



К РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРОННЫХ РЕГУЛЯТОРОВ СВАРОЧНОГО ТОКА ДЛЯ МНОГОПОСТОВЫХ СВАРОЧНЫХ СИСТЕМ

А. Е. КОРОТЫНСКИЙ, канд. техн. наук, Н. М. МАХЛИН, В. А. БОГДАНОВСКИЙ, инженеры
(Ин-т электросварки им. Е. О. Патона НАН Украины)

Показано, что основной недостаток многопостовых систем на основе балластных реостатов, заключающийся в повышенном энергопотреблении, может быть устранен путем их замены на электронные регуляторы сварочного тока, выполненные на силовых транзисторных ключах третьего и четвертого поколения. В основу таких схем положены конвертеры сварочного тока на базе широтно-импульсных модуляторов с расширенными функциональными возможностями сварочно-технологических свойств.

Ключевые слова: дуговая сварка, многопостовые сварочные системы, энергосбережение, конвертор, инвертор, снаббер, силовой транзисторный модуль

Характерной особенностью сварочного производства при монтаже и ремонте объектов энергетики, металлургии, нефтегазохимического комплекса, трубопроводного транспорта, а также в судостроении, тяжелом и транспортном машиностроении и некоторых других отраслях индустрии является необходимость сосредоточения на ограниченной производственной площадке значительного количества сварочных постов. В этих случаях целесообразно применение систем централизованного снабжения постов электроэнергией, получивших название многопостовых сварочных систем (МСС) [1–4].

Наибольшее распространение МСС получили при ручной дуговой сварке (ММА), механизированной сварке в защитных газах (МИГ/МАГ) и сварке неплавящимся электродом в инертных газах (ТИГ). Они включают мощный источник питания с жесткой внешней вольт-амперной характеристикой (ВАХ), индивидуальные сварочные посты и соединяющие их разветвленные электрические сети. Каждый сварочный пост подключен к источнику питания через выполненный на линейных или нелинейных резисторах балластный реостат, с помощью которого осуществляется регулирование режима сварки [3, 5–8]. Подобные МСС отличаются рядом преимуществ: требуются меньшие по сравнению с эквивалентным числом однопостовых выпрямителей эксплуатационные расходы; имеют более высокие показатели надежности; отсутствует необходимость прокладки временных сетей напряжением 380 или 220 В, создающих повышенную опасность в местах выполнения сварки; возможна эксплуатация в широком диапазоне температур окружающей среды. Однако МСС имеют также существенные недостатки: ярко выраженная зависимость сварочного тока от колебаний напряжения питающей сети и изменения длины дугового промежутка; взаимное влияние сварочных постов при одновременной их работе; отсутствие возможности поддерживать с большой точностью

заданные технологические режимы, а также программировать цикл сварки, а также осуществлять режимы сварки модулированным током; частые ремонты балластных реостатов [3].

Основной недостаток МСС с балластными реостатами является низкий КПД, а следовательно, высокие энергозатраты на сварочные работы, что обусловлено значительными потерями мощности в балластных реостатах (50...80 % мощности, потребляемой сварочным постом). КПД сварочного поста в МСС с балластными реостатами в соответствии с работой [5] определяется как

$$\eta_{\text{п}} = U_{\text{д}} / U_{\text{ном}},$$

где $U_{\text{д}}$ — напряжение на дуге; $U_{\text{ном}}$ — номинальное рабочее напряжение источника питания (выпрямителя).

Общий КПД МСС (без учета потерь в магистральных шинпроводах) имеет вид

$$\eta_{\text{МСС}} = \eta_{\text{и}} \eta_{\text{п}},$$

где $\eta_{\text{и}}$ — КПД источника питания (выпрямителя).

Из приведенных соотношений видно, что при достаточно высоком КПД многопостовых выпрямителей (90...92 %) КПД МСС с балластными реостатами в диапазоне наиболее применяемых и технологически обоснованных режимов сварки в случае сварки ММА и МИГ/МАГ не превышает 45, а при ТИГ — 23 %.

Поэтому почти одновременно с началом широкого применения МСС с балластными реостатами предпринимаются попытки создания более экономичных МСС на базе электронных регуляторов сварочного тока [5, 9–12]. Однако практическому решению этой задачи препятствовало отсутствие надежно работающих силовых полупроводниковых приборов, способных коммутировать значительную мощность с высокой частотой (16 кГц и более).

Разработка и освоение в последние 10–15 лет промышленного производства мощных полевых транзисторов (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и других аналогичных им силовых приборов, средств управления этими приборами — интегральных драй-

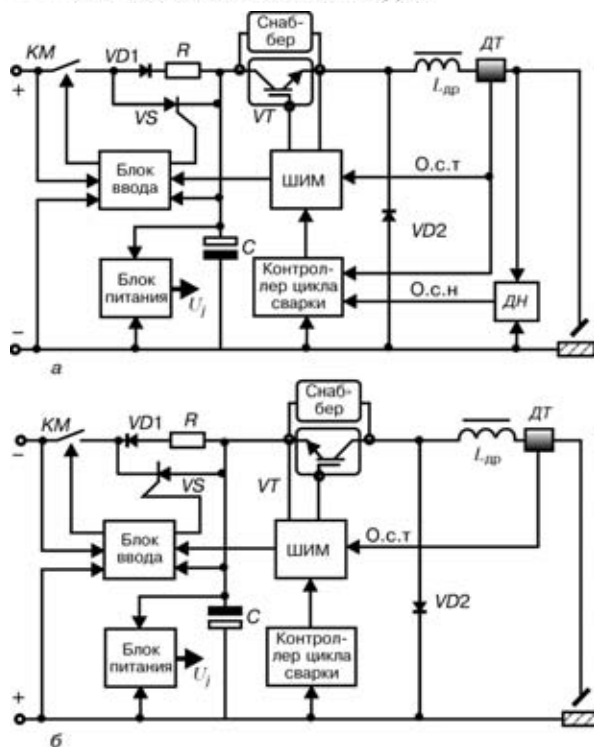


Рис. 1. Структурно-функциональные схемы регуляторов сварочного тока для сварки ММА (а) и ТИГ (б): О.с.т и О.с.н — обратная связь соответственно по току и напряжению (остальные обозначения см. в тексте)

веров, контроллеров широтно-импульсной модуляции (ШИМ), а также быстродействующих силовых диодов и элементов снабберных цепей обеспечили возможность создания надежных импульсных высокочастотных преобразователей и на их базе высокоэффективных стационарных и мобильных МСС нового поколения.

Среди многообразия полупроводниковых импульсных преобразователей постоянного тока наибольшее распространение получил однотактный преобразователь (конвертор) понижающего типа. Он отличается простой схемой силовой части, способностью надежно функционировать при изменениях в широких пределах напряжения питания и сопротивления нагрузки, высоким КПД, составляющим обычно 80...90 %. Значение коэффициента мощности конвертора этого типа приближается к единице. Поскольку силовые полупроводниковые приборы конвертора включены в цепи пониженного напряжения, регуляторы сварочного тока, выполненные по схеме конвертора понижающего типа, надежнее инверторных источников питания, а их свойства как исполнительных устройств в системах автоматического регулирования не хуже, чем у инверторов [13, 14].

Класс конверторов постоянного тока изучен достаточно хорошо. Вместе с тем, применение конвертора понижающего типа в качестве регулятора сварочного тока имеет некоторые особенности, влияющие как на выбор параметров элементов силовой части, так и на построение системы управления регулятора. К таким особенностям можно отнести сравнительно высокий уровень коммутируемой мощности (3...10 кВт), динамический характер нагрузки, изменяющейся в процессе сварки с вы-

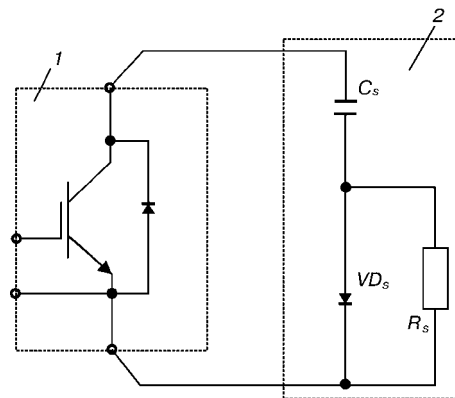


Рис. 2. Схема снабберной цепи: 1 — транзисторный модуль; 2 — снаббер

сокой скоростью от холостого хода до короткого замыкания, вытекающую из условий обеспечения стабильности и устойчивости процесса дуговой сварки необходимостью работы конвертора в режиме непрерывных токов индуктивного накопителя (дросселя), значительную тепловую мощность, рассеиваемую полупроводниковыми приборами силовой части. Система управления регулятора должна обеспечивать формирование статических и динамических ВАХ во всем диапазоне изменения параметров нагрузки.

На рис. 1 приведены структурные схемы регуляторов сварочного тока для сварки ММА и МИГ/МАГ и сварки ТИГ.

Надежность и КПД таких регуляторов в значительной степени зависят от типа и параметров активных элементов, на основе которых выполнена их силовая часть. В качестве силового транзисторного ключа VT могут быть применены MOSFET- и IGBT-модули, имеющие высокое входное сопротивление и в силу этого потребляющие в статическом режиме незначительную мощность управления. MOSFET-модулям присущи наилучшие среди современных силовых полупроводниковых приборов частотные свойства. Они имеют высокие скорости переключения, а следовательно, низкие динамические потери. Вместе с тем у MOSFET-модулей с напряжением сток-исток более 200 В потери проводимости значительно выше, чем у IGBT-модулей. MOSFET-модули существенно уступают IGBT-модулям и по характеристикам в области безопасной работы, и по коммутационным возможностям (напряжению, току, рассеиваемой мощности). Поэтому при характерной для регуляторов сварочного тока мощности нагрузки более 3 кВт и частоте преобразования 16...30 кГц наиболее целесообразным является применение IGBT-модулей с наибольшим допустимым напряжением коллектор-эмиттер в выключенном состоянии U_{CES} , составляющим приблизительно 600 В. Как силовые полупроводниковые приборы они имеют ряд уникальных свойств [15, 16]. Типичные значения параметров IGBT-модулей третьего поколения с $U_{CES} = 600$ В в промышленных сериях фирм «Mitsubishi Electric», «International Rectifier», «Semikron», «Siemens», «Hitachi» и др., лидирующих в области производства этих модулей, приведены ниже:

Техническая характеристика IGBT-модулей

Наибольший длительный постоянный ток коллектора I_c , А	600
Напряжение насыщения коллектор-эмиттер (при $I_c = 100...600$ А) U_{CESAT} , В	1,5...2,8
Время задержки включения (при $I_c = 100...600$ А) $t_{d(on)}$, нс	85...350
Время нарастания коллекторного тока при включении (при $I_c = 100...600$ А) t_r , нс	65...600
Время задержки выключения ($I_c = 100...600$ А) $t_{d(off)}$, нс	350...680
Время спада коллекторного тока при выключении (при $I_c = 100...600$ А) t_f , нс	55...300
Потери мощности (при $I_c = 100...600$ А), мВт·с:	
при включении E_{on}	7...36
при выключении E_{off}	5...42
Диапазон допустимых температур $p-n$ перехода T_j , °С	-40...-150
Диапазон допустимых температур окружающей среды (без протекания тока через модуль) T_{STG} , °С	-40...-125

Важными характеристиками, существенно влияющими на надежность и КПД регулятора, являются быстродействие и динамическое сопротивление обратного диода $VD2$. Время обратного восстановления t_{RR} диода $VD2$ определяет коммутационные токовые перегрузки силового транзисторного ключа VT IGBT-модуля. У быстродействующих диодных модулей таких фирм, как IXYS, «International Rectifier», «Semikron», прямой ток I_F составляет до 600 А, прямое напряжение $U_F = 1,1...2,2$ В, обратное напряжение U_{RFM} — до 1200 В, время обратного восстановления — $t_{RR} = 150...300$ нс. Такие значения параметров диодных модулей обеспечивают возможность применения их в силовой части регуляторов сварочного тока в качестве обратного диода.

Наиболее рациональным для построения силовой части регуляторов сварочного тока представляется использование чопперов — интегрированных силовых приборов, в которых IGBT-транзистор объединен с обратным диодом в едином диод-транзисторном или транзистор-диодном модуле. В диапазоне значений тока до 400 А чопперы изготавливаются фирмами «International Rectifier», «Semikron» и др. Параметры IGBT-транзистора и обратного диода чопперов имеют практически такие же значения, что и эквивалентные по току единичные IGBT-модули и быстродействующие диодные модули.

К обязательным элементам силовой части регулятора относится снаббер (см. рис. 1) — демпфирующая цепь для уменьшения динамических потерь путем коррекции траектории рабочей точки при выключении силового транзисторного ключа. В случае IGBT-транзистора снаббер, имеющий такую же конфигурацию (рис. 2), предназначен для ограничения всплесков переходных напряжений на транзисторе при его выключении, обусловленных паразитными индуктивностями соответственно снаббера L_s и шины L_p силовой цепи IGBT-модуля, а также высокими значениями dI_c/dt — скорости изменения тока коллектора I_c при выключении IGBT-модуля. На рис. 3 приведена диаграмма напряжения на IGBT-модуля при его выключении с использованием снаббера. Всплеск напряжения

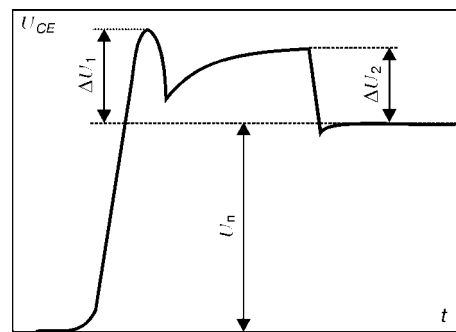


Рис. 3. Диаграмма напряжения коллектор-эмиттер U_{CE} при выключении IGBT-модуля с использованием снаббера

ΔU_1 вызван в основном индуктивностью L_s . Величина ΔU_1 определяется из уравнения

$$\Delta U_1 = L_s dI_c/dt.$$

Поскольку dI_c/dt может достигать значений $0,01...0,02$ А/нс [16], для ограничения значений ΔU_1 (не более 100 В) паразитная индуктивность снаббера L_s не должна превышать $10,0...12,5$ нГн. Выполнение этого требования достигается применением в снаббере быстродействующих диодов и пленочных (например, полипропиленовых) конденсаторов с низкой внутренней индуктивностью и расположением снаббера в непосредственной близости к IGBT-модулю. «Всплеск» напряжения ΔU_2 зависит от емкости конденсатора снаббера C_s и паразитной индуктивности шины L_p . Амплитуда ΔU_2 определяется из выражения

$$\Delta U_2 = I_c(L_p/C_s)^{0,5},$$

откуда при заданном максимально допустимом значении ΔU_2

$$C_s = L_p I_c^2 / \Delta U_2^2_{max} = L_p I_{св max}^2 / \Delta U_2^2_{max},$$

где $I_{св max}$ — максимальное значение сварочного тока.

При $I_c = I_{св max} \leq 400$ А в снабберах регуляторов сварочного тока емкость конденсатора C_s обычно составляет $0,68...1,00$ мкФ, что при реальных конструктивных исполнениях силовых шин обеспечивает $\Delta U_2 < 100$ В. Потери в снаббере определяются активной мощностью, выделяемой в резисторе R_s (см. рис. 2) в процессе разряда конденсатора C_s при включении IGBT-модуля, и могут быть рассчитаны по формуле

$$P_{SSSB} = \frac{C_s U_{II}^2 f}{2}, \tag{1}$$

где U_{II} — напряжение питания регулятора; f — частота преобразования напряжения.

Наиболее значительную часть общих потерь в регуляторе сварочного тока составляют потери в силовом транзисторном ключе и обратном диоде. Для силового транзистора любого типа полные потери мощности P_{SVT} представляют собой сумму потерь проводимости P_{SSVT} (статических), потерь при переключениях P_{SWVT} (динамических) и потерь на управление P_{SDVT} . В случае IGBT-модуля потерями на управление в силу их незначительности можно пренебречь. Статические потери оп-

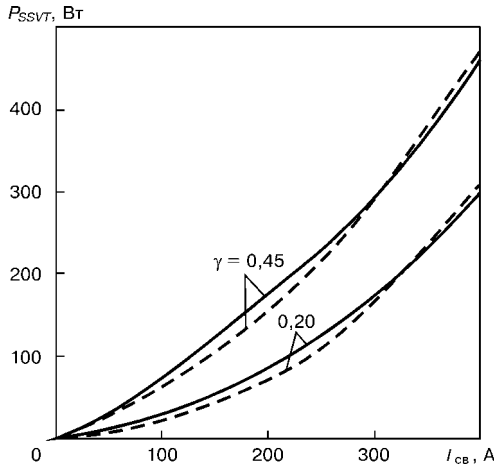


Рис. 4. Зависимость статических потерь проводимости P_{SSVT} в IGBT-модуле от сварочного тока при $U_{CE} = 15$ В: штриховые линии — $T_j = 125$; сплошные — 80°C

ределяются напряжением на силовом транзисторе в открытом состоянии и действующим значением тока коллектора. Согласно известным для конвертора понижающего типа соотношениям [17], действующее значение тока коллектора I_c в силовом транзисторе регулятора сварочного тока составляет

$$I_c = \left[I_{cb}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right]^{0,5},$$

где $\Delta I_L = \Delta I_{cb}$ — размах пульсаций протекающего через дроссель L сварочного тока; $\gamma = U_d / U_{II}$ — коэффициент заполнения импульса (относительная длительность включенного состояния IGBT-модуля).

Поскольку в режиме непрерывных токов дросселя $L \Delta I_L^2 / 12 \ll I_d^2$, выражение для потерь в IGBT-модуля можно представить в виде

$$\begin{aligned} P_{SVT} &= P_{SSVT} + P_{SWVT} = \\ &= U_{CESAT} I_{cb} \left[\frac{U_d}{U_{II}} \right]^{0,5} + f(E_{SW(on)} + E_{SW(off)}), \end{aligned} \quad (2)$$

где U_{CESAT} — напряжение насыщения IGBT-модуля во включенном состоянии; $E_{SW(on)}$ и $E_{SW(off)}$ — энергия потерь соответственно на включение и выключение IGBT-модуля, приходящаяся на один импульс.

Следует отметить, что в IGBT-модуле напряжение насыщения U_{CESAT} зависит от ряда факторов — тока коллектора I_c , температуры $p-n$ перехода T_j , напряжения на затворе U_{ge} , а энергия потерь при переключениях ($E_{SW(on)} + E_{SW(off)}$) — от напряжения U_{CES} на коллекторе в выключенном состоянии IGBT-модуля, тока коллектора I_c , сопротивления в цепи затвора R_g [15, 16]. На рис. 4 приведена построенная на основе справочных и экспериментальных данных зависимость статических потерь проводимости P_{SSVT} от сварочного тока I_{cb} при различных значениях γ ($\gamma = 0,2$ — характерно для области режимов ТИГ, $\gamma = 0,45$ — для сварки ММА и МИГ/МАГ) и температуры $p-n$ перехода T_j для IGBT-модуля типа CM400HA-12H (фирмы «Mitsubishi Electric»). Зависимость динамических потерь P_{SWVT} этого мо-

дуля от I_{cb} при различных значениях f показана на рис. 5.

Потери обратного диода P_{SVD} включают потери проводимости P_{SSVD} и потери при обратном восстановлении P_{CWVD} :

$$\begin{aligned} P_{SDV} &= P_{SSVD} + P_{SWVD} = U_f I_f + E_{VD(off)} f = \\ &= U_f I_{cb} \left[1 - \frac{U_d}{U_{II}} \right]^{0,5} + U_{II} Q_{RR} f = \\ &= U_f I_{cb} \left[1 - \frac{U_d}{U_{II}} \right]^{0,5} + U_{II} \left(\frac{I_{RRM} t_{RR}}{2} \right) f, \end{aligned} \quad (3)$$

где U_f — падение прямого напряжения на диоде; I_f — действующее значение прямого тока, протекающего через диод; $E_{VD(off)}$ — энергия потерь при восстановлении, приходящаяся на один импульс; Q_{RR} — заряд восстановления диода; I_{RRM} — пиковое значение обратного тока при восстановлении; t_{RR} — время обратного восстановления.

Прямое падение напряжения U_f зависит от прямого тока I_f , максимально допустимого значения обратного напряжения U_{RRM} и температуры $p-n$ перехода T_j ; пиковое значение обратного тока I_{RRM} — от I_f , U_{RRM} , T_j и скорости спада прямого тока di_f/dt при восстановлении, а в чопперах — еще и от сопротивления R_g в цепи затвора IGBT-модуля. Функцией di_f/dt и T_j является также время обратного восстановления t_{RR} . Расчеты показали, что при частоте преобразования до 30 кГц и применении быстродействующих диодов с $U_{RRM} \leq 400$ В, $t_{RR} \leq 200$ нс потери при обратном восстановлении P_{SWVD} ничтожно малы по сравнению с потерями проводимости P_{SSVD} (не более 2... 5%). Поэтому выражение (3) может быть представлено в виде

$$P_{SDV} \cong P_{SSVD} = U_f I_{cb} \left[1 - \frac{U_d}{U_{II}} \right]^{0,5}. \quad (4)$$

На рис. 6 приведена зависимость потерь проводимости от сварочного тока при различных значениях $(1 - \gamma)$ и температуры $p-n$ перехода для модуля SKMD202E (фирмы «Semikron»).

Следует заметить, что рассчитанные по выражениям (2)–(4) значения параметров носят оценочный характер и могут быть использованы для приближенного определения потерь с целью получения исходных данных для проектирования системы охлаждения модулей силового транзисторного ключа и обратного диода или чоппера и ориентировочного расчета теплового режима модулей [16]. В большинстве случаев фактические потери в IGBT-модуле несколько меньше расчетных. Это объясняется тем, что при расчете динамических потерь, преобладающих при $f > 10$ кГц (рис. 5), обычно используются регламентируемые значения энергии потерь $E_{SW(on)} + E_{SW(off)}$, которые отнесены к максимальному значению напряжения коллектор-эмиттер U_{CES} IGBT-модуля в закрытом состоянии. В регуляторах сварочного тока $U_{CE \max} < U_{CES}$ в 6... 10 раз, а следовательно, реальные значения $E_{SW(on)}$ и $E_{SW(off)}$ существенно меньше регламентируемых. Несколько меньше и фактические потери в обратном диоде, так как в реальных условиях $25 < T_j < 125^\circ\text{C}$, а регламентируемые

значения U_f , как правило, отнесены либо к $T_j = 25^\circ\text{C}$, либо к $T_j = 125^\circ\text{C}$. Из выражений (2)–(4) видно, что в регуляторе сварочного тока потери в силовом транзисторном ключе и обратном диоде зависят от напряжения на дуге U_d , которое в процессе сварки, особенно при сварке ММА и МИГ/МАГ, постоянно изменяется, что весьма затрудняет аналитическое определение потерь.

Более точно потери в силовых модулях могут быть определены прямым измерением температур T_c корпусов (базовых пластин) модулей. Значения T_c важны и для оценки соответствия энергетических режимов работы силовых модулей критерию надежности по тепловому режиму — максимально допустимому значению температуры чипов ($p-n$ структур) модулей $T_{j\max}$ (обычно $T_{j\max} = 125^\circ\text{C}$). Температура $p-n$ структур T_j и температура корпуса модуля T_c связаны известным уравнением:

$$T_j = T_c + P_s R_{th(j-c)},$$

где $R_{th(j-c)}$ — регламентированное значение теплового сопротивления $p-n$ переход–корпус.

На пределы регулирования сварочного тока, устойчивость и эластичность дуги, стабильность формирования сварного шва существенное влияние оказывают пульсации сварочного тока, которая определяется индуктивностью дросселя L . Для обеспечения режима непрерывного тока через дроссель конвертора понижающего типа необходимо выполнение условия [17]:

$$L_{гр} \leq R_{н\max}(1 - \gamma_{\min})/2f,$$

где $L_{гр}$ — граничное значение индуктивности дросселя, при котором еще обеспечивается режим непрерывности тока; $R_{н\max}$ — наибольшее значение сопротивления нагрузки конвертора; γ_{\min} — наименьшее значение коэффициента заполнения импульса.

Применительно к регулятору сварочного тока условие непрерывности тока через дроссель в более удобной форме может быть выражено как

$$L_{гр} \geq U_{d\max}(1 - U_{d\min}/U_{п\max})/2fI_{св\min}, \quad (5)$$

где $U_{d\max}$ и $U_{d\min}$ — соответственно наибольшее и наименьшее напряжение на дуге; $I_{св\min}$ — наименьшее значение сварочного тока в диапазоне его регулирования.

Условие непрерывности тока должно выполняться и при коротких замыканиях дугового промежутка, естественно, имеющих место как на стадии возбуждения дуги, так и в процессе сварки, особенно при сварке ММА и МИГ/МАГ. При этом $U_{d\min}$ стремится к нулю, а $(1 - U_{d\min}/U_{п\max})$ в выражении (5) — к единице. С учетом этого $L_{гр}$ можно представить в виде

$$L_{гр} > U_{d\max}/2fI_{св\min}. \quad (6)$$

В реальных регуляторах сварочного тока индуктивность дросселя L превышает расчетное значение $L_{гр}$ не менее чем в 2... 4 раза. Это объясняется стремлением оптимизировать пульсацию сварочного тока $\Delta I_{св} = \Delta I_L = (1 - \gamma)U_d/L_f$, ограничить

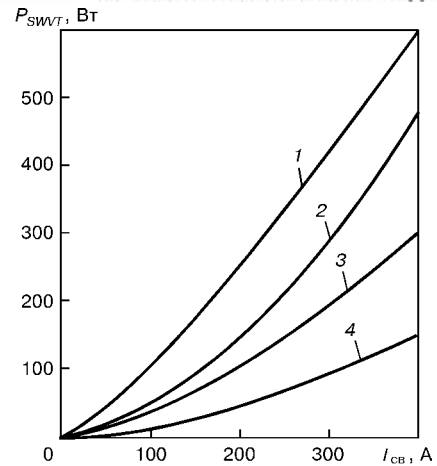


Рис. 5. Зависимость динамических потерь P_{SVVT} в IGBT-модуле от сварочного тока и частоты преобразования напряжения f при $U_{CE} = 15$ и 300 В, $T_j = 125^\circ\text{C}$: 1 — $f = 20$; 2 — 16; 3 — 10; 4 — 5 кГц

максимальные значения тока коллектора IGBT-модуля, прямого тока обратного диода и тока буферного конденсатора, а также уменьшить потери в сердечнике дросселя.

Ток I_L , обтекающий обмотку дросселя регулятора сварочного тока, как и в сглаживающих дросселях инверторных источников питания, имеет постоянную и переменную составляющие. В таких дросселях критерием выбора магнитного материала сердечника является значение индукции насыщения B_s , при этом масса и добротность дросселя практически не зависят от удельных потерь магнитного материала [17–19], поэтому в сердечниках сглаживающих дросселей и дросселей регуляторов сварочного тока при частотах пульсации $I_L \cong \cong 30$ кГц, как правило, используются электротехнические стали. В сравнении с сердечниками из других магнитных материалов (например, пермаллоя, феррита) сердечники из электротехнических сталей наиболее технологичны и экономичны. Кроме того, они обеспечивают высокую стабильность индуктивности дросселей в широком диапазоне температур (от -60 до $+120^\circ\text{C}$).

Общие потери в дросселе P_{SL} представляют собой сумму потерь в его магнитопроводе (сердечнике) P_m и джоулевых потерь в обмотке P_o . В свою очередь, потери P_m в сердечнике из электротехнической стали складываются из суммы потерь на гистерезис и потерь на вихревые токи P_v . Так как изменение магнитной индукции в сердечнике дросселя происходит по узким частным петлям гистерезиса, то потери на гистерезис пренебрежительно малы и их можно не учитывать [18, 19]. Потери на вихревые токи P_v могут быть определены по приведенной в работе [19] методике расчета дросселей, согласно которой

$$P_v = V_c(b_c U_L)^2/12\rho_c(\omega S_c)^2,$$

где V_c — объем сердечника; b_c — толщина листа электротехнической стали; U_L — действующее напряжение на дросселе; ρ_c — удельное электрическое сопротивление электротехнической стали; ω — количество витков обмотки дросселя; S_c — активная площадь поперечного сечения сердечника.

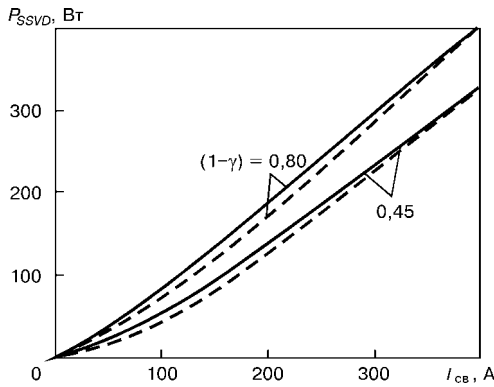


Рис. 6. Зависимость мощности потерь проводимости P_{SSVD} в обратном диоде от сварочного тока при $U_{REM} = 300$ В (остальные обозначения см. на рис. 4)

В конвертере понижающего типа $U_L = (U_{II} - U_d)\gamma = U_d(1 - \gamma)$ выражение для определения P_B может быть следующим:

$$P_B = V_c [b_c U_d (1 - \gamma)]^2 / 12 \rho_c (\omega S_c)^2 = V_c [b_c U_d (1 - U_d / U_{II})]^2 / 12 \rho_c (\omega S_c)^2. \quad (7)$$

Расчеты, выполненные по методике [19] с учетом (7), показывают, что при обычных для дросселей регуляторов сварочного тока $L \leq 250$ мкГн, $V_c \leq 2,8 \cdot 10^{-4}$ м³, $S_c \leq 1,6 \cdot 10^{-3}$ м², $\omega = 18 \dots 25$ витков потери на вихревые токи P_B не превышают 1,4 Вт при $b_c = 0,35$ мм и 3 Вт при $b_c = 0,5$ мм. Это дает возможность применять для сердечников дросселей листы из холоднокатаной анизотропной электротехнической стали (например, марок 3411, 3412, 3413, 3414), имеющей невысокую стоимость.

Джоулевые потери в обмотке определяются с помощью выражения:

$$P_o = I_L^2 R_o = I_{CB}^2 R_o, \quad (8)$$

где R_o — активное сопротивление обмотки дросселя, которое рассчитывается по формуле

$$R_o = \rho_o \omega l_{cp.v} / S_{np} = \rho_o \omega l_{cp.v} j_d / I_{CB},$$

где ρ_o — удельное электрическое сопротивление провода обмотки; $l_{cp.v}$ — средняя длина витка обмотки; S_{np} — площадь поперечного сечения провода обмотки; j_d — плотность тока в проводе обмотки.

Плотность тока рассчитывается по известным методикам [17, 18], при этом критерием расчета является допустимый перегрев. В большинстве случаев $j_d = 2,5 \dots 5,0$ А/мм² (в зависимости от верхнего значения диапазона регулирования сварочного тока), а джоулевые потери $P_o = 50 \dots 120$ Вт. С учетом того, что $P_o \gg P_B$, потери в дросселе можно считать $P_{SL} \cong P_o$.

Потери в силовой части регулятора включают и потери в элементах входной цепи — буферном конденсаторе C и тиристоре VS (см. рис. 1). Буферный конденсатор C совмещает функции сглаживающего фильтра и накопителя энергии. Необходимость в сглаживающем фильтре в основном обусловлена индуктивным характером импеданса цепи питания регулятора, что имеет место как в МСС, так и во вторичных цепях однопостовых

сварочных выпрямителей. Требования же к допустимому уровню пульсаций не являются жесткими — их уровень лимитируется лишь амплитудой переменной составляющей напряжения, допустимой для выбранного конденсатора [20]. К тому же в многопостовых выпрямителях (как и в большинстве промышленных однопостовых сварочных выпрямителей) используются трехфазная мостовая или шестифазные (двойная трехфазная с уравнильным реактором, кольцевая и др.) схемы выпрямления, обеспечивающие и без сглаживающего фильтра пульсации с максимальным размахом не более 12 % среднего значения выпрямленного напряжения. Тем не менее, выбор конденсатора для использования его в качестве буферного имеет свои особенности, вытекающие из специфики его работы как накопителя энергии, что требует применения электролитических (как правило, алюминиевых) конденсаторов большой емкости. Параметры электролитических конденсаторов главным образом зависят от частоты и температуры. Допустимая нагрузка электролитических конденсаторов определяется их нагревом и ограничивается температурой наиболее нагретой точки конденсатора T_h , определяемой соотношением [21]

$$T_h = T_a + P_{SBC} R_{th} = T_a + (I_{BC}^2 R_{ESR}) R_{th},$$

где T_a — температура окружающей среды; P_{SBC} — рассеиваемая в конденсаторе мощность потерь; R_{th} — обобщенное гармоническое сопротивление конденсатора; I_{BC} — действующее значение тока конденсатора; R_{ESR} — эквивалентное активное сопротивление конденсатора в последовательной схеме его замещения.

Поскольку в конвертере понижающего типа для интервала включенного состояния силового транзисторного ключа справедливо соотношение $i_{BC} = i_L - I_{п.ср}$ (здесь i_{BC} — мгновенное значение тока буферного конденсатора; i_L — ток дросселя; $I_{п.ср}$ — среднее значение тока, потребляемого конвертером), то действующее значение тока буферного конденсатора будет составлять

$$I_{BC} = [1/T \int_0^{\gamma T} i_{BC}(t)^2 dt]^{0,5} = [1/T \int_0^{\gamma T} (i_L - I_{п.ср})^2 dt]^{0,5} = [\gamma(1 - \gamma) I_{CB}]^{0,5}, \quad (9)$$

а среднее значение переменной составляющей тока буферного конденсатора равно

$$I_{BC\text{cp}} = 1/T \int_0^{\gamma T} i_{BC}(t) dt = \gamma(1 - \gamma) I_{CB}. \quad (10)$$

При дуговой сварке в большинстве случаев $0,18 \leq \gamma \leq 0,50$, в силу чего составляющая $(\gamma)^{0,5}(1 - \gamma)$ в выражении (9) с достаточной для практических расчетов точностью может быть принята равной 0,365. Это позволяет расчетное значение рассеиваемой в буферном конденсаторе мощности потерь определить с погрешностью не более 10 % по приближенной формуле



$$P_{SBC} \approx 0,1332I_{cb}^2 R_{ESR}. \quad (11)$$

Изменение напряжения (размах пульсаций) на буферном конденсаторе ΔU_{BC} относительно среднего значения напряжения на конденсаторе U_{Π_0} можно определить из выражения

$$\begin{aligned} \Delta U_{DC} &= 2\Delta Q / C_b = \\ &= 2[1/C_b \int_0^T i_{BC}(t)dt] = 2\gamma(1 - \gamma)I_{cb} / C_b f, \end{aligned} \quad (12)$$

где ΔQ — количество электричества, запасенного буферным конденсатором при заряде и равно количеству электричества при его разряде; C_b — емкость буферного конденсатора.

С учетом (12) коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторе составляет

$$\begin{aligned} k_{\Pi} &= \Delta U_{BC} / U_{\Pi_0} = 2\gamma(1 - \gamma)I_{cb} / C_b f U_{\Pi_0} = \\ &= 2\gamma^2(1 - \gamma)I_{cb} / C_b f U_{\Delta}. \end{aligned} \quad (13)$$

Анализ выражений (12) и (13) и справочных данных по параметрам электролитических конденсаторов показал, что при $I_{cb} \leq 400$ А и $\gamma \leq 0,5$ для обеспечения уровня пульсаций напряжения, не превышающего допустимый, достаточна емкость буферного конденсатора не более $27 \cdot 10^3$ мкФ. Однако в реальных регуляторах сварочного тока она в 1,2... 2,5 раза больше расчетных значений, что вызвано необходимостью выполнения требований по максимально допустимым значениям длительно протекающего через конденсатор тока и температуры наиболее нагретой точки конденсатора. Наилучшим сочетанием параметров для применения в качестве буферных обладают конденсаторы, изготавливаемые фирмами «Evox Rifa», «Philips», «ВНС Aerovox», ОАО «Элеконд».

На рис. 7 показаны кривые зависимости мощности потерь в конденсаторе РЕН200РТ533ОМ емкостью $33 \cdot 10^3$ мкФ от сварочного тока и температуры окружающей среды, полученные по данным фирмы «Evox Rifa» [22] с учетом (11).

Ограничение амплитуды тока заряда разряженного буферного конденсатора осуществляется путем его «мягкого» заряда с помощью цепочки, содержащей диод $VD1$ и токоограничивающий резистор R (см. рис. 1), который по окончании заряда шунтируется тиристором VS . В установившемся режиме тиристор VS выполняет роль отсекающего диода, наличие которого практически исключает взаимное влияние входных цепей регуляторов друг на друга при их одновременной работе. Потеря мощности на тиристоре VS может быть определена из выражения

$$P_{SVS} = U_{FVS} I_{TVS} = U_{FVS} \gamma I_{cb} = U_{FVS} (U_{\Delta} / U_{\Pi_0}) I_{cb}, \quad (14)$$

где U_{FVS} — падение прямого напряжения на тиристоре; I_{TVS} — прямой ток, протекающий через тиристор.

Общие потери мощности P_{TOT} в регуляторе сварочного тока представляют собой сумму потерь

во всех его узлах. С учетом (1), (2), (4), (8), (9) и (14)

$$\begin{aligned} P_{TOT} &= f(0,5C_s U_{\Pi}^2 + E_{SW(on)} + E_{SW(off)} + \\ &+ I_{cb}(U_{CE}[\gamma]^{0,5} + U_f[1 - \gamma]^{0,5} + \gamma U_{FVS}) + \\ &+ I_{cb}^2[R_0 + \gamma(1 - \gamma)^2 R_{ESR}] + P_{CS}, \end{aligned} \quad (15)$$

где P_{CS} — мощность, потребляемая системой управления регулятора.

Отсюда выражение для определения КПД регулятора сварочного тока может быть представлено в виде

$$\begin{aligned} \eta &= U_{\Delta} I_{cb} / f(0,5C_s U_{\Pi}^2 + E_{SW(on)} + E_{SW(off)}) + \\ &+ I_{cb}[U_{\Delta} + (\frac{U_{\Delta}}{U_{\Pi}})^{0,5} U_{CE} + (1 - \frac{U_{\Delta}}{U_{\Pi}})^{0,5}] U_f + \\ &+ \frac{U_{\Delta}}{U_{\Pi}} U_{FVS} + I_{cb}^2[R_0 + \frac{U_{\Delta}}{U_{\Pi}}(1 - \frac{U_{\Delta}}{U_{\Pi}})^2 R_{ESR}] + P_{CS}. \end{aligned} \quad (16)$$

Из (16) видно, что одним из факторов, влияющих на КПД регулятора, является частота преобразования. В диапазоне частот 10... 20 кГц на потери, связанные с частотой преобразования, приходится 20... 45 % общих потерь в регуляторе. С учетом этого в регуляторах сварочного тока, выполненных с использованием IGBT-модулей, обычно $f = 16... 18$ кГц, при этом реально достижимые значения КПД составляют 84... 90 %, а общий КПД МСС (без учета потерь в магистральных шинопроводах) — 75... 81 %.

Сварочно-технологические свойства регуляторов сварочного тока главным образом определяются структурой и характеристиками их систем управления (СУ).

Основной частью СУ является тракт регулирования, включающий (см. рис. 1) ШИМ, контроллер цикла сварки, датчик сварочного тока и датчик напряжения сварки. Последний в состав тракта регулирования входит преимущественно в случаях сварки ММА и МИГ/МАГ. По конфигурации, функциональному назначению отдельных узлов и схемотехнике тракт регулирования аналогичен основной части СУ инверторных источников питания, в которых как способ импульсного регулирования используется ШИМ. Предпочтительность применения ШИМ в регуляторах сва-

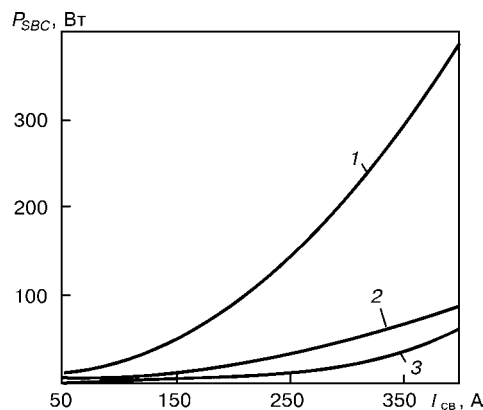


Рис. 7. Зависимость мощности активных потерь в буферном конденсаторе P_{SBC} от сварочного тока при $f = 16$ кГц и $R_{ESR} = 4$ мОм (при $T = 20^\circ\text{C}$); 1, 2 — $T_a = 20$; 3 — 50°C



рочного тока обусловлена тем, что в конверторах с ШИМ частота переключений силового транзисторного ключа, а следовательно, частота пульсаций тока нагрузки, в процессе регулирования неизменна, при этом размах пульсаций, определяемый индуктивностью дросселя, может быть сколь угодно мал [17, 23, 24]. Это дает возможность не только оптимизировать параметры дросселя и буферного конденсатора, но и обеспечить предпосылки как для эффективного возбуждения дуги в начальной стадии процесса сварки, так и для поддержания устойчивого дугового разряда при низких значениях сварочного тока, что особенно важно в случае ТИГ.

Контроллер цикла сварки формирует все необходимые временные интервалы и сигналы задания параметров ВАХ регулятора, соответствующие каждой стадии процесса сварки, а также в случаях сварки ТИГ и МИГ/МАГ сигналы управления подачей защитного газа.

При сварке ММА и МИГ/МАГ (см. рис. 1, а) с датчиков ДТ и ДН на информационные входы контроллера поступают сигналы, пропорциональные току и напряжению сварки. В результате обработки и преобразования этих сигналов и сигнала установки сварочного тока в контроллере вырабатывается сигнал задания сварочного тока, соответствующего текущей стадии плавления или переноса электродного металла. В окончательно сформированном виде сигнал задания сварочного тока с выхода контроллера подается на управляющий вход ШИМ, информационный вход которого соединен с датчиком сварочного тока.

Обеспечение в регуляторах для ТИГ вертикальных («штыховых») ВАХ достигается с помощью глубокой отрицательной обратной связи по току (см. рис. 1, б). В этом случае с выхода контроллера на управляющий вход ШИМ поступает сигнал, пропорциональный сигналу установки сварочного тока, а на информационный вход — сигнал обратной связи по току.

Помимо узлов тракта регулирования, в состав СУ регуляторов входят блок ввода и блок питания. Блок ввода контролирует процесс «мягкого» заряда буферного конденсатора С, формирует импульсы управления тиристором VS и обеспечивает защиту регулятора от нарушения полярности входного напряжения и недопустимых его значений. Кроме того, блок ввода содержит исполнительные элементы узлов СУ, обеспечивающих защиту регулятора от перегрузок по току в сварочной цепи, перегрева силовых полупроводниковых приборов, а при сварке ММА и МИГ/МАГ — и от коротких замыканий в нагрузке, продолжительность которых превышает заданные значения. При срабатывании исполнительных элементов защиты силовая часть регулятора обесточивается с помощью входного коммутирующего устройства КМ —, например, контактора.

Функциональные узлы СУ, в частности, контроллер цикла сварки и ШИМ, могут быть выполнены на аналоговой или цифровой базе, в том числе и с применением микропроцессоров [25]. Детальное рассмотрение СУ и ее узлов выходит за рамки настоящей статьи. Анализ и схемотехнике СУ в высокочастотных преобразователях посвящен ряд работ, в том числе обзорных [12, 14]. Необходимо отметить, что регуляторы сварочного тока с приведенными на рис. 1 структурами СУ обеспечивают следующее: высокое быстродействие тракта регулирования; формирование оптимизированных статических и динамических ВАХ во всем диапазоне регулирования сварочного тока; надежное возбуждение дуги и устойчивое ее горение во всех пространственных положениях и во всем технологически обоснованном диапазоне длины дуги; благоприятный перенос электродного металла (при сварке ММА и МИГ/МАГ); реализацию заданного цикла сварки и его элементов (плавное нарастание и плавный спад сварочного тока в начальной и завершающей стадиях процесса сварки при сварке ТИГ, «горячий» старт при ММА и т. п.); стабильность заданных параметров режима сварки при внесении внешних возмущений; возможность осуществления режимов сварки модулированным током.

Большинством отмеченных выше сварочно-технологических свойств обладают и разработанные в ИЭС им. Е. О. Патона регуляторы сварочного тока РДГ-166УЗ.1 (для сварки ТИГ) и РДЭ-206УЗ.1 (для сварки ММА), что подтверждается опытом их промышленной эксплуатации, в частности на объектах атомной энергетики. Применение регулятора РДГ-166УЗ.1 позволило значительно повысить качество формирования швов, особенно корневых, при сварке с присадочной проволокой и без нее (преимущественно с использованием режимов модулированного тока) неповоротных стыков с V- и U-образной разделкой кромок трубопроводов и арматуры основного оборудования энергоблоков АЭС, практически устранить образование «утяжин» при сварке трубопроводов из аустенитных сталей, уменьшить тепловложение в основной металл. При сварке ММА с применением регуляторов РДЭ-206УЗ.1 обеспечивается мелкокапельный перенос электродного металла, качественное формирование шва при сварке короткой и предельно короткой дугой электродами с любым типом покрытия. Значительно облегчается сварка аустенитными электродами и электродами, предназначенными для сварки разнородных сталей. При сварке ММА модулированным током на

Сравнительные характеристики нагрузочных способностей многопостовых выпрямителей

Параметр	ВДМ-1001	ВДМ-1601	ВМГ-5000
Номинальный сварочный ток выпрямителя, А	1000	1600	5000
Номинальное рабочее напряжение, В	60	60	60
Первичная мощность, кВт·А	74	120	317
Количество постов ММА/ТИГ:			
в варианте балластных реостатов	10/10	16/16	50/50
в варианте электронных регуляторов сварочного тока	18/27	28/44	90/140



25...40 % повышается производительность сварки в положениях, отличных от нижнего, измельчается первичное зерно металла шва, улучшаются механические свойства сварных соединений, облегчается выполнение корня шва, в том числе при сварке с увеличенным зазором, при этом достигается качественное формирование обратного валика.

Реализация преимуществ МСС с электронными регуляторами сварочного тока может быть осуществлена двумя путями. Один из них предусматривает оптимизацию мощности и рабочего напряжения многопостового выпрямителя, а также сечения магистральных (радиальных) шинпроводов в зависимости от заданного числа сварочных постов, другой — повышение эффективности использования находящихся в эксплуатации многопостовых выпрямителей.

В таблице приведены сравнительные характеристики нагрузочной способности наиболее распространенных многопостовых выпрямителей с использованием балластных реостатов и электронных регуляторов сварочного тока, при этом ток сварочного поста принят равным 200 А, продолжительность нагрузки составляет 60 %, коэффициент одновременности работы постов $K_0 = 0,65$.

Оснащение действующих МСС электронными регуляторами сварочного тока позволяет не только увеличить число одновременно работающих сварочных постов, но и значительно (в 1,8...2,7 раза) уменьшить сечение проводов, соединяющих каждый сварочный пост с магистральным шинпроводом. Наиболее ощутимый выигрыш в массе соединительных проводов может быть получен при радиальной схеме МСС.

Выводы

1. По показателям энергопотребления и материалоемкости МСС с электронными регуляторами отвечают современным требованиям к сварочному оборудованию в части энерго- и ресурсосбережения.

2. Многопостовые сварочные системы с электронными регуляторами отличаются такими же сварочно-технологическими характеристиками, что и высококачественные однопостовые источники питания инверторного типа.

3. Расширение промышленного применения МСС с электронными регуляторами сварочного тока существенно улучшит технико-экономические показатели сварочного производства в различных отраслях индустрии.

1. Лебедев В. К., Медведенко Н. П., Заруба И. И. Исследование многопостовых систем питания для сварки в углекислом газе // Автомат. сварка. — 1967. — № 10. — С. 40–44.
2. Лебедев В. К., Заруба И. И., Андреев В. В. Централизованное питание постов током при сварке в углекислом газе // Там же. — 1973. — № 3. — С. 62–64.

It is shown that the main drawback of ballast variable resistor-based multi-post systems, consisting in an increased power consumption, can be avoided by replacing them with electronic current controllers based on power transistorised keys of the third and fourth generations. The main point of such circuits is a welding current converter based on a pulse-width modulator with extended functional capabilities of welding-technological properties.

3. Бункин П. Я., Доуской А. В. Многопостовые сварочные системы. — Л.: Судостроение, 1985. — 228 с.
4. Экономическая эффективность многопостовой сварки в углекислом газе / Б. Т. Кошкарёв, К. А. Милованов, В. Г. Лосев и др. // Свароч. пр-во. — 1974. — № 2. — С. 38–40.
5. Оборудование для дуговой сварки. Справ. пособие / Под ред. В. В. Смирнова. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 656 с.
6. А. с. 274280 СССР, МКИ³ В 23 К 9/00. Многопостовая система питания для электродуговой сварки / В. К. Лебедев, И. И. Заруба, Н. П. Медведенко и др. — Опубл. 24.06.70; Бюл. № 21.
7. Андреев В. В., Заруба И. И., Зислин Г. С. Выбор напряжения холостого хода многопостовых систем // Автомат. сварка. — 1987. — № 10. — С. 61–64.
8. Нелинейные регуляторы режима сварки в СО₂ при многопостовой системе питания / И. И. Заруба, М. Н. Сидоренко, В. П. Баргамен и др. // Там же. — 1983. — № 3. — С. 66–69.
9. А. с. 206777 СССР, МКИ³ В 23 К 9/00. Устройство для регулирования сварочного тока / В. Г. Оселедько, Б. А. Каганский. — Опубл. 08.12.67; Бюл. № 1.
10. Регулирование режимов механизированной сварки в СО₂ при использовании многопостовых источников тока / Ю. И. Дравович, А. В. Лебедев, В. В. Краченко и др. // Автомат. сварка. — 1987. — № 10. — С. 70–71.
11. Патон Б. Е., Лебедев А. В. Управление плавлением и переносом электродного металла при сварке в углекислом газе // Там же. — 1988. — № 11. — С. 1–5.
12. Гладков Э. А., Фетисов Г. П., Сипельников Н. Г. Совершенствование управления процессами дуговой сварки на базе высокочастотных преобразователей энергии (Обзор) // Свароч. пр-во. — 1984. — № 3. — С. 13–16.
13. Артемюк М. Е., Криштафович И. А., Сипица И. З. Современные методы анализа энергетических процессов в транзисторных преобразователях напряжения. — Киев, 1991. — 53 с. — (Препр. Ин-т электродинамики АН УССР; № 688).
14. Схемотехника инверторных источников питания дуговой сварки: Учеб. пособие / Е. Н. Верецагин, В. Ф. Квасницкий, Л. Н. Мирошниченко, И. В. Пентегов. — Николаев: УГМТУ, 2000. — 283 с.
15. Силовые полупроводниковые приборы / Под ред. В. В. Токарева. — Воронеж: Элист, 1995. — 662 с.
16. Руководство по применению биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и «разумных» силовых модулей (IPM) третьего поколения / Под ред. В. А. Павловского. — Препр. — Киев, 1997. — 143 с.
17. Моин В. В., Лантев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1972. — 512 с.
18. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания / А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Я. А. Сергеева. — М.: Радио и связь, 1988. — 176 с.
19. Методика расчета дросселей входного и выходного фильтров сварочных инверторных источников питания при использовании стандартных магнитопроводов / И. В. Пентегов, С. Н. Мещеряк, М. В. Турты, С. В. Рымар // Автомат. сварка. — 1997. — № 4. — С. 34–39.
20. Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. — М.: Радио и связь, 1987. — 160 с.
21. Ануфриев Ю. А., Гусев В. Н., Смирнов В. Ф. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. — М.: Энергия, 1976. — 224 с.
22. Electrolytic capacitors: Production catalog / Evox Rifa. — 1999–2000. — 81 p.
23. Power Supplies // Electronic Ing. — 1986. — 60, № 733. — P. 52–58.
24. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.
25. Welding equipment: Production catalog / Bester SA. — Bielan, 2000. — 16 p.

Поступила в редакцию 21.05.2002