

УДК 621.791

Бурлака В. В., Гулаков С. В.

ТРЕХФАЗНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ И ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ

Современные тенденции развития источников питания для сварки и наплавки диктуют повышенные требования к таким их показателям, как КПД, мощность на единицу объема, входной коэффициент мощности (КМ), качество стабилизации выходного тока или напряжения. Этим требованиям в наибольшей мере соответствуют источники питания с высокочастотным преобразованием. Подавляющее большинство современных инверторных источников выполнены по схеме двойного преобразования [1]: сетевое напряжение выпрямляется неуправляемым, управляемым или активным выпрямителем, сглаживается и затем поступает на DC-DC преобразователь, выполненный по однотактной [2], полумостовой или мостовой схеме.

К числу недостатков подобных источников следует отнести: несинусоидальный характер входного тока (за исключением источников с активным выпрямителем, где расплатой за низкий коэффициент гармоник входного тока является сниженный на 2–3 % КПД), наличие высоковольтного электролитического конденсатора в цепи постоянного тока, что создает проблемы его начального заряда при включении источника.

Целью работы является исследование трехфазного инверторного источника питания с непосредственным преобразованием и повышенным коэффициентом мощности.

В [3] предложен вариант однофазного инверторного источника, в котором исключена функция выпрямления входного напряжения. Получены хорошие результаты по КПД и КМ, но использование низкочастотного трансформатора ведет к ухудшению массогабаритных характеристик подобных устройств. Кроме того, при необходимости 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. В [3] также обозначена перспективная задача создания трехфазных источников с разделительным высокочастотным трансформатором и непосредственным преобразованием. В настоящей работе предлагается схемная реализация устройства, использующая наработки в области матричных непосредственных преобразователей частоты с высокочастотной трансформаторной развязкой [4].

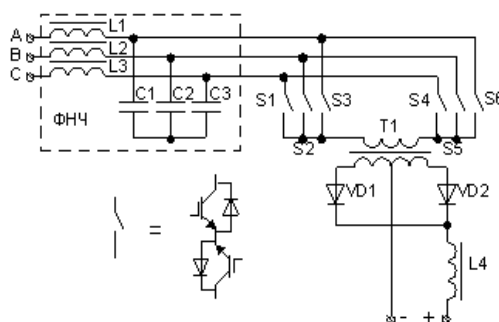


Рис. 1. Схема силовой цепи источника

Источник состоит из входного LC-фильтра ($L1 - L3$, $C1 - C3$), шести двунаправленных управляемых ключей $S1 - S6$, высокочастотного разделительного трансформатора $T1$, выходного мостового выпрямителя $VD1$, $VD2$ и сглаживающего дросселя $L4$. Схема представляет собой матричный преобразователь с 3-фазным входом и 2-фазным выходом.

При работе инвертора первичная обмотка трансформатора Т1 с высокой частотой попеременно подключается к фазам сети, причем для предотвращения межфазных замыканий в каждый момент времени открыт только один ключ из группы S1 – S3 и один из группы S4 – S6. Конденсаторы С1 – С3 сглаживают импульсные выбросы напряжения в моменты переключения ключей. Последовательность переключения выбирается такой, чтобы за период переключения среднее значение напряжения на первичной обмотке Т1 было равно нулю:

$$\int_0^{T_{sw}} u_{T1} dt = 0, \quad (1)$$

где u_{T1} – напряжение на первичной обмотке Т1;

T_{sw} – период переключения.

Это условие необходимо для предотвращения подмагничивания и насыщения магнитопровода Т1. При этом на выходе мостового выпрямителя напряжение будет равно

$\left| \frac{u_{T1}}{K_{T1}} \right|$, где K_{T1} – коэффициент трансформации Т1. Среднее (за период переключения)

выходное напряжение определим с учетом выходного фильтра (L4):

$$U = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} \left| \frac{u_{T1}}{K_{T1}} \right| dt. \quad (2)$$

Таким образом, изменяя порядок подключения Т1 к фазам сети (соблюдая при этом условие (1)), можно управлять выходным напряжением и, что немаловажно, формой входного тока.

Примем t_a, t_b, t_c – время подключения трансформатора к фазам А, В, С.

Обозначим $D_a = t_a/T_{sw}, D_b = t_b/T_{sw}, D_c = t_c/T_{sw}$ – скважности по отношению к фазам А, В, С соответственно. Тогда для входных токов рассматриваемого преобразователя можно записать:

$$\begin{aligned} i_a &= I_n \cdot D_a \cdot \text{sign}(u_a); \\ i_b &= I_n \cdot D_b \cdot \text{sign}(u_b); \\ i_c &= I_n \cdot D_c \cdot \text{sign}(u_c), \end{aligned} \quad (3)$$

где I_n – приведенный к первичной стороне ток нагрузки; u_a, u_b, u_c – фазные напряжения сети. Для обеспечения близкого к единице коэффициента мощности необходимо, чтобы входной ток в каждой фазе был пропорционален соответствующему фазному напряжению. Это может быть достигнуто путем выбора скважностей следующим образом:

$$\begin{aligned} D_a &= \gamma \cdot |u_a|; \\ D_b &= \gamma \cdot |u_b|; \\ D_c &= \gamma \cdot |u_c|, \end{aligned} \quad (4)$$

где γ – коэффициент, определяющий выходное напряжение.

Среднее за время T_{sw} напряжение на первичной обмотке трансформатора определяется как:

$$UT1 = u_a \cdot D_a + u_b \cdot D_b + u_c \cdot D_c. \quad (5)$$

Причем знак этого напряжения определяется номерами включенных ключей. Подставив (4) в (5), получим:

$$U_{TI} = \gamma \cdot (u_a^2 + u_b^2 + u_c^2) = 1,5\gamma \cdot U_{\text{фм}}^2, \quad (6)$$

где $U_{\text{фм}}$ – амплитуда фазного напряжения сети.

Таким образом, соблюдая условия (4), можно добиться близкого к единице коэффициента мощности источника. Кроме этого, из (6) следует еще один важный вывод: на выходе источника отсутствуют пульсации с частотой сети. Это позволяет значительно повысить качество напряжения преобразователя и уменьшить требования к выходному фильтру.

Было произведено моделирование предлагаемого источника в системе Mathcad. Параметры моделирования: $L1 = L2 = L3 = 330 \text{ мкГн}$, $C1 = C2 = C3 = 4,7 \text{ мкФ}$, частота переключения 20 кГц, $\gamma = 1/U_{\text{фм}}$. По результатам на рис. 2 приведен спектр входного тока матрицы ключей, на рис. 3 и 4 приведены форма и спектральный состав входного тока преобразователя с учетом фильтра $L1 - L3$ и $C1 - C3$.

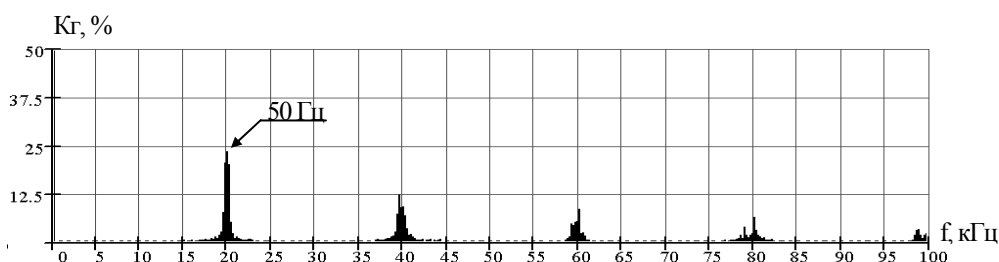


Рис. 2. Спектр входного тока матрицы ключей. Уровень гармоник 50 Гц составляет 100 %

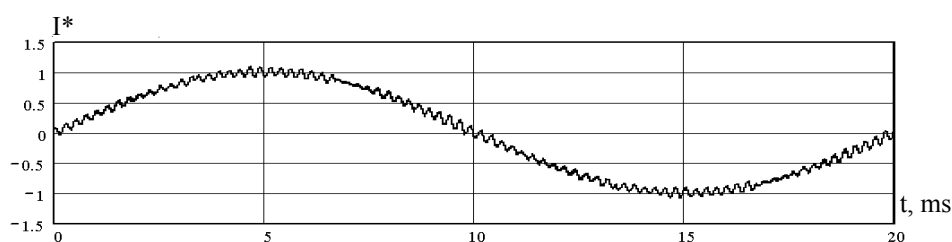


Рис. 3. Входной ток преобразователя

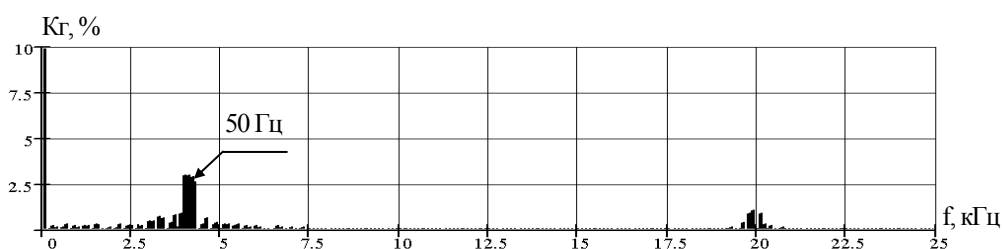


Рис. 4. Спектрограмма входного тока. Уровень гармоник 50 Гц составляет 100 %

Как видно из рис. 2, во входном токе матрицы ключей присутствует основная гармоника (50 Гц) и гармоники с частотами, кратными частоте переключения (20 кГц). После фильтрации с применением входного фильтра второго порядка в спектре появляются составляющие с частотами, лежащими вблизи резонансной частоты фильтра. В приведенном примере это 4,04 кГц. Общий коэффициент гармоник входного тока составляет 4,4 %.

Электрическая схема силовой части источника представлена на рис. 5.

Очевидным ее недостатком является большое количество силовых ключей – 12 и сложное управление ими. С целью упрощения системы управления и уменьшения количества силовых ключей целесообразно применить метод разделения преобразователя на выпрямитель и инвертор. Подобная методика часто используется для анализа процессов в матричных преобразователях частоты. Оптимизированная схема приведена на рис. 6. Здесь 3-фазный вход выполнен по схеме нереверсивного выпрямителя с токовым выходом, «раскачка» трансформатора осуществляется мостом VT4 – VT7, а дополнительно введенные элементы VT8, C4

служат для ограничения напряжения на транзисторах во время бестоковых пауз между переключениями. Схема рис. 6 может быть реализована с использованием широко выпускаемых силовых модулей для преобразователей частоты, содержащих в одном корпусе силовые транзисторы и схемы управления и защиты. Так, элементы VT1 – VT3 и VD1 – VD12 могут быть заменены тремя специализированными силовыми модулями VUI3012N1 (IXYS), а мост VT4 – VT7 может быть типа MKI50-12E7 или MKI100-12F8. В качестве диодов VD13, VD14 может быть применена сборка MEK600-04DA. Применение указанных силовых модулей позволяет развивать в нагрузке мощность до 15 кВт при питании от сети с линейным напряжением 380 – 460 В.

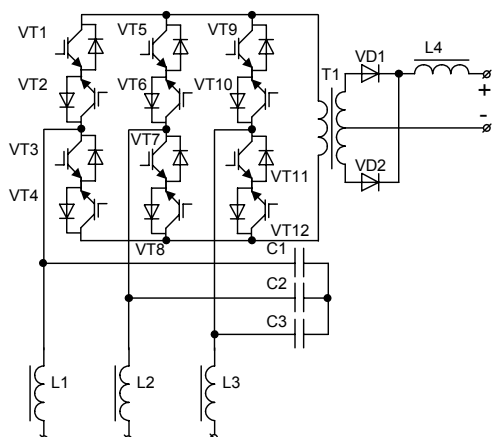


Рис. 5. Принципиальная схема силовой части источника

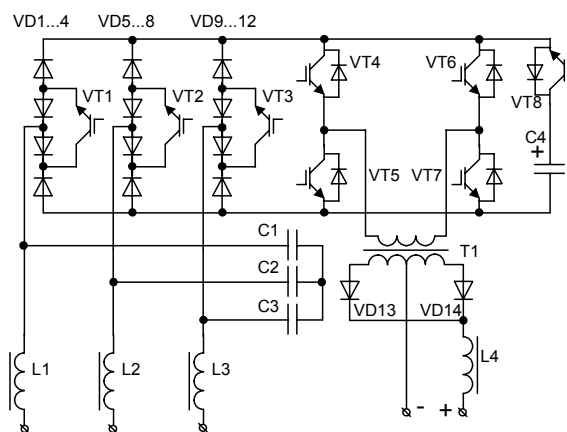


Рис. 6. Оптимизированная схема силовой части источника

При необходимости увеличения мощности могут быть применены более мощные компоненты в силовой цепи. Но увеличение выходного тока может быть достигнуто и путем параллельного соединения нескольких источников и соответствующей синхронизации их систем управления.

ВЫВОДЫ

Суммирование выходных токов нескольких преобразователей зачастую экономически более выгодно, чем постройка одного мощного источника. Так, три инвертора, выполненные по схеме рис. 6, могут обеспечить выходной ток до 1000–1200 А при рабочем напряжении 30–36 В, что делает возможным их применение в задачах автоматической сварки. Расстройка в небольших пределах частоты переключения отдельных источников позволит снизить спектральную плотность излучаемых электромагнитных помех.

Для формирования управляющих сигналов возможно использование специализированных DSP процессоров (например, ADSP2104 Analog Devices) или однокристальных микроконтроллеров (например, ATmega 48 Atmel).

ЛИТЕРАТУРА

1. Коротынский А. Е. Состояние, тенденции и перспективы развития высокочастотных сварочных преобразователей (Обзор) / А. Е. Коротынский // Автоматическая сварка. – 2002. – № 7. – С. 50–62.
2. Рудык С. Д. Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа / С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов, С. Н. Флоренцев // Электротехника. – 1999. – № 4. – С. 55–58.
3. Рудык С. Д. Перспективные источники сварочного тока / С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов, С. Н. Флоренцев // Электротехника. – 1998. – № 7. – С. 8–13.
4. Itoh J. High Efficiency High-Frequency Link Converter with AC/AC Direct Converter Technology / J. Itoh, T. Iida, D. Matsumura // IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2007. – Vol. 127-D. – № 8. – P. 822–828.