максимальное выходное напряжение вспомогательного преобразователя определяется как:

$$e_{\max} = U_{dc} - U_m \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \tag{4}$$

и для случая $U_{dc} = U_m$ составляет всего 13,4 % выходного напряжения U_{dc} .

Таким образом, вспомогательный преобразователь должен быть рассчитан на работу с полным выходным током I_{dc} , выходным напряжением от 0 до $0,134 U_{dc}$ и иметь среднюю мощность 0,047 от выходной.

В практической реализации трехфазного выпрямителя (рис. 5) вспомогательный преобразователь выполнен в виде полумостового инвертора (S1, S2), к выходу которого подключена первичная обмотка высокочастотного трансформатора (Т1), вторичная обмотка этого трансформатора выполнена с отводом от середины и нагружена на двухполупериодной высокочастотный выпрямитель с двумя диодами (VD1, VD2) и высокочастотным дросселем (L1). Инвертор получает питание от выходных шин выпрямителя (конденсаторы C1, C2).

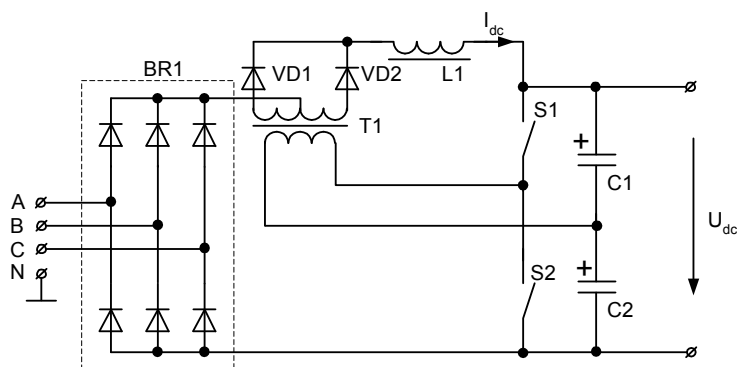


Рис. 5. Схема силовой части выпрямителя

Амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора при применении полумостового инвертора равна $0,5U_{dc}$. Поскольку на вторичной обмотке напряжение должно быть не менее $0,134U_{dc}$, коэффициент трансформации должен быть не более, чем $0,5/0,134 = 3,73$. В практической реализации выпрямителя установлен трансформатор с коэффициентом трансформации $K_{mp} = 3,5$.

Применение полумостового инвертора также позволяет симметризовать напряжения на последовательно соединенных выходных конденсаторах выпрямителя (C1, C2). Для реализации этой функции трансформатор Т1 выполняется с воздушным зазором в магнитопроводе, вследствие чего работа вспомогательного преобразователя не будет нарушаться при возникновении тока несимметрии, который будет протекать через первичную обмотку Т1.

Система управления вспомогательным инвертором двухконтурная (рис. 6).

Внутренний широкополосный контур с регулятором тока $W_{cr}(s)$ обеспечивает стабилизацию выходного тока диодного моста I_{dc} . Уровень этого тока задается внешним контуром, содержащим инерционный стабилизатор выходного напряжения $W_{dc}(s)$, реализующий функцию

Boost-Follower, т. е. выходное напряжение выпрямителя поддерживается на уровне амплитуды выходного напряжения диодного моста (опорное напряжение U_{ref} «следит» за U_m). Это позволяет минимизировать мощность вспомогательного инвертора (см. выше).

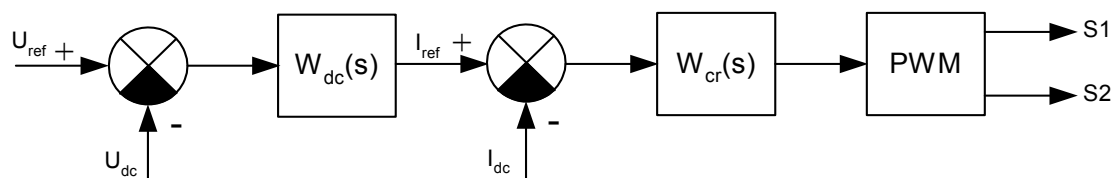


Рис. 6. Структурная схема системы управления

При необходимости стабилизации выходного напряжения на фиксированном уровне необходимо уменьшать коэффициент трансформации Т1. Так, при установке $K_{mp} = 2$ можно обеспечить стабилизацию выходного напряжения на уровне 600 В при изменении линейного напряжения питания в пределах 368–424 В. Однако средняя мощность вспомогательного преобразователя в этом случае должна быть около 21 % мощности нагрузки.

В качестве ключей S1, S2 (рис. 5) применены транзисторы FGA25N120ANTD, диоды VD1, VD2 80EUB04, входной диодный мост BR1 собран из двух однофазных мостов KBPC5010W. Частота переключения 20 кГц, индуктивность дросселя L1 120 мкГн при токе 30 А. Выходные конденсаторы C1, C2 – 2×470 мкФ \times 400 В. Система управления транзисторами содержит двухтактный контроллер SG3525AN, формирование напряжения затвора «верхнего» транзистора выполнено с помощью специализированной оптопары FOD3120. Определение выходного тока осуществляется косвенно, с помощью синхронного измерения тока «нижнего» транзистора полумоста.

При работе диодного моста с постоянным мгновенным выходным током его входные токи представляют собой близкие к прямоугольным импульсы шириной 120 электрических градусов. Входной КМ в этом случае составляет 0,955, а коэффициент гармоник входного тока равен $\text{THD}_1 = 31$ %.

ВЫВОДЫ

Разработан способ повышения коэффициента мощности инверторных источников с трехфазным питанием, заключающийся во введении в схему вольтодобавочного преобразователя, работающего в режиме стабилизации выпрямленного тока входного диодного моста.

Дальнейшим направлением исследований является разработка эффективных гибридных выпрямителей с единичным коэффициентом мощности, удовлетворяющих современным стандартам качества электроэнергии и ограничениям на эмиссию гармонических составляющих тока.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kolar J. W. The essence of three-phase PFC rectifier systems / J. W. Kolar, T. Friedli // In proc. of IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Oct. 9–13, 2011. – 27 p.
2. Ertl H. A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Employing a Novel Ele«ctronic Smoothing Inductor» / H. Ertl, J. W. Kolar // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2005. – Vol. 52, no. 2. – P. 454–461.
3. Ertl H. A Constant Output Current Three-Phase Diode Bridge Employing a Novel «Electronic Smoothing Inductor» / H. Ertl, J. W. Kolar, F. C. Zach // Proc. of the International Conferences PCIM, Nürnberg, Germany, June 22–24. – 1999. – P. 645–651.
4. Mino K. Ultra compact three-phase rectifier with electronic smoothing inductor / K. Mino, M. L. Heldwein, J. W. Kolar // Proc. of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol.1, 6–10 march 2005. – P. 522–528.