

Перспективная схемотехника сварочных инверторов

(часть 2)

Сергей Петров (г. Красноярск)

В статье представлен обзор публикаций, посвящённых разработке силовой части мощных ключевых преобразователей, которые применяются для построения сварочных инверторов.

РЕЗОНАНСНЫЕ СВАРОЧНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Несмотря на то что резонансные преобразователи, в основном, не получили применения в ИИСТ промышленного производства, интерес к резонансным топологиям не ослабевает [12]. Авторы работы [13] предложили полумостовой резонансный конвертер с Т-образным формирующим контуром (LCL-T converter), ориентированный на использование в зарядных устройствах, источниках сварочного тока, источниках питания лазеров и других источниках питания, которые должны обеспечивать нагрузку стабильным током. Схема конвертера приведена на рисунке 11. Если переключение силовых транзисторов происходит на резонансной частоте LCL-контра, то конвертер ведёт себя по отноше-

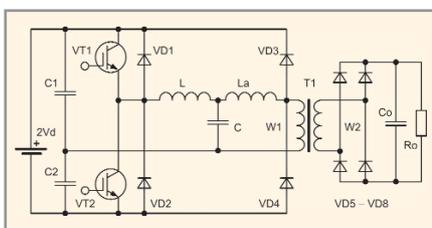


Рис. 11. Резонансный LCL-T-конвертер [13]

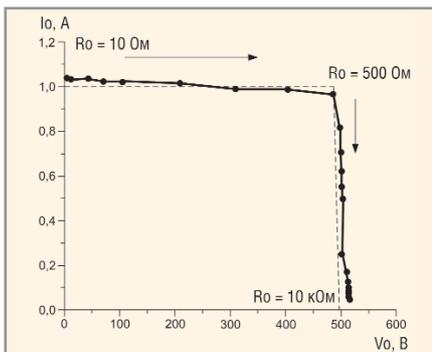


Рис. 12. Нагрузочная характеристика лабораторного образца LCL-T-конвертера [13]

нию к нагрузке как источник тока, – в этом главная его особенность. Вместе с тем на холостом ходе выходное напряжение такого конвертера теоретически стремится к бесконечности. Поскольку на практике необходимо иметь ограниченное выходное напряжение, для решения этой проблемы авторы предложили простую схему, которая с помощью дополнительных диодов VD3 и VD4 ограничивает напряжение на первичной обмотке трансформатора на уровне напряжения питания $2V_d$. Коэффициент передачи конвертера по току составляет:

$$H = \frac{I_0}{\frac{V_d}{Z_n}} = \frac{1}{\frac{1}{Q_n}(1 - \omega_n^2) + j \frac{\pi^2}{8} [(1 + \gamma)\omega_n - \gamma\omega_n^3]}, \quad (22)$$

где I_0 – ток нагрузки, $Z_n = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление колебательного контура, $\omega_n = \omega/\omega_0$ – нормированная частота, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ – собственная резонансная частота контура, $Q = \omega_0 L/R_0 = Z_0/R_0$ – нагруженная добротность контура, $\gamma = L_a/L$.

Выражение (22) показывает, что при работе конвертера на частоте $\omega_n = 1$, т.е. при равенстве коммутационной и контурной частот, коэффициент передачи по току не зависит от величины нагруженной добротности и равен:

$$H = 8/\pi^2. \quad (23)$$

Другими словами, конвертер приобретает характеристики источника тока, причём при $L_a = L$ напряжение на входе LCL-контра и контурный ток имеют нулевой фазовый

сдвиг, что обеспечивает переключение силовых транзисторов при нулевом токе (режим ZCS).

При расчёте конвертера рекомендуется выбирать величину нагруженной добротности при максимальной нагрузке равной:

$$Q_{opt} = 8/\pi^2, \quad (24)$$

тогда коэффициент трансформации можно найти из соотношения:

$$n = \frac{W_1}{W_2} = \frac{V_d}{I_0 R_0} = \frac{V_d}{V_0}. \quad (25)$$

С увеличением сопротивления нагрузки R_0 выходное напряжение V_0 линейно возрастает благодаря постоянству тока нагрузки I_0 до тех пор, пока амплитуда напряжения на первичной обмотке не достигнет величины напряжения питания полумоста V_d , после чего конвертер переходит в режим ограничения выходного напряжения, величина которого определяется напряжением питания и коэффициентом трансформации силового трансформатора. Для экспериментальной проверки авторами был изготовлен лабораторный образец преобразователя со следующими параметрами:

- максимальный ток нагрузки 1 А;
- максимальное напряжение нагрузки 500 В;
- напряжение питания ($2V_d$) 200 В;
- частота преобразования (равна резонансной) 100 кГц;
- индуктивность контура $L = L_a = 25,8$ мкГн;
- ёмкость контура $C = 0,098$ мкФ;
- коэффициент трансформации $n = W_1/W_2 = 0,2$.

Нагрузочная характеристика лабораторного образца LCL-T-конвертера приведена на рисунке 12, из которого видно, что преобразователь действительно имеет характеристику источника тока.

Рассмотрим ещё один резонансный преобразователь сварочного назначения. Авторы использовали

достаточно хорошо изученную топологию – двухтактный конвертер с последовательным частичным включением нагрузки в формирующий контур [14]. В зарубежной литературе этот тип конвертера получил название series-parallel loaded resonant converter или LCC converter. Упрощённая схема силовой части приведена на рисунке 13. Главная проблема ИИСТ резонансного типа состоит в сложности получения глубокой регулировки величины сварочного тока при сохранении режима «мягкой» коммутации силовых транзисторов, ради чего и предпринимаются попытки использования резонансных топологий.

Формирующий контур LCC-конвертера характеризуется двумя собственными резонансными частотами. При коротком замыкании на выходе конвертера ёмкость C_p замкнута и собственная частота контура равна:

$$F_{RS} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_S}} \quad (26)$$

При этом характеристическое сопротивление контура $Z_{RS} = \sqrt{L_S/C_S}$ и добротность $Q_{RS} = Z_{RS}/R_S$, где R_S – сопротивление нагрузки, фактически равное суммарному сопротивлению активных потерь при коротком замыкании. На холостом ходе резонансная частота контура становится равной:

$$F_{RO} = \frac{1}{Z_{RS}\sqrt{L_S \frac{C_S C_P}{C_S + C_P}}} \quad (27)$$

Характеристическое сопротивление для случая холостого хода:

$$Z_{RO} = \sqrt{L_S \frac{C_S + C_P}{C_S C_P}} = Z_{RS} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \quad (28)$$

Добротность контура на холостом ходе:

$$Q_{RO} = \frac{Z_{RO}}{R_S} = Q_{RS} \sqrt{1 + \frac{C_S}{C_P}} \quad (29)$$

Коэффициент передачи конвертера по напряжению равен:

$$K_V = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{C_P}{C_S}(1 - k^2)\right]^2 + Q_{RS}^2 \left(k - \frac{1}{k}\right)^2}} \quad (30)$$

где $k = \omega_{RS}/\omega_S$ – нормированная частота коммутации ключевых транзисторов.

Данный тип преобразователя сочетает в себе положительные свой-

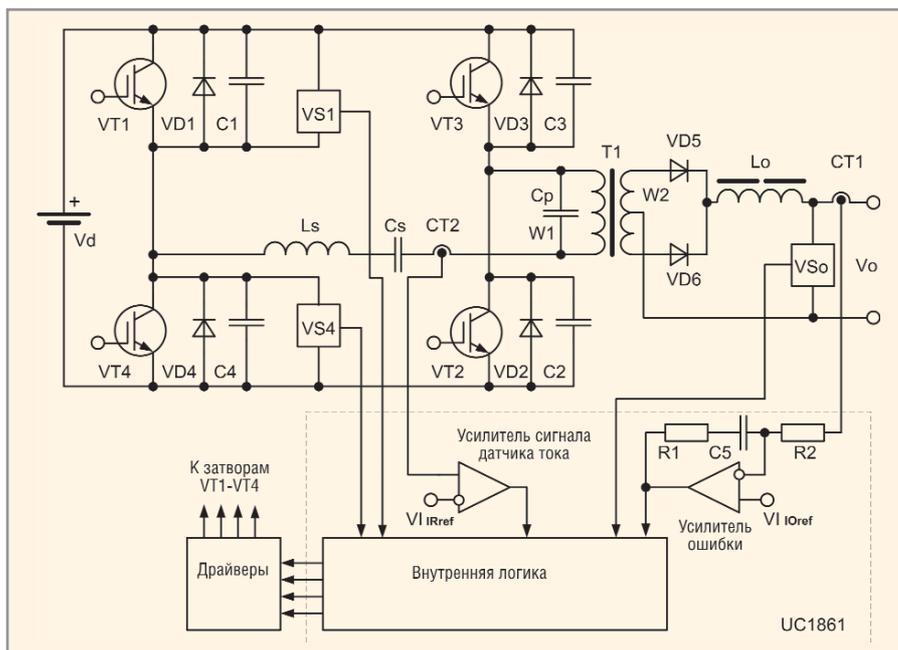


Рис. 13. Резонансный сварочный инвертер LCC-типа [14]

ства как «последовательного» (series-loaded resonant converter), так и «параллельного» (parallel-loaded resonant converter) конвертеров. Важным моментом при разработке LCC-конвертера является выбор оптимального соотношения резонансных емкостей C_p/C_s . При малой величине C_p требуется большая кратность изменения коммутационной частоты, при большой ёмкости C_p на холостом ходе силовые транзисторы коммутируют значительный реактивный ток. Поэтому выбор этой ёмкости носит компромиссный характер. Обычно отношение выбирается от 0,3 до 1.

Авторами был разработан сварочный инвертор на основе LCC-конвертера с максимальной мощностью 3 кВт и диапазоном тока нагрузки 40...150 А. Регулирование и стабилизация тока осуществляется изменением частоты коммутации от 25 до 50 кГц, причём конвертер работает всегда на правом, высокочастотном склоне АЧХ резонансного контура, при максимальном коэффициенте заполнения. Типичная зависимость коэффициента передачи по напряжению LCC-конвертера от относительной частоты показана на рисунке 14. Конденсаторы C1 – C4 выполняют функции бездиссипативных демпферов, снижающих потери транзисторов «на выключение».

Для реализации режима ZVS при выключении транзисторов необходимо контролировать время их

выключенного состояния. С этой целью используются два датчика напряжения VS1 и VS2. Для измерения тока нагрузки во вторичной обмотке установлен двухобмоточный трансформатор тока CT1. Напряжение V_{Io} , пропорциональное току нагрузки, подаётся на инвертирующий вход усилителя ошибки E/A контроллера UC1861. Трансформатор тока CT2 используется для защиты силовых транзисторов, с его помощью контролируется ток в формирующем контуре. Датчик выходного напряжения VSo необходим для ограничения тока контура на холостом ходе, с тем чтобы при отсутствии нагрузки контроллер устанавливал максимальную частоту коммутации. Если не вводить ООС по выходному напряжению и не детектировать состояние холос-

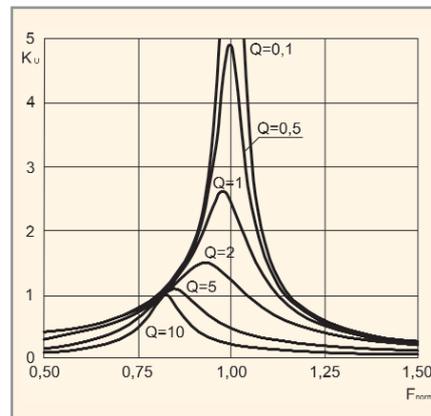


Рис. 14. АЧХ LCC-конвертера

F_{norm} – нормированная частота
($F_{norm} = F_{SWITCH}/F_{RESONANCE}$)

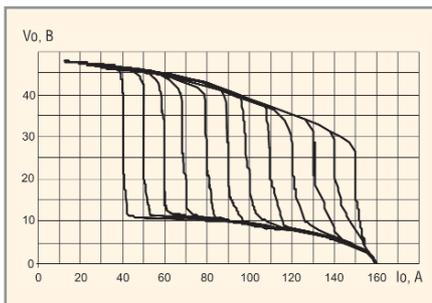


Рис. 15. Статические вольтамперные характеристики экспериментального образца LCC-конвертера [14]

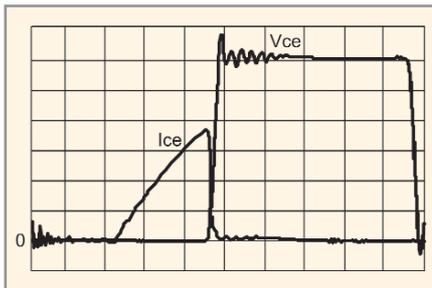


Рис. 16. Ток коллектора и напряжение «коллектор-эмиттер» силового транзистора [14]

Масштаб: V_{ce} – 50 В/дел., I_{ce} – 10 А/дел.,
развёртка – 2,5 мкс/дел.

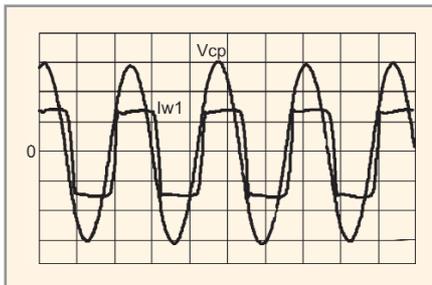


Рис. 17. Ток и напряжение первичной обмотки силового трансформатора [14]

Масштаб: V_{cp} – 50 В/дел., I_{w1} – 5 А/дел.,
развёртка – 10 мкс/дел.

того хода, контроллер установит минимальную частоту коммутации, которая близка к собственной резонансной частоте ненагруженного контура. Это, в свою очередь, приведёт к циркуляции большого тока в контуре и, следовательно, большим потерям проводимости транзисторов. В «последовательном» резонансном преобразователе (без конденсатора C_p) такой ситуации не возникает.

В опытном образце сварочного инвертора использовались транзисторы типа IRGNI115U06, IRGKI115U06 и диоды Шоттки в выходном выпрямителе. Использован силовой трансформатор кабельного типа с магнитопроводом, набранным из несколь-

ких ферритовых колец, обмотками $W_1 = 12$ витков, $W_2 = 2$ витка и площадью поперечного сечения $S_c = 8 \text{ см}^2$. Индуктивность намагничивания составила 2,85 мГн, индуктивность рассеивания – 3,4 мкГн. Индуктивность выходного дросселя L_o – 12 мкГн. Семейство экспериментальных статических ВАХ опытного образца приведено на рисунке 15. На рисунках 16 и 17 показаны характерные осциллограммы токов и напряжений на силовом транзисторе и первичной обмотке трансформатора (конденсаторе C_p) при токе нагрузки, близком к минимальному, и напряжении питания 300 В.

СВАРОЧНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Целесообразность применения активных корректоров коэффициента мощности (ККМ) в составе сварочных инверторов достаточно давно и активно обсуждается. Эта проблема имеет две составляющие – экономическую и техническую. С экономической точки зрения, применение ККМ в составе ИИСТ низшего ценового диапазона (бытового уровня) нецелесообразно, поскольку такой сварочный инвертор сразу попадает в другую ценовую категорию, но при этом проигрывает конкурентам по комплексу технических параметров и, скорее всего, по уровню надёжности и качества. Профессиональные ИИСТ промышленного назначения имеют другой порядок цен, поэтому использование ККМ в их составе не столь заметно увеличивает себестоимость.

Ряд производителей ИИСТ заявляют о наличии ККМ в составе выпускаемого оборудования. Например, фирма Miller Electric оснащает корректором коэффициента мощности свои сварочные инверторы Maxstar 150 и XMT 350 Series [15]. В ИИСТ СТРАТ 160КС российского производства также используется активный ККМ и стабилизатор сети [16]. Представляют интерес технические характеристики сварочного инвертора Miller XMT 350: многофункциональный аппарат с поддержкой сварочных процессов MIG/MAG и STICK/TIG, с универсальным питанием от сети с напряжением 208...575 В. При питании от однофазной сети максимальный свароч-

ный ток составляет 300 А при выходном напряжении 32 В и ПН 60%. Коэффициент мощности данного ИИСТ составляет 0,95 при КПД 87% (ток нагрузки 400 А, питание от трёхфазной сети). Цена производителя за модель в базовой конфигурации – 3523 долл. США.

Преимущества ИИСТ с активным ККМ по сравнению с оборудованием без коррекции коэффициента мощности очевидны. Во-первых, снижается среднеквадратичное значение тока, потребляемого ИИСТ от питающей сети, что позволяет использовать такие сварочные инверторы в маломощных сетях при сохранении заявленного максимального сварочного тока. Во-вторых, повышается стабильность выходного тока и напряжения инвертора, что важно для профессионального оборудования. В-третьих, устраняется влияние ИИСТ на других потребителей, питающихся от той же первичной сети. Несинусоидальный ток, генерируемый нелинейной нагрузкой, протекая по импедансу питающей сети, порождает искажения формы напряжения сети. В спектре потребляемого тока содержатся не только высшие гармоники сетевой частоты, но и гармоники комбинационных частот. Источники сварочного тока, работающие в режимах импульсной модуляции тока дуги (обычно используются частоты модуляции в сотни герц), потребляют ток, в спектре которого, кроме высших гармоник, содержатся также гармоники с частотами ниже основной. Это приводит к «мерцанию» напряжения первичной сети с частотой единицы-десятки герц. В трёхфазных сетях применение ККМ нормализует величину тока, текущего в нулевом проводе. Авторы обсуждаемых далее работ отмечают улучшение качества сварного соединения, уменьшение разбрызгивания металла и снижение пульсаций тока нагрузки с частотой, кратной частоте напряжения питающей сети.

Реализации ИИСТ с активным ККМ сопутствует ряд проблем. Кроме усложнения и удорожания ИИСТ возникают специфические вопросы взаимного влияния двух регулируемых преобразователей, работающих фактически на общую нелинейную нагрузку. При этом оба преобразователя могут иметь многопетлевую

ООС по току и напряжению, индивидуальные алгоритмы управления, выполняют различные функции и отличаются по динамическим характеристикам. Авторы работы [17] исследовали взаимное влияние ККМ на функционирование сварочного инвертора. Блок-схема устройства приведена на рисунке 18. В качестве ККМ использовался простейший и наиболее распространённый тип преобразователя – одноконтурный одностранси́сторный регулятор повышающего типа (boost converter), работающий в режиме прерывистого тока индуктора ККМ.

Напряжение питания на выходе ККМ составляло 400 В, что позволило авторам увеличить коэффициент трансформации силового трансформатора до 5 : 1 и снизить токовую нагрузку на силовые транзисторы сварочного инвертора. Наличие ККМ не ухудшило динамические свойства сварочного инвертора, взаимное влияние «сварочной» и ККМ-секции отсутствовало.

Более схемотехнически сложный вариант ККМ использован авторами работы [18] – это управляемый входной выпрямитель на IGBT-транзисторах VT1 – VT4 (см. рис. 19). Инвертор [18] также состоит из двух независимых блоков, управляемых от собственных контроллеров.

Экспериментальный образец сварочного инвертора испытывался при токе до 180 А и продемонстрировал меньшее разбрызгивание металла и более высокое качество шва. В составе полумостового инвертора (транзисторы VT5, VT6) применён оригинальный силовой трансформатор с повышенной собственной ёмкостью обмоток, которая вместе с индуктивностями трансформатора и монтажа образует фильтр низких частот с частотой среза порядка 600 кГц, что значительно меньше, чем в случае традиционной конструкции трансформатора. Силовой трансформатор с характеристикой ФНЧ эффективно подавляет помехи со стороны сварочной дуги, не пропуская их на сторону первичной обмотки. Это, по мнению авторов, повышает стабильность работы ККМ- и ШИМ-контроллеров и снижает вероятность выхода из строя силовых транзисторов.

При питании инвертора от трёхфазной сети структура ККМ услож-

няется. В этом случае простейшим является активный корректор на основе одностранси́сторного повышающего регулятора, работающий в режиме прерывистого тока индуктора (DCM, discontinuous conduction mode) на фиксированной частоте преобразования. Подобная структура сварочного инвертора с активным ККМ использована авторами работы [19] и показана на рисунке 20. Элементы Cf и Lf образуют

помехоподавляющий фильтр. Индуктивности Lb – индукторы, входящие в состав схемы ККМ. Сварочный преобразователь представляет собой готовое изделие – источник сварочного тока для полуавтоматической сварки в среде защитного газа CO₂. Особенностью данного ККМ является использование нового алгоритма управления транзистором VT1 корректора: в управляющий ШИМ-сигнал вводится напряжение,

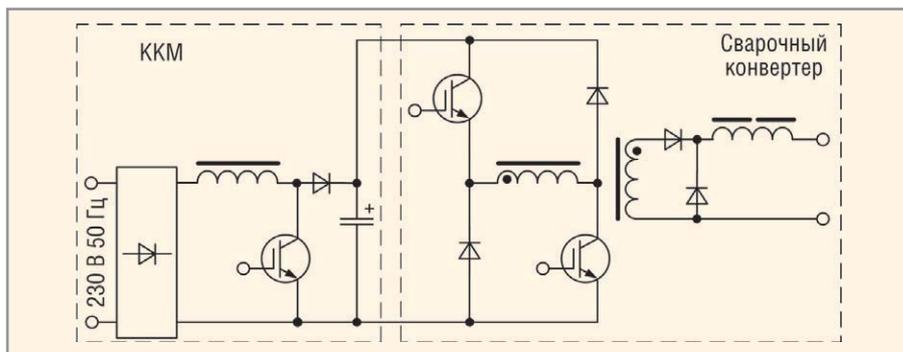


Рис. 18. Сварочный инвертор с активным ККМ [17]

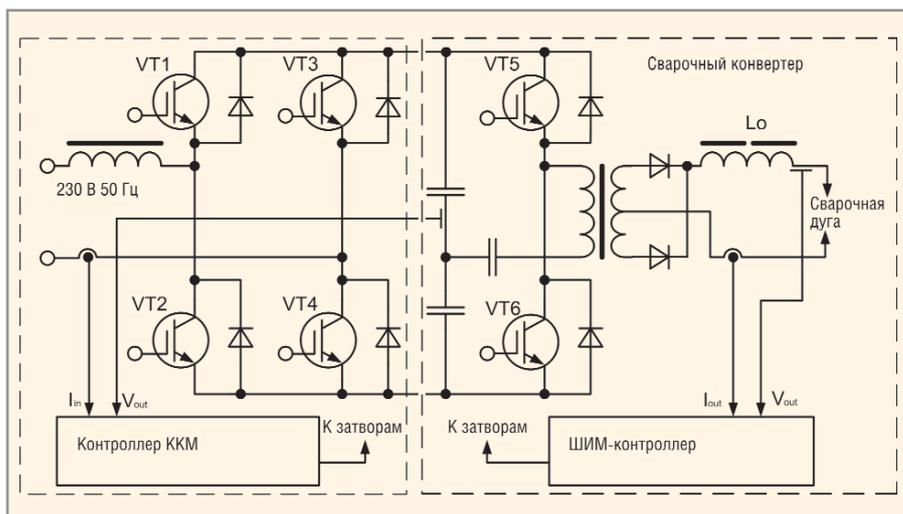


Рис. 19. Сварочный инвертор с активным мостовым выпрямителем в качестве ККМ [18]

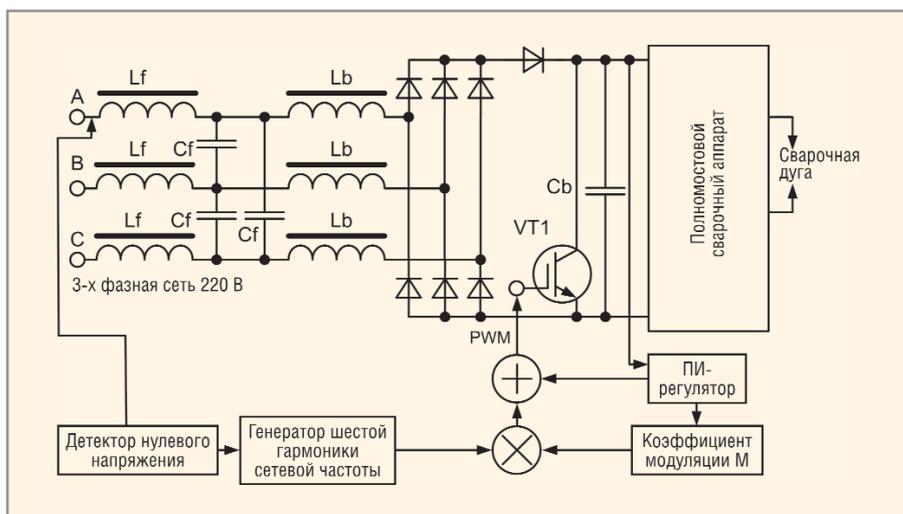


Рис. 20. Сварочный инвертор с активным ККМ, трёхфазным питанием и инъекцией 6-ой гармоники питающего напряжения в управляющий сигнал [19]

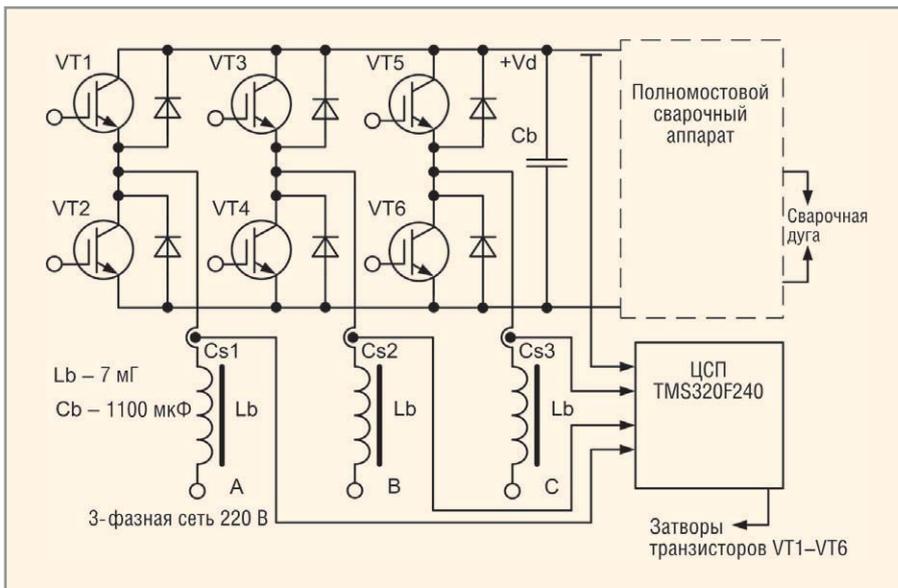


Рис. 21. Сварочный инвертор с активным ККМ с векторным регулированием [20]

пропорциональное уровню шестой гармоники напряжения питающей сети. Целью авторов являлось снижение уровня пятой гармоники потребляемого нагрузкой тока до уровня, соответствующего требованиям стандарта IEC-555-2, при использовании максимально простой и относительно эффективной схемотехники силовой части ККМ. Транзистор VT1 управляется сигналом $d(t)$ следующего вида:

$$d(t) = D \left[1 + M \sin \left(6\omega t + \frac{3}{2}\pi \right) \right], \quad (31)$$

где $M = V_d / \sqrt{3} V_{LN}$ – коэффициент передачи ККМ по напряжению, V_{LN} – амплитуда линейного напряжения сети, V_d – выходное напряжение ККМ на конденсаторе C_b , $D = T_{ON} / T_{SW}$ – коэффициент заполнения сигнала ШИМ в традиционном понимании.

Опытный образец описанного ККМ работал на частоте преобразования 10 кГц при максимальной мощности в нагрузке 3 кВт. По сравнению с традиционным способом управления силовым транзистором активного ККМ, добавление 6-ой гармоники позволило снизить коэффициент нелинейных искажений потребляемого тока на 3,9% в случае нелинейной нагрузки. Эффективность предложенной схемы существенно зависит от величины коэффициента M : с ростом значения M она снижается. Авторы использовали оптимальное значение $M = 1,29$.

Несмотря на то что простейший ККМ в виде повышающего одно-

транзисторного регулятора даёт удовлетворительные результаты, дальнейшее улучшение гармонического состава потребляемого инвертором тока требует более сложной схемотехники и алгоритмов управления активным выпрямителем. Для реализации таких алгоритмов управления предпочтительны цифровые методы, использование которых сдерживается недостаточно высоким для данного применения быстродействием распространённых микроконтроллеров.

По этой причине авторы работы [20] для управления активным ККМ использовали цифровой сигнальный процессор TMS320F240 и векторный метод управления активным выпрямителем. Блок-схема сварочного инвертора с активным трёхфазным мостовым ККМ показана на рисунке 21. Частота преобразования ККМ определялась возможностями процессора и была выбрана равной 10 кГц. Выходное напряжение V_d стабилизировалось на уровне 680 В и использовалось для питания ИИСТ мостового типа, работающего на частоте 20 кГц с собственным ШИМ-контроллером. В качестве датчиков тока $Cs1 - Cs3$ применялись преобразователи на эффекте Холла. Аналогичный преобразователь был адаптирован для использования в качестве гальванически развязанного датчика выходного напряжения V_d .

Экспериментальный образец сварочного инвертора с активным ККМ обеспечивал максимальную мощ-

ность в нагрузке 10 кВт при КПД 91% и коэффициенте нелинейных искажений (к.н.и.) потребляемого тока порядка 6%. При снижении тока нагрузки КПД падает и растут искажения потребляемого тока. Для оптимизации режима работы силовых транзисторов VT1 – VT6 при переходе ИИСТ в режим холостого хода ЦПОС выключает транзисторы VT1 – VT6, и ККМ функционирует в режиме обычного неуправляемого диодного выпрямителя. Несмотря на то что на холостом ходе к.н.и. потребляемого тока достигает 70,8%, эффективный потребляемый ток составляет всего 0,39 А, и реализованный режим работы ККМ на холостом ходе можно считать оптимальным. Инвертор разрабатывался для ручной сварки штучным электродом и продемонстрировал высокую стабильность параметров и хорошие динамические свойства.

Авторами статьи [21] был разработан трёхфазный активный ШИМ-выпрямитель со свойствами источника тока для питания сварочного инвертора. Блок-схема предложенного активного ККМ показана на рисунке 22. На входе ККМ используется LC-фильтр, состоящий из элементов L_f и C_f и предназначенный для снижения гармоник потребляемого тока. Наличие подобного фильтра приводит к нежелательным последствиям: дополнительному фазовому сдвигу между потребляемым током и его образцовым значением, возникновению паразитных резонансных колебаний тока, особенно в переходных режимах, и циркуляции реактивных токов из-за наличия конденсаторов C_f . Обычно для устранения этих недостатков используется обратная связь по фазному току и/или напряжению, что требует установки соответствующих датчиков. Кроме этого, необходимо обеспечить устойчивую работу ККМ-контроллера при многопетлевой ООС. Применение ШИМ-выпрямителя со свойствами источника тока позволяет исключить датчики фазного тока. Для реализации алгоритма работы активного ККМ и защиты полупроводниковых приборов от перегрузки по току достаточно контроля тока в выходной шине корректора (датчик $Cs1$). Используемый авторами алгоритм с контролем квадра-

турных компонент вектора фазного тока позволил независимо регулировать активную и реактивную составляющие потребляемой полной мощности, стабилизировать выходное напряжение $+V_d$ и погасить паразитные колебания тока во входном фильтре $LfCf$.

Разветвлённый алгоритм управления силовыми транзисторами VT1 – VT6 корректора реализован с помощью микроконтроллера MC68HC916Y1 фирмы Motorola. Функционирование разработанного активного ККМ проверялось совместно со сварочным инвертором промышленного производства Wallius SFC 150, выполненного по мостовой схеме и рассчитанного на питание от однофазной сети и максимальный сварочный ток 150 А. Штатный диодный выпрямитель ИИСТ типа Wallius SFC 150 был заменён на рассмотренный выше активный ШИМ-выпрямитель, но при этом конденсатор входного фильтра ёмкостью 1500 мкФ, входящий в состав промышленного инвертора, был сохранён. Выходное напряжение ККМ составило 320 В. Частота преобразования ККМ равна 5 кГц, сварочного инвертора – 20 кГц.

Доработанный ИИСТ Wallius SFC 150 испытывался при токе нагрузки 85 А как в установившемся, так и в переходных режимах. Было экспериментально подтверждено практически полное отсутствие паразитных колебаний тока во входном фильтре, возможность независимого регулирования активной и реактивной мощности, потребляемой ИИСТ, хорошая динамика тока дуги и отсутствие взаимного влияния активного ККМ и сварочного инвертора. Получена величина коэффициента мощности, близкая к единице.

Все рассмотренные выше примеры сварочных инверторов с активным

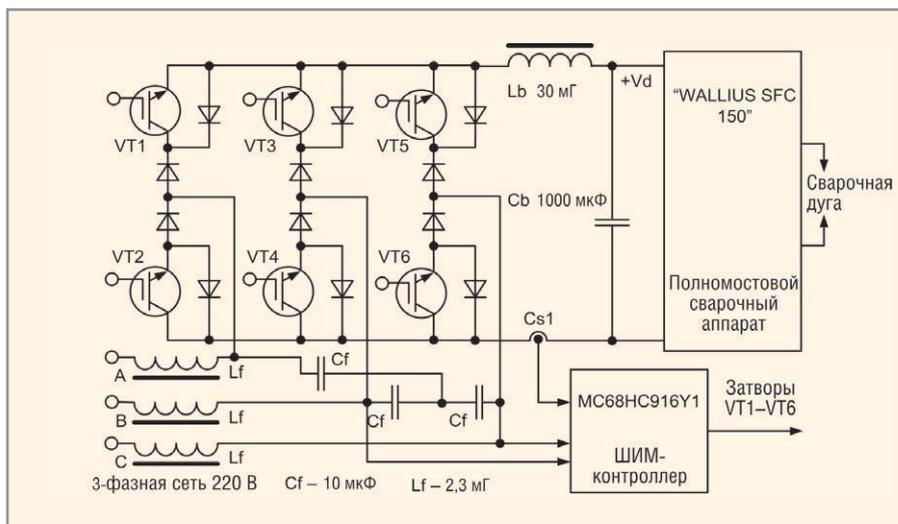


Рис. 22. Активный ККМ понижающего типа со свойствами источника тока [21]

ККМ имеют одинаковую структуру: отдельная секция ККМ со своим управляющим контроллером и отдельная, самостоятельная секция – сварочный инвертор со своим блоком и алгоритмами управления. Такая двухступенчатая структура позволяет оптимизировать как ККМ, так и «сварочную» часть устройства, но ценой усложнения конечного изделия, повышения его стоимости, ухудшения эффективности и массогабаритных показателей. По этим причинам сегодня активно разрабатываются интегральные решения, совмещающие функции коррекции коэффициента мощности и источника сварочного тока в одной силовой части.

Блок-схема одного из таких ИИСТ с интегрированной функцией ККМ показана на рисунке 23 [22]. Функцию ККМ выполняет часть схемы, включающая в себя «бустерные» индуктивности L_b , выпрямитель VD1 – VD6, ёмкость фильтра C_d и ведущее плечо моста на транзисторах VT1, VT3. Нововведением является подключение общей точки соединения конденсаторов входного фильтра Cf (обозначена Neutral) к выходу ве-

дущего племоста (точка N). При достаточно большой ёмкости Cf потенциал в точке N равен потенциалу нулевого провода трёхфазной питающей сети. Сварочный конвертер состоит из моста на транзисторах VT1 – VT4 с блокирующим конденсатором C_b и насыщающимся дросселем L_s , а также силового трансформатора T1 и вторичного выпрямителя VD7, VD8 с выходным фильтром L_oC_o . Контроллер ШИМ управляет работой только «сварочного» преобразователя, для чего используется ООС по току и напряжению нагрузки. Используется алгоритм псевдо-ШИМ-ФС, который иллюстрируется рисунком 24, где $V_{ge1} – V_{ge4}$ – напряжения на затворах силовых транзисторов, I_{Lb} – ток в индуктивности L_b , V_{nm} – напряжение между точками M и N.

Рассмотрим кратко работу преобразователя в установившемся режиме. Для определённости будем анализировать ток индуктивности L_b фазы A, а также интервал фазного напряжения $0^\circ – 60^\circ$ при условии $V_A > 0, V_C > 0, V_B < 0$, где V_A, B, C – напряжение соответствующей фазы.

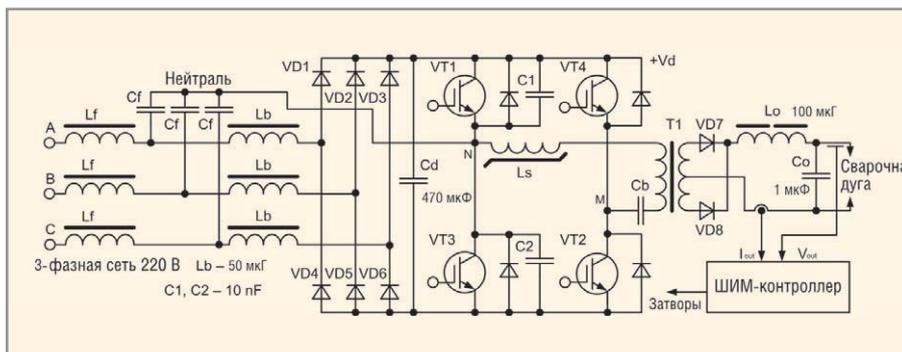


Рис. 23. Сварочный инвертор с интегрированным ККМ [22]

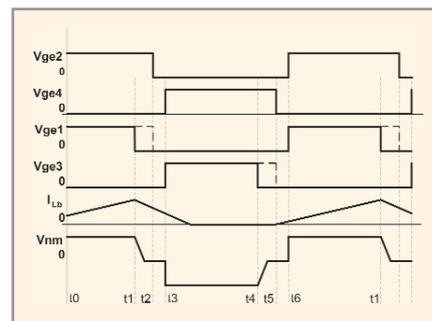


Рис. 24. Диаграммы токов и напряжений в ИИСТ с интегрированным ККМ [22]

На интервале времени $t_0...t_1$ ключи VT1 и VT2 замкнуты, дроссель L_s насыщен и $V_{NM} = V_d$. Дроссели Lb-A и Lb-C заряжаются линейно нарастающим током через диоды VD1 и VD3. Дроссель Lb-B при этом отдаёт накопленную энергию в конденсатор Cd за счёт тока, текущего через диод VD5. Таким образом, к дросселю Lb-A приложено напряжение сети V_d , к дросселю Lb-B – напряжение $V_d + V_B$ и к дросселю Lb-C – напряжение V_C .

В момент времени t_1 сначала выключается транзистор VT1 в режиме ZVS благодаря наличию демпферного конденсатора C1: ток первичной обмотки заряжает C1 и разряжает C2. После полного перезаряда указанных емкостей током первичной обмотки открывается диод VD3, создавая условия для включения транзистора VT3 также в режиме ZVS. На интервале $t_1...t_2$ ток первичной обмотки течёт через открытый транзистор VT2 и диод VD3, быстро спадая из-за того, что напряжение на конденсаторе Cb приложено навстречу э.д.с. первичной обмотки. Как только ток первичной обмотки уменьшится до критической величины, дроссель L_s выходит из насыщения и предотвращает тем самым смену направления тока первичной обмотки.

Поскольку ток первичной обмотки уменьшился практически до нуля, в момент времени t_2 выключение транзистора VT2 происходит в режиме ZCS. После защитного интервала (dead time) $\Delta t = t_3 - t_2$ одновременно включаются транзисторы VT3 и VT4 в режиме ZCS, а транзистор VT3 – и в режиме ZVS, дроссель L_s насыщается, и начинается очередной такт передачи мощности в нагрузку. Теперь к дросселю Lb-A приложено напряжение $V_A - V_d$, к дросселю Lb-B – напряжение V_B и к дросселю Lb-C – напряжение $V_C - V_d$. Ток через Lb-A и Lb-C линейно уменьшается до нуля, а ток через Lb-B линейно возрастает от нуля до максимального (отрицательного) значения. Затем все коммутационные процессы повторяются.

Дроссели Lb работают в режиме разрывных токов и запасают энергию в течение интервала времени, когда ключ VT1 открыт, а VT3 закрыт. Сброс запасённой энергии в

конденсатор Cd происходит при закрытом транзисторе VT1 и открытом VT3. Коэффициент нелинейных искажений входного тока можно определить из выражения:

$$КНИ_{I_{IN}} = \frac{100}{4M + 3} \%, \quad (32)$$

где $M = V_d/E$ – коэффициент передачи повышающего ККМ-конвертера по напряжению, E – амплитуда входного напряжения. В данном конвертере $M = 1,5...2,5$, что соответствует к.н.и. порядка 8...12% и коэффициенту мощности 0,99.

Поскольку регулируются только выходные параметры, при уменьшении тока нагрузки увеличивается напряжение питания моста V_d , которое необходимо ограничить на безопасном уровне. Мощность, потребляемая от сети, равна:

$$P_{IN} = \frac{3E^2 I_{ON}^2}{4L I_S}. \quad (33)$$

В то же время мощность в нагрузке составляет:

$$P_O = V_O^2 / R_L \quad (34)$$

Для мостового преобразователя соотношение между входным и выходным напряжением описывается формулой:

$$V_d = \frac{nV_O T_{ON}}{T_S}, \quad (35)$$

где T_{ON} – время включенного состояния транзистора, L – индуктивность «бустерного» дросселя Lb, n – коэффициент трансформации силового трансформатора T1, V_O – напряжение нагрузки, T_S – период рабочей частоты конвертера, R_L – сопротивление нагрузки. Из выражений (33) и (34) можно получить зависимость напряжения питания моста от параметров нагрузки и коэффициента заполнения импульсов управления силовыми транзисторами:

$$V_d = \frac{nT_{ON}^2 E}{2T_S} \sqrt{\frac{3R_L}{L I_S}}. \quad (36)$$

Выражение (36) показывает, что возможно косвенное регулирование напряжения V_d за счёт ООС по выходному напряжению, в результате чего напряжение питания моста в данной конструкции не превышает 800 В. Экспериментальный образец ИИСТ с интегрированным

ККМ испытывался при токе нагрузки 250 А и напряжении 40 В; получено значение коэффициента мощности порядка 0,99 и стабильные выходные параметры.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании представленного материала можно проследить основные тенденции и направления развития в разработке силовой части сварочных инверторов. Во-первых, в современной мощной преобразовательной технике практически не применяются демпферные цепи, формирующие оптимальную траекторию переключения силовых транзисторов, на основе неэффективных RC- или RCD-цепей. Как правило, применяются бездиссипативные цепи с возвратом энергии в источник питания ключевого преобразователя, и разработчики стараются максимально использовать паразитные реактивные «элементы» преобразователя при разработке бездиссипативных демпферов. Во-вторых, можно отметить рост числа публикаций, посвящённых применению активных корректоров коэффициента мощности в составе сварочного инвертора, несмотря на увеличение стоимости такого решения и снижение общей эффективности ИИСТ с ККМ. Использование сложных алгоритмов инжекции гармоник и векторного управления активными ККМ естественным образом приводит к использованию цифровых методов обработки контролируемых параметров и управления силовой частью. Активно разрабатываются интегральные решения типа «активный ККМ + ИИСТ» на базе единой силовой части. И в-третьих, новые схемотехнические решения, например трёхуровневые преобразователи, адаптируются для применения в качестве источников сварочного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов. Современная электроника. 2007. № 8. С. 42–47.
2. Dudrik J., Bauer P. DC source for arc welding with soft-switching current-mode controlled DC-DC converter. Intern. Rev. of Electrical Engineering (IREE). April 2006. PP. 162–169.
3. Treviso C.H.G., Pereira A.A., Farias V.J., Vieira J.B., de Freitas L.C. A 1,5 kW operation with 90% efficiency of a two transistors forward con-

- verter with non-dissipative snubber. PESC'98 Record. Japan 1998. Vol. 3. PP. 696–700.
4. Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н. Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа. Электротехника. 1999. № 4. С. 55–58.
 5. Machin N., Dekter J. New lossless clamp for single ended converters. Proc. Telecommunications Energy Conf. INTELEC 1997. Melbourne, Austria. PP. 35–39. www.rtp.com.au/papers/w1329.pdf.
 6. Vogman V. Nondissipative clamping benefits DC-DC converters. Power Electronics Technology. September 2005. PP. 26–32.
 7. Mecke H., Fischer W., Werter F. Soft switching inverter power source for arc welding. EPE'97 Conf. 1997. Trondheim. PP. 4333–4337.
 8. Morimoto K., Ahmed N., Lee H.W. Advanced high power DC-DC converter using novel type half-bridge soft switching PWM inverter with high frequency transformer for arc welder. IEEE PEDS'05. 2005. Issue 16–18. Vol. 1. PP. 113–118.
 9. Morimoto K., Doi T., Manabe H., Nakaoka M., Lee H.W. Advanced high power DC-DC converter using novel type full-bridge soft-switching PWM inverter with high frequency transformer link for arc welding application. Proc. of ICPE. 2004. PP. II 191–II 197.
 10. Frobleke N., Schniederermann M. Enhanced analysis and design issues of a 3-level DC-DC converter with zero voltage and zero current switching. 9th European conf. on power electronics and applications (EPE'01). Graz, Austria. August 2001. PP. 1–10.
 11. Canales F. Novel DC-DC converters for high-power distributed power systems. Dissertation for degree of doctor of philosophy in electrical engineering. Virginia Polytechnic Inst. and State Univ. 2003.
 12. Horvath M., Borka J. Up-to-date, integrated, multifunctional energy converters of welding technologies. Proc. of EPE-PEMC Conf. 2006. Portoroz, Slovenia. 2006. Vol. T2-111. PP. 70–75.
 13. Borage M., Tiwari S., Kotaiab S. LCL-T resonant converter with clamp diodes: a novel constant-current power supply with inherent constant-voltage limit. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2007. Vol. 54. No. 2. PP. 741–746.
 14. Dudrik J., Dzurko P. Arc welder with series-parallel resonant DC-DC converter. Acta Technica CSAV 51. ISSN 0001-7043. 2006. PP. 415–426.
 15. www.millerweld.com.
 16. www.poligonspb.ru.
 17. Horvath M., Borka J. Welding equipment with power factor correction. Proc. of PEMC'96 Conf. Budapest, Hungary. 1996. Vol. 2/3. PP. 181–186.
 18. Chae Y.M., Cho J.S., Choe G.H., Shin W.S., Choi J.Y. PWM converter-inverter arc welding machine using new type N.C.T. IEEE PESC'98 Proc. 1998. Vol. 2. PP. 1636–1641.
 19. Lee J.H., Kim J.H., Kim S.S., Won C.Y., Kim Y.S., Choi S.W. Harmonic reduction of CO2 welding machine using single-switch, three-phase boost converter with six order harmonic injection PWM. IEEE ISIE'01 Proc. 2001. Vol. 3. PP. 1526–1529.
 20. Huang J.Q., Chen S.J., Yin S.Y., Wang D.P., Zeng Hua. A novel three-phase welding inverter power supply with high power factor. IEEE ICIT'03 Proc. Maribor, Slovenia. 2003. PP. 1113–1118.
 21. Salo M., Tuusa H., Nyquist J. A high performance three-phase DC voltage source – an application to a welding machine. IEEE APEC'01 Proc. 2001. Vol. 2. PP. 793–799.
 22. Huang N., Zhang D., Song T., Fan M., Liu Y. A 10 kW single-stage converter for welding with inherent power factor correction. IEEE APEC'05 Proc. 2005. Vol. 1. PP. 254–259. ©