



АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРА ТОКА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ МИКРОПЛАЗМЕННОЙ СВАРКИ

В. С. ГВОЗДЕЦКИЙ, д-р техн. наук (Ин-т электросварки им. Е. О. Патона НАН Украины)

Определена область устойчивой работы конвертера по напряжению на дуге. Установлена зависимость коэффициента усиления тока конвертера от его КПД, напряжения блока питания и падения напряжения на дуге. Найдена аналитическая зависимость тока дуги от падения напряжения на ней, напряжения блока питания и частоты коммутации. Показана необходимость использования ферритового сердечника в дросселе, индуктивность которого уменьшается с увеличением тока. Обоснована необходимость буферного конденсатора.

Ключевые слова: микроплазменная сварка, плазмотрон, плазма, факел плазмы, падение напряжения на дуге, транзисторный модуль, снаббер, индуктивность, дроссель, буферный конденсатор, частота коммутации

Исследования по микроплазменной сварке в Институте электросварки им. Е. О. Патона начались во второй половине 1960 годов. Работы велись параллельно как по фундаментальным исследованиям малоамперной дуги, так и по прикладным вопросам разработки технологий и оборудования. Особенности каждого способа сварки требовали разработки не только новых технологий и схем питания дуги, но и новых специализированных источников питания, учитывающих эти особенности.

Широкомасштабное внедрение микроплазменной сварки во всех отраслях промышленности пришлось на 1970–1985 годы. Было изготовлено и передано в промышленность более 15 тыс. ед. оборудования и автоматов для сварки тонких металлов, в том числе алюминия и его сплавов. Оборудование и технологии продавали зарубежным фирмам Швеции, Японии, Франции и других стран.

В настоящее время спрос на микроплазменную сварку существенно сократился. Одной из основных причин является устаревшее оборудование. Оно габаритное, энерго- и материалозатратное, трудно поддается ремонту из-за устаревших комплектующих. Его нельзя применить для высокоскоростных процессов сварки тонколистовых конструкций из алюминия и его сплавов.

Поэтому разработка малогабаритного высокодинамичного оборудования на основе серийных инверторных блоков питания и конвертеров является актуальной и перспективной задачей.

Современная промышленность выпускает малогабаритные инверторные блоки питания с высокой энергоемкостью (около 536 Вт/кг) в большом ассортименте и количестве, а также мощные полевые и биполярные транзисторы по доступным

ценам. Все это создает предпосылки для разработки нового поколения оборудования для микроплазменной сварки с высокими динамическими свойствами с аналоговым или цифровым управлением режимами сварки.

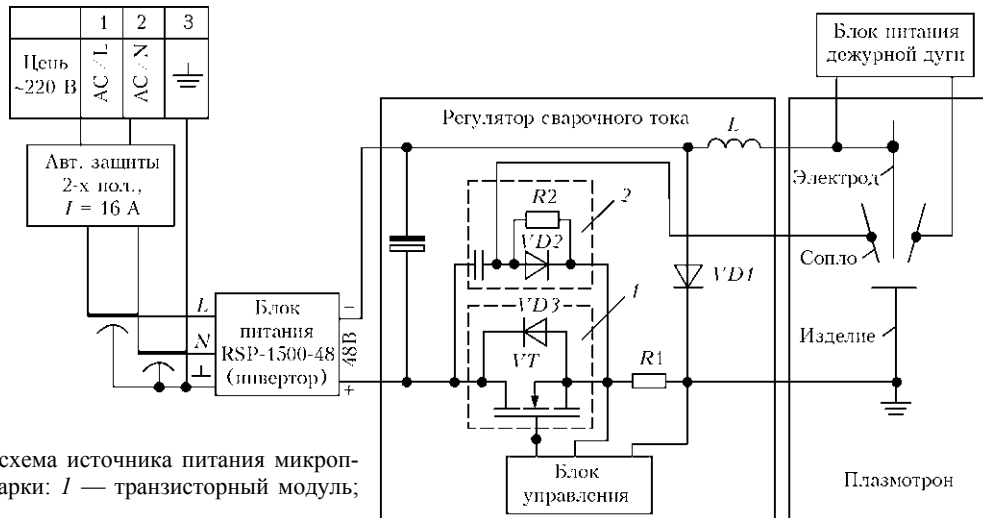
Целью данной работы является всесторонний анализ работы конвертера понижающего типа применительно к разработке источника питания для микроплазменной сварки, а также выявление новых возможностей для создания перспективных технологий, отвечающих современным требованиям, что позволит увеличить спрос на простой, надежный и эффективный способ сварки металлов малых толщин.

Такой источник состоит из инвертора RSP-1500-48 и чоппера. Его схема изображена на рисунке и аналогична схемам, описанным в работах [1, 2], с тем отличием, что энергия, накопленная в конденсаторе снаббера, при открытии транзистора сбрасывается не на $R2$, а в дугу через электрод или сопло плазмотрона.

В работе [3] выполнен анализ преобразователя понижающего типа в линейном приближении в установившемся режиме (не при первом включении), работающего на омически емкостную нагрузку для электронной аппаратуры. Отличительной особенностью рассматриваемого материала является то, что преобразователь работает на дуговую нагрузку (нелинейный элемент электрической цепи) в широком диапазоне регулировки тока дуги, например, 5...50 А при различных падениях напряжения на дуге, зависящих от канала сопла плазмотрона, длины дуги, рода и расходов защитных газов, в диапазоне частот, безопасных для слухового восприятия.

Детальное и целостное описание работы схемы источника питания нелишнее для технологов-сварщиков, использующих микроплазму в технологических процессах обработки различных материалов.

Инструментом для микроплазменной сварки является плазмотрон. Для подготовки его к работе



Структурная схема источника питания микроплазменной сварки: 1 — транзисторный модуль; 2 — снаббер

необходимо подать плазмообразующий газ (аргон), зажечь дежурную дугу и установить так, чтобы факел плазмы, исходящий из канала плазматрона, касался анода — изделия. Режим короткого замыкания и возбуждения дуги с короткого замыкания в данной работе не рассматривается.

При включенном блоке питания и подаче управляющего напряжения на затвор открывается транзистор, напряжение источника питания $U_{\text{п}}$ поступает на разрядный промежуток «электрод–изделие», что приводит к возникновению дуги прямой полярности. Благодаря самоиндукции ток дуги нарастает постепенно. Когда он достигает заданного блоком управления значения I_m , транзистор выключается. Падение напряжения на индуктивности изменяет полярность, диод $VD1$ открывается и дуга начинает питаться от индуктивности. Энергия, запасенная в ней во время открытого состояния транзистора, сбрасывается на дугу в течение времени τ_0 закрытого состояния транзистора. Если τ_0 велико, то энергия с индуктивности сбрасывается полностью. В этом случае конвертер выдает отдельные импульсы тока с экспоненциальной формой заднего фронта. По мере уменьшения τ_0 импульсы сближаются и наступает момент, когда пауза между ними исчезает. Дальнейшее уменьшение τ_0 приводит к тому, что последующий импульс накладывается на задний фронт предыдущего, образуя тем самым нижний уровень тока I_0 . При этом индуктивность отдает только часть энергии. Верхний уровень тока I_m задает блок управления. Чем меньше τ_0 , тем выше уровень I_0 , т. е. $I_0 = f(\tau_0)$. Разница между I_m и I_0 определяет амплитуду пульсаций тока дуги. С одной стороны, амплитуда пульсаций должна быть небольшой, так как при этом уменьшается сила звукового излучения дуги, с другой, уменьшение амплитуды пульсаций сужает диапазон регулировки тока и существенно увеличивает частоту коммутации конвертера.

При больших значениях тока I_m увеличивается вероятность двойного дугообразования в плазматроне, а при больших пульсациях тока дуги ухудшается качество защиты металла шва. Синхронно с пульсациями тока развиваются колебания в столбе дуги. Столб дуги то расширяется при нарастании тока, то сужается при его спаде. Эти колебания передаются в зону защитного газа, что приводит к подосу воздуха. Это же явление имеет место и при импульсной сварке с нулевой составляющей тока между импульсами. При ограниченной мощности блока питания амплитуду тока $I_m > I_{\text{п}}$ (номинальное значение тока источника питания) может обеспечить буферный электролитический конденсатор, подключенный на входе конвертера. Большая его емкость позволяет формировать импульсы тока большой амплитуды, значительно превышающей нагрузочный ток блока питания $I_{\text{п}}$. В течение времени τ_1 открытого состояния транзистора дуга питается фактически от конденсатора. После закрытия транзистора блок питания дозаряжает конденсатор до напряжения $U_{\text{п}}$ и восстанавливает потери энергии конденсатора. Поэтому максимальную амплитуду тока $I_m \gg I_{\text{п}}$ ограничивает не ток блока питания, а тип транзистора. Например, транзистор GA200SA60U пропускает ток 100 А, а транзистор SKM180A позволяет развивать ток до 180 А.

Рассмотрим работу конвертера понижающего типа на постоянном токе при определенных допущениях. Падение напряжения на дуге (при $I_{\text{д}} \geq 5 \text{ А}$) [4] и значение индуктивности не зависят от тока дуги. Пренебрегаем всеми электрическими потерями на активных и пассивных элементах чоппера. Эти потери требуют дополнительных затрат энергии блока питания. Они подробно описаны в работе [2]. Принятые допущения никак не влияют на анализ работы регулятора тока сварки, они только упрощают математический анализ. В ходе исследований все эти потери учитываются в виде КПД преобразователя.



Известно, что для получения тока I_m блок питания должен затратить энергию не только на питание дуги, но и на накопление энергии в индуктивности. Когда транзистор закрывается, эта энергия возвращается в цепь и питает дугу при отключенном блоке питания. Сколько энергии в ней накопилось, столько же она отдает дуге.

При включении транзистора ток не сразу достигает своего номинального значения, как при балластном реостате, а нарастает постепенно. Явление самоиндукции заключается в появлении дополнительной ЭДС, пропорциональной скорости изменения тока, но имеющей обратный знак. Поэтому закон Ома применительно к дуговой сварке можно записать в следующем виде:

$$U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - L di/dt = IR \text{ или } di/dt + (R/L)I = (U_{\text{п}} - U_{\text{д}})/L, \quad (1)$$

где $U_{\text{д}}$ — падение напряжения на дуге; L — индуктивность дросселя; R — омическое сопротивление силовой цепи; I — сила тока; t — текущее время.

Рассмотрим закономерность нарастания тока при включении транзистора. Под действием напряжения блока питания $U_{\text{п}}$, приложенного к разрядному промежутку «электрод–изделие», возбуждается основная дуга и ток начинает нарастать.

Разделяя переменные в уравнениях (1) и проведя интегрирование, находим

$$\begin{aligned} -R di/(U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - IR) &= (R/L) dt; \\ U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - IR &= A \exp(-Rt/L). \end{aligned} \quad (2)$$

Постоянная интегрирования A определяется из начальных условий: при $t = 0$ $I = I_0 > 0$. Очевидно, что $A = U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - I_0 R$. Пропуская промежуточные выкладки, находим

$$I = (U_{\text{п}} - U_{\text{д}})(1 - \exp(-Rt/L))/R + I_0 \exp(-Rt/L). \quad (3)$$

Для упрощения анализа воспользуемся разложением в ряд Тейлора и ограничимся линейным членом ряда. В этом случае выражение (3) принимает вид

$$I = I_0 + (U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - I_0 R)t/L. \quad (4)$$

Видно, что ток I нарастает линейно (как и в работе [3]). При достижении значения I_m блок управления выключает транзистор. Длительность времени открытого состояния транзистора, в течение которого ток I нарастает от I_0 до I_m , вычисляется по формуле

$$\tau_1 = (I_m - I_0)L/(U_{\text{п}} - U_{\text{д}} - I_0 R). \quad (5)$$

Заметим, что ток I является не только током дуги, током блока питания, но и током накопления энергии в индуктивности L . При выключенном транзисторе блок питания отсоединяется ($U_{\text{п}} = 0$) и дуга питается от индуктивности L через

сбрасывающий диод VDI , минуя шунт RI . Ток I начинает спадать от значения I_m до I_0 . Из уравнения (2), опуская математические выкладки, находим

$$I = I_m - (U_{\text{д}} + I_m R_0)\tau/L, \quad (6)$$

здесь $R_0 = R - R_1$.

Видно, что ток линейно спадает во времени. При $\tau = \tau_0$ уравнение (6) принимает вид

$$I_0 = I_m - (U_{\text{д}} + I_m R_0)\tau_0/L. \quad (7)$$

Длительность закрытого состояния транзистора равна

$$\tau_0 = (I_m - I_0)L/(U_{\text{д}} + I_m R_0) \approx (I_m - I_0)L/U_{\text{д}}. \quad (8)$$

Обозначим отношение τ_1 к τ_0 через β . С учетом выражений (5) и (7), пренебрегая членами $I_0 R$ и $I_m R_0$ в силу их малости по сравнению с $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{д}}$, β принимает вид

$$\beta \approx U_{\text{д}}/(U_{\text{п}} - U_{\text{д}}). \quad (9)$$

Форма импульса тока дуги близка к равнобедренному треугольнику, если $2U_{\text{д}}$ незначительно меньше $U_{\text{п}}$. Параметр β составляет около 0,85 при $U_{\text{д}} = 22$ В и $U_{\text{п}} = 48$ В. Если $U_{\text{п}} \gg 2U_{\text{д}}$, то τ_1 сокращается, уменьшается β , увеличивается частота коммутации в 1,47 раза при $U_{\text{п}} = 60$ В по сравнению с $U_{\text{п}} = 48$ В. Уменьшается также и период одного цикла $T = (\tau_1 + \tau_0)$. Заменяя τ_1 через β , имеем

$$T = \tau_0(1 + \beta). \quad (10)$$

Используя выражения (4)–(8), легко определить средние значения тока дуги $I_{\text{д}}$ и тока блока питания $I_{\text{п}}$ за один цикл (период T). Опуская математические выкладки, они принимают вид

$$I_{\text{д}} = (I_m + I_0)/2, I_{\text{п}} = (I_m + I_0)U_{\text{д}}/(2U_{\text{п}}). \quad (11)$$

Анализируя выражение (11), приходим к выводу, что $I_{\text{д}} > I_{\text{п}}$ и он тем больше, чем меньше падение напряжения на дуге и выше напряжение $U_{\text{п}}$ блока питания.

В реальном преобразователе блок питания расходует энергию не только на накопление и питание дуги, но и на электрические потери в чоп-пере. Они тем меньше, чем качественнее и рациональнее выполнен монтаж.

Отношение мощности, выделяемой на дуге, к мощности, потребляемой от блока питания, есть КПД конвертера, т. е.

$$(U_{\text{д}} I_{\text{д}})/(U_{\text{п}} I_{\text{п}}) = \eta, \text{ или } I_{\text{д}}/I_{\text{п}} = \eta U_{\text{п}}/U_{\text{д}}. \quad (12)$$

Если подключить амперметры на входе и выходе конвертера, то они будут показывать разные значения. Амперметр в цепи дуги покажет боль-



ший ток, чем амперметр в цепи блока питания. Отношение этих токов есть коэффициент усиления тока. Измеренный коэффициент усиления тока равнялся 1,64, а вычисленный КПД конвертера $\eta = 0,75$ (при $U_d = 22$ и $U_{II} = 48$ В). В работе [2] он составляет 0,75...0,81. Это расхождение объясняется, возможно, тем, что коэффициент усиления тока дуги измеряли на макете, а не на реальном конвертере.

Остановимся еще на одной важной характеристике преобразователя — отношении тока I_0 к I_m . Они задаются и регулируются блоком управления.

Обозначим это отношение через α . Из (8) находим

$$1 - \alpha = (U_d/L)(\tau_0/I_m). \quad (13)$$

Легко видеть, что параметр α не зависит от тока I_m , если линейно связать параметр τ_0 с током I_m соотношением $\tau_0 = \gamma I_m$ (γ — коэффициент пропорциональности, сА⁻¹). Тогда (13) принимает вид

$$\alpha = 1 - (\gamma U_d/L) \quad (14)$$

и отношение I_0 к I_m перестает зависеть от I_m во всем диапазоне его регулировки. Это означает, что при регулировке тока I_m необходимо также регулировать параметр τ_0 , связанный с ним линейным соотношением. Разработка такого блока управления — задача будущих исследований.

В аналоговых схемах управления регулируется только ток I_m , а параметр τ_0 имеет фиксированное значение. Если схема управления по параметру τ_0 настроена так, что при токе дуги, например, $I_d = 20$ А параметр $\alpha = \alpha_0$, то при регулировке тока $I_d > 20$ А параметр α увеличивается, т. е. $\alpha > \alpha_0$. Разница между токами $I_m - I_0$ уменьшается ($1 - \alpha < 1 - \alpha_0$). Это только улучшает процесс микроплазменной сварки и качество шва. При токах дуги $I_d < 20$ А параметр α начинает уменьшаться ($\alpha < \alpha_0$) и разница $I_m - I_0$ увеличивается. По мере уменьшения тока I_d ток I_0 быстро стремится к нулю. Это обусловлено тем, что энергия, накапливаемая в индуктивности, уменьшается квадратично с уменьшением тока I_m . Она, задолго до повторного открытия транзистора, полностью сбрасывается в дугу и ток $I_0 = 0$. Дуга горит в виде отдельных импульсов тока, даже с паузами между ними. Процесс сварки с нарушением непрерывности тока дуги затрудняет формирование шва, а иногда делает невозможным его получение. В этом и заключается главный недостаток схемы управления с фиксированным значением τ_0 . Итак, обоснована необходимость модернизации существующей схемы управления конвертером в со-

таве источника питания для микроплазменной сварки.

Интересно, что даже при такой схеме управления существует значение α_1 , которое не зависит от тока I_m , т. е. сохраняет постоянное значение во всем диапазоне регулировки тока дуги. Этот случай наступает тогда, когда разность токов $I_m - I_0$, умноженная на некоторое число δ , равна току дуги, т. е. когда $I_d = \delta(1 - \alpha_1)I_m$. Приравнивая правую часть этого уравнения к правой части уравнения (11) и сокращая I_m , имеем

$$(1 + \alpha_1)/2 = \delta(1 - \alpha_1) \text{ или } \delta = (1 + \alpha_1)/(2(1 - \alpha_1)). \quad (15)$$

Используя выражения (7)–(9) и (15), ток дуги принимает вид

$$I_d = \delta U_d (U_{II} - U_d) / (U_{II} LF), \quad (16)$$

где F — частота коммутации.

Дифференцируя I_d по U_d и приравнивая производную нулю, находим, что ток I_d достигает максимального значения I_{max}

$$I_{max} = \delta U_{II} / (4LF) \text{ при } U_d = 0,5 U_{II}. \quad (17)$$

В то же время I_{max} определяется, исходя из максимальной мощности, передаваемой блоком питания дуги, т. е.

$$I_{max} = \eta W_{II} / U_d = 2\eta W_{II} / U_{II} \text{ при } U_d = 0,5 U_{II}, \quad (18)$$

где W_{II} — мощность блока питания.

Приравнивая правые части (17) и (18), находим

$$\delta = 8\eta W_{II} LF / U_{II}^2. \quad (19)$$

Подставляя значения параметров η , U_{II} , W_{II} в (19) и проведя вычисления, находим $\delta = 1,171875$ (при $LF = 2 \cdot 10^{-5}$ Гн·1,5·10⁴ Гц = 0,3). Подставляя это значение δ в (15), вычисляем $\alpha_1 = 0,4$.

Из (11) вычисляем $I_d = 0,7I_m$. Такое же значение тока дуги I_d имеем из разности $\delta(I_m - I_0)$, т. е. имеем тождество, а выражение (16) принимает вид

$$I_d = 1,167 U_d (U_{II} - U_d) / (U_{II} LF) \text{ при } \alpha_1 = 0,4. \quad (20)$$

Устойчивая работа регулятора тока со сбросом энергии дросселя на дугу через диод $VD1$ возможна только при $U_d < 0,5 U_{II}$. При приближении U_d к $0,5 U_{II}$ ЭДС самоиндукции уменьшается и когда она становится меньше U_d , дроссель перестает сбрасывать энергию на дугу. При открытии транзистора ЭДС суммируется с U_{II} и скорость нарастания тока увеличивается приблизительно в 2 раза. Во столько же раз увеличивается ЭДС самоиндукции. При некоторых обстоятельствах процесс становится неуправляемым, что опасно для транзистора. Таким образом, длину дуги можно изменять только в зоне $U_d < 0,5 U_{II}$.



Уравнение (20) интересно, так как позволяет рассчитать диапазон регулировки тока I_d , но и диапазон частот, безопасный для слухового восприятия. Если произведение $I_d L$ задать постоянным, то частота F перестает зависеть от тока I_d , т. е. дроссель преобразователя необходимо изготавливать с ферритовым сердечником, индуктивность которого уменьшается с увеличением тока I_d .

Рассчитать такой дроссель непросто не только потому, что магнитная восприимчивость феррита меняется с температурой нагрева, но и потому, что она сложно зависит от напряженности магнитного поля. В таком случае можно воспользоваться экспериментальной графической зависимостью $L = f(I_d)$. Эту зависимость легко можно получить, если дроссель нагружать током от аккумулятора (например, автомобильного) и регулировать ток реостатом, а индуктивность измерять, например, приборами «Измеритель иммитанса E7-15» или UT603.

Хотя в математическом анализе функции графически не задают, но часто используют их графические представления, легкая обозримость и наглядность графика делают его незаменимым вспомогательным средством исследования функций. Отметим, что индуктивность дросселя с ферритовым сердечником с увеличением тока I_d в пределе стремится к постоянному значению, когда намагниченность феррита достигает насыщения. Если при токе $I_d = 50$ А индуктивность достигла постоянного значения, например, $L = 20$ мкГн, а при токе $I_d = 5$ А она составляет 200 мкГн ($I_d L = 10^{-3}$), то преобразователь тока будет работать при постоянной частоте 13,9 кГц во всем диапазоне регулировки тока $I_d = 5...50$ А (при $U_n = 48$ В, $U_d = 22$ В и $\alpha_1 = 0,4$). Исходя из того, что F — величина постоянная, уравнение (20) можно представить в виде

$$I_d L F = 1,167 U_d (U_n - U_d) / U_n < 13,9. \quad (21)$$

Правая часть этого уравнения для микроплазменной сварки есть величина постоянная при неизменной длине дуги $U_d = \text{const}$. При микроплазменной сварке $U_d < 22$ В в зависимости от выбора рода защитного газа, длины дуги [4], а также диаметра канала сопла плазмотрона. Поэтому для этого способа сварки блок питания RSP-1500-48 с напряжением 48 В вполне приемлем, тем более, что верхний предел регулировки U_n достигает 56 В.

Экспериментально изготовить дроссель на феррите не представляет затруднений. Чем меньше индуктивность, тем меньше его массогабаритные параметры, материальные и трудовые затраты на изготовление. Если даже индуктивность будет незначительно отличаться от $I_d L = 10^{-3}$, то частота при регулировке тока дуги немного «плавает».

Главное, чтобы она не выходила из зоны, безопасной для слухового восприятия.

Рассмотрим работу буферного конденсатора. Предположим, что конденсатор, заряженный до напряжения U_n , отключаем от блока питания и через конвертер нагружаем на дугу. Она горит до тех пор, пока конденсатор не разрядится до напряжения $U_c = 2U_d$.

Количество энергии ΔW_c , израсходованной конденсатором на питание дуги, записывается как

$$\Delta W_c = \eta C (U_n^2 - 4U_d^2) / 2, \quad (22)$$

где C — емкость конденсатора; η — КПД преобразователя.

Дуга за период T потребляет энергию $I_d U_d T$. Разделив ΔW_c на энергию, потребленную дугой, находим количество циклов N

$$N = \eta C (U_n^2 - 4U_d^2) F / (2U_d I_d). \quad (23)$$

Подставляя указанные выше значения параметров (U_n, U_d, F, η) и проведя вычисления для $C = 5,6 \cdot 10^{-3}$ Ф, имеем $N = (8,4; 5,6; 4,2; 2,8)$ при токах $I_d = (50; 75; 100; 150)$ А соответственно. Эти вычисления показывают, что электролитический конденсатор в составе конвертера понижающего типа крайне необходим при маломощных инверторных блоках питания. Ток дуги может в 1,5...2 раза превышать нагрузочный ток блока питания.

Один блок питания RSP-1500-48, даже при заниженном КПД преобразователя $\eta = 0,75$, передает дуге 1125 Вт мощности. Для микроплазменной сварки при $U_d = 22$ В ток дуги составляет 51 А, а при $U_d = 18$ В ток $I_d = 62,5$ А. Коэффициент усиления тока равен соответственно 1,64 и 2. При этом ток, потребляемый от блока питания, равен 31 А, что составляет 97 % максимального тока нагрузки. При подключении инвертора по схеме, изображенной на рисунке, с проходными конденсаторами он стабильно работал на дуговой эквивалент с балластным реостатом в течение 45 мин даже с перегрузкой по мощности на 13 %.

Таким образом, первым ограничителем тока дуги является мощность блока питания. Ток дуги можно увеличить в 2 раза, если параллельно включить два таких блока. Разработчик предусматривает параллельную работу блоков на общую нагрузку. Однако не каждый транзистор может коммутировать большие токи дуги. Здесь вступает в силу второе ограничение для тока дуги — максимальный ток коллектора I_c , т. е.

$$I_c \geq I_m = 1,4286 I_d \text{ или } I_d \leq 0,7 I_c. \quad (24)$$

При использовании в преобразователе транзистора GA200SA60 источник питания ограничен сверху током $I_n = 70$ А, а на транзисторе SKM180A



— током дуги $I_d = 126$ А. Поэтому для источника питания с одним блоком RSP-1500-48 рекомендуется транзистор GA200SA60, а для работы двух блоков параллельно — транзистор SKM180A.

Выводы

1. Установлена область устойчивой работы преобразователя, которая определяется падением напряжения на дуге $U_d < 0,5U_{п}$.

2. Аналитически показано, что конвертер с индуктивным накопителем является усилителем тока. Коэффициент усиления прямо пропорционален произведению $\eta U_{п}$ и обратно пропорционален падению напряжения на дуге.

3. Индуктивность дросселя с ферритовым сердечником уменьшается с увеличением тока и стремится к постоянному значению, когда намагниченность сердечника достигает насыщения. Такой дроссель обеспечивает плавную регулировку тока дуги и поддерживает частоту в выбранном диапазоне, если $LI_d \approx \text{const}$.

4. Определена зависимость тока дуги от падения напряжения на ней, напряжения блока питания, индуктивности дросселя и частоты, позволяющая вычислять диапазон регулировки тока дуги с приемлемой амплитудой пульсаций в интервале частот, безопасном для слухового восприятия.

5. Показано, что на базе серийных инверторных блоков питания и конвертера понижающего типа можно разработать современный малогабаритный энергоемкий высокодинамичный источник питания микроплазменной сварки для падений напряжения на дуге $U_d < 0,5U_{п}$.

1. *Коротынский А. Е., Махлин Н. М., Богдановский В. А.* К расчету электронных регуляторов сварочного тока для многопостовых сварочных систем // Автомат. сварка. — 2002. — № 12. — С. 19–27.
2. *Кункин Д. Д.* Система управления процессом сварки ТИГ стальных малой толщины // Там же. — 2008. — № 12. — С. 17–19.
3. *Пилинский В. В.* Источник вторичного электропитания с бестрансформаторным выходом для электронной аппаратуры. — Киев: Изд. КПИ, 1985. — 120 с.
4. *Микроплазменная сварка* / Под ред. академика Б. Е. Патона. — Киев: Наук. думка, 1979. — 245 с.

An area of stable operation of a converter in arc voltage range was determined. The dependence of coefficient of converter current amplification on its efficiency, voltage of power supply unit and arc-drop voltage was established. An analytical dependence of arc current on arc voltage drop, voltage of power supply unit and switching frequency was found. The necessity of application of ferrite core in a throttle, inductance of which reduces with current increase, was shown. The necessity of a buffer capacitor was proved.

Поступила в редакцию 16.12.2009

РАЗРАБОТАНО В ИЭС

Малогабаритные установки для ЭЛС в приборостроении

Десять установок СВ-112/103 с внутренними размерами вакуумной камеры 640.640.640 мм введены в промышленную эксплуатацию для ЭЛС небольших изделий. Время вакуумирования до $5 \cdot 10^{-4}$ мм рт. ст. составляет меньше 5 мин.

ИЭС им. Е. О. Патона НАНУ
 тел./факс: (38044) 525-43-19
 E-mail: office@technobeam.com.ua

