

УДК 621.791

**Бурлака В. В., Гулаков С. В.**

### **ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СВАРОЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ С ТРЕХФАЗНЫМ ПИТАНИЕМ**

В настоящее время все большее внимание уделяется повышению качества источников питания: повышению КПД, минимизации гармонических искажений потребляемого тока, повышению коэффициента мощности (КМ), улучшению массогабаритных характеристик, повышению динамических характеристик. Эти тенденции приводят к разработке принципиально новых схемных решений источников, использующих достижения в области силовой электроники и преобразовательной техники.

подавляющее большинство инверторных сварочных источников строятся по классической схеме «сетевой выпрямитель – звено постоянного тока – инвертор – высокочастотный трансформатор – выходной выпрямитель» [1]. При этом в качестве входного ( сетевого) выпрямителя часто применяется диодный мост, что ведет к «загрязнению» сети высшими гармониками тока. Ситуацию усугубляет применение конденсатора большой емкости в фильтре звена постоянного тока. В результате коэффициент гармоник входного тока источника может превышать 100 % (измерения проводились анализатором качества сети Fluke 435).

Инверторные источники с активным входным выпрямителем характеризуются низким коэффициентом гармоник входного тока и близким к единице коэффициентом мощности. Указанные характеристики достигаются путем применения дополнительного звена преобразования, обычно это повышающий корректор коэффициента мощности. Введение дополнительного преобразователя снижает КПД источника на 2–3 % и заметно повышает его стоимость.

Представляет интерес перспектива создания источников непосредственного преобразования, в которых прямо или косвенно исключена функция выпрямления входного напряжения. В [2] предложен однофазный вариант такого источника с однотактным прямоходовым трансформатором. Устройство имеет высокий КПД благодаря малому числу элементов в силовой цепи и высокий КМ. Но отсутствие накопителя энергии не позволяет поддерживать питание дуги в моменты перехода сетевого напряжения через нуль, что отрицательно сказывается на качестве сварки.

В [2] обозначена проблема создания источников с трехфазным питанием, использующих принцип непосредственного преобразования.

Целью настоящей работы является исследование наиболее перспективных схем трехфазных сварочных источников питания.

Анализ зарубежных публикаций в области непосредственных (матричных) преобразователей частоты дает некоторые ключи к решению проблемы создания источника с трехфазным входом, малым коэффициентом гармоник входного тока и высоким КМ. В частности, в работе [3], предлагается матричный преобразователь частоты с трансформаторной развязкой. На его основе авторами была предложена схема сварочного источника с двухтактным высокочастотным трансформатором (рис. 1).

Источник состоит из входного фильтра гармоник, системы из шести двунаправленных полупроводниковых ключей, трансформатора и выходного высокочастотного двухполупериодного выпрямителя со сглаживающим дросселем на выходе. Последовательность переключения ключей выбирается так, чтобы входной ток источника был синусоидальным и совпадал по фазе с соответствующими фазными напряжениями.

Схема рис. 1 обладает достаточно серьезными недостатками: большое количество транзисторов, сложность защитного отключения при аварийных режимах по выходу, большое количество контролируемых параметров и, как следствие, сложная схема управления.

В процессе устранения указанных недостатков схемы рис. 1 был предложен однотактный ее вариант (рис. 2). Здесь полупроводниковые ключи заменены на однонаправленные, что позволяет в два раза уменьшить количество силовых транзисторов, снизить вычислительную нагрузку на систему управления. Выходной выпрямитель применен однополупериодный, трансформатор выполнен с воздушным зазором в магнитной цепи. Для схемы рис. 2, как и для других однотактных трансформаторных преобразователей, максимальная скважность равна 0,5, по условию полного размагничивания трансформатора.

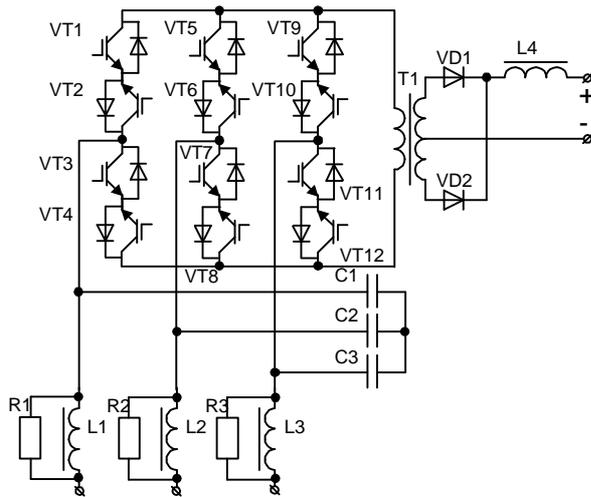


Рис. 1. Источник питания с двухтактным трансформатором

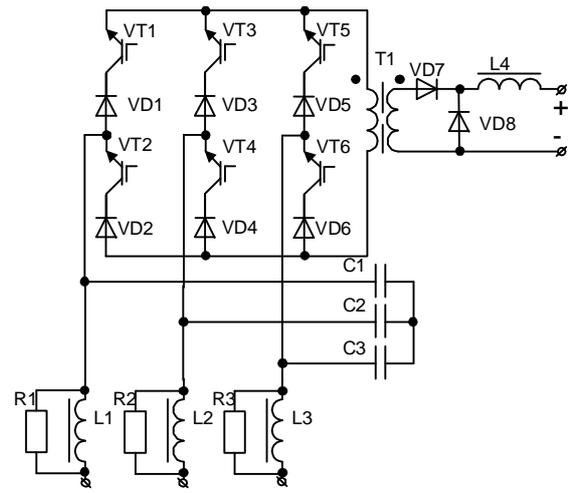


Рис. 2. Источник питания с однотактным трансформатором

Использование оригинальных схемотехнических решений, используемых в инверторах с токовым выходом (current source inverters), позволило уменьшить количество силовых транзисторов по сравнению со схемой рис. 2. Два варианта оптимизированной схемы приведены на рис. 3 и 4.

Входы схем рис. 3, 4 выполнены с использованием в каждой фазе коммутаторов, состоящих из четырех диодов и транзистора, вместо двух управляемых однонаправленных ключей. Это дает сокращение числа транзисторов, но исключает возможность сброса энергии поля трансформатора в сеть, как это происходит в схемах рис. 1 и 2. Поэтому для обеспечения нормальной работы в источники введены специальные цепи размагничивания. В схеме рис. 3 это дополнительно введенные элементы VD15, VD16, C4, VT4. На обратном ходе трансформатора энергия, запасенная в его магнитном поле, «перекачивается» в конденсатор C4. Ток при этом идет по цепи: T1 – VD16 – C4 – VD15 – T1. Сброс энергии C4 в нагрузку происходит при открытии транзистора VT4. Схема рис. 3 имеет небольшое количество деталей, но требует применения мощного быстродействующего диода VD15, который включен в основную силовую цепь. Кроме того, диод VD16 должен быть рассчитан на удвоенное амплитудное значение линейного напряжения сети.

В схеме рис. 4 элементы цепи размагничивания включены параллельно обмотке трансформатора и не создают потерь мощности при прямом ходе. Здесь цепь размагничивания состоит из диодов VD15 – VD18, транзисторов VT4, VT5 и конденсатора C4. Назначение схемы аналогично предыдущей. При обратном ходе трансформатора ток протекает по цепи: T1 – VD16 – C4 – VD15 – T1, энергия магнитного поля передается в конденсатор C4, повышая напряжение на нем. Для сброса энергии C4 в нагрузку открываются транзисторы VT4, VT5.

Несмотря на большее количество элементов, схема рис. 4 более целесообразна, поскольку здесь элементы VD15 – VD18, VT4, VT5 рассчитаны на ток намагничивания T1, намного меньший первичного рабочего тока. Диоды VD17, VD18 защищают транзисторы VT4, VT5 от обратного напряжения.

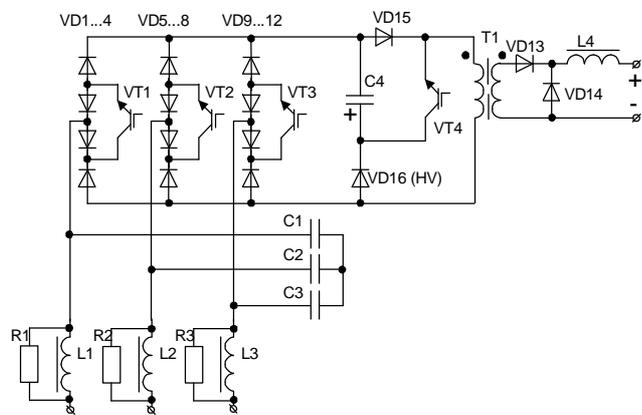


Рис. 3. Оптимизированный вариант схемы источника с однократным трансформатором

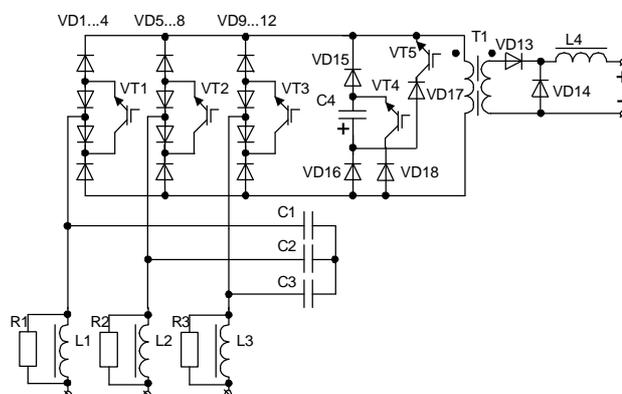


Рис. 4. Оптимизированный вариант схемы источника с однократным трансформатором с усовершенствованной цепью размагничивания

Для анализа предлагаемых схем источников создана математическая модель в среде MathCad. На рис. 5 приведена расчетная осциллограмма входного тока источника по схеме рис. 1 при максимальной скважности, равной единице, а на рис. 6 – для схем рис. 2–4 при максимальной скважности, равной 0,5.

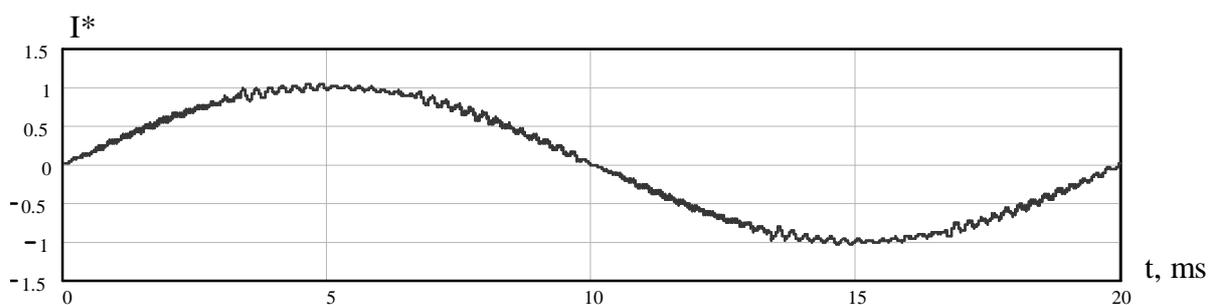


Рис. 5. Входной ток преобразователя при максимальной скважности, равной 1

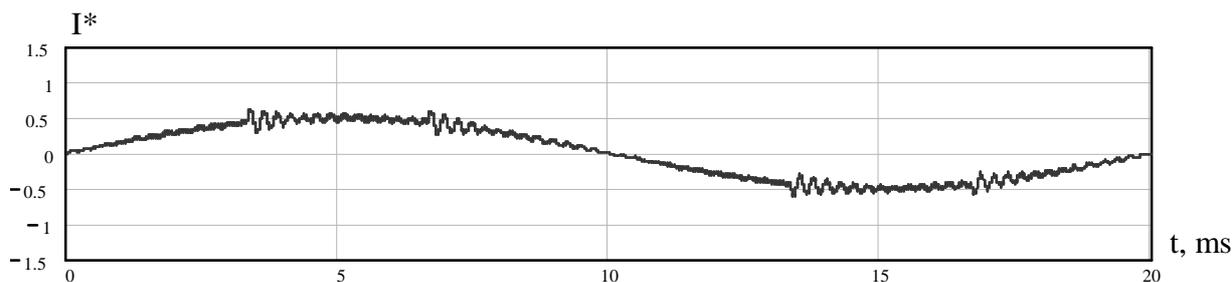


Рис. 6. Входной ток преобразователей при максимальной скважности, равной 0,5

При моделировании работы источников использованы следующие параметры:

$L1 = L2 = L3 = 330 \text{ мкГн}$ ;  $C1 = C2 = C3 = 4,7 \text{ мкФ}$ ;  $R1 = R2 = R3 = 100 \text{ Ом}$ ; частота переключения  $20 \text{ кГц}$ .

Коэффициент гармоник тока в случае рис. 5 составляет 4 %, в случае рис. 6 – 11 %. В спектре присутствуют составляющие с частотами, кратными частоте переключения ( $20 \text{ кГц}$ ), и составляющие, лежащие вблизи резонансной частоты входного фильтра ( $4 \text{ кГц}$ ). Следует отметить, что при моделировании импеданс сети в точке подключения источника принимался равным нулю. В реальных условиях наличие индуктивного сопротивления сети приведет к уменьшению резонансной частоты входного фильтра, что, в свою очередь, приведет к лучшему подавлению помех на частоте переключения источника и снижению общего коэффициента гармоник входного тока.

В силовой части источников применены IGBT транзисторы IRG4PH50UD (VT1 – VT12 рис. 1), IRG4PSH71U (VT1 – VT6 рис. 2, VT1 – VT3 рис. 3, 4), IRG4PH50U (VT4 рис. 3, VT4 – VT5 рис. 4). Диоды VD1 – VD6 (рис. 2), VD1 – VD12 (рис. 3, 4) типа HFA80FA120. Выходной выпрямитель собран из двух диодов 150EBU04 или на сборке HFA320NJ40C. Дроссели L1 – L3 рассчитаны на импульсный ток до 50 А, выходной дроссель L4 имеет индуктивность 30 мкГн при токе до 320 А. Трансформатор T1 в схеме рис. 1 имеет коэффициент трансформации 9, в схемах рис. 2–4 он выполнен с воздушным зазором в магнитной цепи и имеет коэффициент трансформации 4.

Схема управления собрана на однокристальном микроконтроллере ATmega48-20 с тактовой частотой 20 МГц. Управление затворами IGBT транзисторов обеспечивается посредством драйверов с оптической развязкой типа HCPL3120 (Hewlett Packard), которые обеспечивают импульсный ток затвора до 2 А. Из-за большой вычислительной нагрузки на систему управления целесообразно ее выполнение с применением программируемых логических матриц (ПЛМ), обладающих большим быстродействием по сравнению с микроконтроллером.

## ВЫВОДЫ

Процессы, происходящие в сварочной дуге, имеют флуктуации, что сопровождаются спонтанными изменениями активной мощности, потребляемой сварочной цепью от источника. Источник питания, не имеющий накопителя энергии, «ответит» на них увеличением уровня интергармоник (т. е. гармоник с частотами, не кратными частоте сети) входного тока. Для подавления интергармоник возможно изменение алгоритма работы системы управления с целью обеспечения стабилизации выходной мощности источника. Подобная модификация позволит создавать эффективные сварочные источники питания с высокой удельной мощностью и малым влиянием на питающую сеть.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Голошубов В. І. Зварювальні джерела живлення : навчальний посібник / В. І. Голошубов. – К. : Арістей, 2005. – 448 с.
2. Рудык С. Д. Перспективные источники сварочного тока / С. Д. Рудык, В. Е. Турчанинов, С. Н. Флоренцев // *Электротехника*. – 1998. – № 7. – С. 8–13.
3. 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.