

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА БАЗЕ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Е. Н. ВЕРЕЩАГО, канд. техн. наук, **В. И. КОСТЮЧЕНКО**, асп.
(Нац. ун-т кораблестроения имени адмирала Макарова, г. Николаев)

Приведен обобщающий анализ, описан опыт разработки и применения перспективных резонансных источников питания для дуговой сварки и родственных процессов. Показаны примеры создания на их базе специальных систем электропитания с уменьшенным уровнем высокочастотных помех и повышенной надежности.

Ключевые слова: система электропитания, дуговая сварка, источники питания, воздушно-плазменная резка, резонансные топологии

Производство полупроводниковых преобразователей электрической энергии — основных функциональных узлов источников электропитания для сварки и родственных процессов и технологий — развивается по пути миниатюризации, повышения КПД и надежности, уменьшения их влияния на питающую сеть, снижения стоимости и т. д. Для решения указанных проблем используется современная отечественная и зарубежная электронная база и новые магнитные материалы, применяются новые электрические схемы и техника сложения мощностей. Перспективные электрические схемы обеспечивают повышение частоты преобразования, без чего невозможно увеличить удельную мощность источника электропитания.

В традиционных схемах высокочастотных преобразователей с прямоугольной формой напряжения и тока для оптимального использования частотных свойств элементов, обеспечения электромагнитной совместимости с питающей сетью, защиты полупроводниковых приборов от перенапряжения и вторичного пробоя, снижения коммутационных потерь мощности и помех, создаваемых источниками питания (ИП), эти проблемы решали путем формирования благоприятной траектории переключения транзисторов и диодов. Диссипативные формирующие цепи, обеспечивая задержку между спадом напряжения и фронтом тока транзистора при включении и спадом тока и фронтом напряжения при его выключении, значительно снижают коммутационные потери мощности в транзисторах. Вместе с тем их использование имеет и ряд недостатков. Во-первых, формирование траектории переключений сопровождается накоплением энергии в реактивных элементах, которая затем выделяется в виде тепла на дополнительных резисторах. Во-вторых, их

введение ограничивает допустимые значения коэффициента использования транзистора по току и напряжению, а форма тока через транзистор остается практически прямоугольной. Следовательно, сохраняются все связанные с этим недостатки: высокий уровень электромагнитных помех, перенапряжения на полупроводниковых приборах и т. п.

Альтернативой может быть использование резонансных топологий [1–4]. Этот вариант импульсных ИП используется в приложениях, от которых требуется высокая надежность, минимальная масса и наименьшие размеры, высокий КПД, и, что самое важное, пониженный уровень излучаемого шума (помех). Резонансные преобразователи (РП) основаны на схемах традиционных высокочастотных преобразователей напряжения, в которые введены резонансные контуры (РК), образованные дополнительными или паразитными реактивными элементами [1–4]. Поскольку либо ток, либо напряжение на ключе за время переключения близки к нулевому значению, устраняются потери на включение или выключение, а для некоторых режимов и схем устраняются оба вида потерь — на включение и выключение. Поэтому РП могут работать на значительно более высоких частотах, чем обычные ШИМ-преобразователи.

РП можно разделить на следующие группы: с последовательным РК и нагрузкой, включенной последовательно или параллельно элементам РК; квазирезонансные; класса E; с мягким переключением. В таблице приведены результаты сравнения некоторых топологий импульсных ИП, которые позволяют принять компромиссное решение в отношении выбора подходящей технологии проектируемого ИП.

На кафедре сварочного производства Национального университета кораблестроения большое внимание уделяется совершенствованию принципов построения ИП для дуговой нагрузки. В данной статье приведены описания устройств, в процессе проектирования которых авторы принимали участие, а технические характеристики разрабо-

Результаты сравнения некоторых топологий импульсных ИП

Тип импульсных ИП	Стоимость	Масса	RF-шум	EMI-помехи	КПД, %
Импульсный стабилизатор с ШИМ	Высокая	Небольшая	Высокий	Высокие	70–80
Резонансный преобразователь	» »	» »	Средний	Средние	78...92
Квазирезонансный преобразователь	» »	» »	» »	» »	78...92

танных дают определенные представления об основных показателях, достижимых для данного класса полупроводниковых преобразователей энергии.

Источник электропитания сварочной дуги на основе ПНН-схемы. Разработан функционально законченный блок универсального профессионального инверторного сварочного аппарата для дуговой сварки стальных материалов толщиной от 0,5 до 10 мм, а при наличии специальных аксессуаров и материалов — для аргонодуговой сварки нержавеющей стали и медных сплавов. Аппарат может использоваться в составе сварочных автоматов и полуавтоматов, возможна его интеграция в роботизированные, автоматизированные и механизированные комплексы и устройства. Хорошо отработанный блок упрощает конструирование многомодульных ИП. Внешний вид источника электропитания для дуговой сварки представлен на рис. 1.

Основные технические характеристики автономного однофазного модуля (напряжение холостого хода 90 В, потери на холостом ходе не более 10 Вт, диапазон наружной температуры от -20 до 40 °С, диапазон частот 25...150 кГц.):

- Напряжение сети, В220 (+10%; -15%)
- Напряжение холостого хода, В не более90
- Диапазон плавного регулирования: выходного тока, А20...160
- выходного напряжения, В19...26
- Продолжительность включения (ПВ), %60
- Потребляемая мощность, кВт, не более 6



Рис. 1. Внешний вид ИП для дуговой сварки

- КПД при номинальной мощности, %90
- cos φ0,85
- Режим работыTIG/MAG/MMA
- Диаметр плавящегося электрода, мм1,5...3,25
- Проволока, диаметром, мм0,6...1,0
- Габаритные размеры, мм, не более400×180×280
- Масса, кг, не более8,5

Основу источника составляет квазирезонансный преобразователь с «мягким» переключением с частотным способом регулирования выходной мощности в инверторе, обеспечивающий высокие показатели по КПД, коэффициенту мощности, надежности и уровню импульсных помех [1].

В качестве силовых ключей используют высоковольтные МОП — транзисторы новой серии L, отвечающие целому ряду дополнительных требований для обеспечения надежной работы ПНН-преобразователей, выпускаемые фирмой «International Rectifier».

Упрощенная электрическая схема одной из предлагаемых структур для питания дуговой нагрузки, основанной на использовании мостового инвертора ПНН-типа, изображена на рис. 2.

Силовая часть квазирезонансного преобразователя напряжения с дросселем переменного тока формирует выходное напряжение в соответствии с выражением [1]:

$$U_{0*} - I_{H*}r_{\partial*} = U_{1*}'\gamma - 4L_k f_* I_{H*} - U_{1*}'t_{rr} f_* - I_{H*}r_* \quad (1)$$

где $U_{0*} = U_0/U_{H0}$; $I_{H*} = I_H/I_{H0}$; $f_* = f/f_0$; $L_{k*} = L_k f_0/R_{H0}$; U_{H0} , R_{H0} — базовые (номинальные) напряжение и эквивалентное сопротивление нагрузки, соответствующее режиму работы с номинальным током нагрузки I_{H0} ; f_0 — базовое значение частоты модуляции; $R_{H0} = U_{H0}/I_{H0}$; $U_{1*} = U_1/U_{H0} = nU_1/U_{H0}$ — относительное (нормализованное) входное напряжение, приведенное ко вторичной обмотке.

Внутреннее сопротивление источника, приведенное к выходу инвертора, определяется выражением

$$R_L = 2L_k/T,$$

где T — период следования импульсов; L_k — индуктивность.

Очевидно, что чем выше частота источника ω , чем больше индуктивность L_k , тем более крутым является наклон выходной характеристики

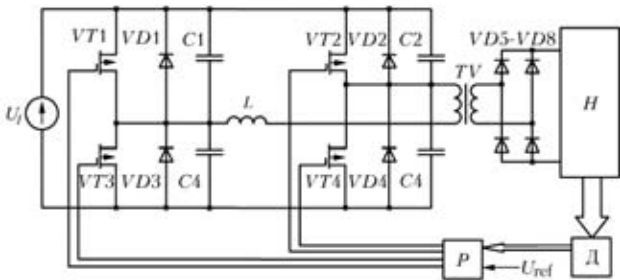


Рис. 2. Схема преобразователя частоты с квазирезонансным инвертором (H — нагрузка; D — датчики; P — регулятор, U_{ref} — опорное напряжение)

и тем сильнее она отличается от характеристики идеального преобразователя.

В реальной схеме сопротивление r_{Π} возрастает из-за сопротивлений диодов, ключей и сопротивления меди обмоток трансформатора и дросселя. Стабилизация выходного тока I_H в стабилизаторе при дестабилизирующих возмущениях входного напряжения U_1 , напряжения на дуге U_0 , температуры и т. п., осуществляется изменением частоты преобразования.

Изменение частоты осуществляется в соответствии с управляющим воздействием [3]

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_{\max} \bar{U}_*(t), \tag{2}$$

где $\Delta\omega_{\max} = 2\pi\Delta f_{\max}$ — максимальное отклонение частоты при модуляции (девиация частоты);

$\bar{U}_*(t)$ — нормированный входной управляющий сигнал, равный $U(t)/U_{\max}$; U_{\max} — максимальное значение входного сигнала.

Максимальный уровень тока на выходе будет получен при $\omega_{\min} = \omega_0$, а минимальный при $\omega_{\max} = \omega_0 + \Delta\omega_{\max}$. Диапазон регулирования D частоты модуляции в этом случае определяется выражением

$$D = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}$$

Разделив левую и правую части выражения (2) на ω_0 , получаем

$$\frac{\omega(t)}{\omega_0} = \frac{\omega_0}{\omega_0} + \left(\frac{\omega_{\max}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0} \right) U_*(t).$$

Отсюда

$$\omega(t) = \omega_0 [1 + (D - 1)U_*(t)].$$

В установившемся режиме частота модуляции f и значение входного сигнала ($u = U$) связаны между собой линейной зависимостью

$$f = f_0 + k_M k_Y U = f_0 + k_M k_D k_Y (I_H - I_3), \tag{3}$$

где k_M, k_D, k_Y — коэффициенты передачи генератора управляемого напряжением (частотного модулятора), датчика тока и устройства управления соответственно; I_3 — ток задания.

В установившемся режиме ток задания ($i_3 = I_3$) равен начальному току нагрузки:

$$I_3 = I_{H0}.$$

В относительных величинах уравнение (3) имеет вид

$$\begin{aligned} f_* &= 1 + \frac{k_M k_Y U_{\max}}{f_0} U_* = 1 + \frac{k_M k_D k_Y I_{H0}}{f_0} (I_{H*} - I_{3*}) = \\ &= 1 + \frac{(D - 1)k_Y k_D I_{H0}}{U_{\max}} (I_{H*} - I_{3*}), \end{aligned} \tag{4}$$

где $k_M = f_0(D - 1)/U_{\max}$.

Подставив выражение (4) в (1), получим соотношение, определяющее выходной ток стабилизатора с замкнутой цепью обратной связи:

$$I_{H*}^2 - I_{3*} I_{H*} + \frac{r_* - r_{d*} + 4L_{k*}}{a} I_{H*} - \frac{U'_{1*}\gamma - U_{0*}}{a} = 0, \tag{5}$$

где $a = 4L_{k*} \frac{k_M k_Y k_D I_{H0}}{f_0}$.

Ток нагрузки определяем как положительный корень выражения (5)

$$\begin{aligned} I_{H*} &= \frac{I_{3*} + \frac{r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}{a}}{2} + \sqrt{\left(\left(I_{3*} + \frac{r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}{a} \right) / 2 \right)^2 +} \\ &+ \frac{U'_{1*}\gamma - U_{0*}}{a}. \end{aligned}$$

Аппроксимируя выражение (5) двумя первыми членами степенного ряда, получаем

$$I_{H*} = I_{3*} + \frac{r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}{a} + \frac{U'_{1*}\gamma - U_{0*}}{I_{3*} a + r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}, \tag{6}$$

где условие сходимости ряда

$$\left| \frac{U'_{1*}\gamma - U_{0*}}{a} \right| \leq \left(I_{3*} + \frac{r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}{a} \right)^2.$$

Статическая погрешность регулирования $\Delta_{ст}$ тока стабилизатора, силовая цепь которого выполнена по схеме рис. 2, имеет вид

$$\begin{aligned} \Delta_{ст} &= |I_{3*} - I_{H*}| = \frac{r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}{a} + \\ &+ \frac{U'_{1*}\gamma - U_{0*}}{I_{3*} a + r_{d*} - r_* - 4L_{k*}}. \end{aligned} \tag{7}$$

Как видно из выражений (6), (7), точность поддержания тока нагрузки увеличивается с возрастанием коэффициентов k_M передачи частотного модулятора и k_Y передачи усилителя. При $k_M k_Y = \infty$ статическая погрешность регулирования равна нулю. При конечном значении $k_M k_Y$ на точность поддержания тока оказывает влияние, например, значение напряжения на дуге. Погрешность регулирования увеличивается с уменьшением U_0 , а также с уменьшением индуктивности L_{k^*} , тока I_{3^*} и напряжения на нагрузке U_{H^*} .

Из выражения (7) следует, что в компенсационном стабилизаторе изменения значения любого параметра, определяющего I_{H^*} в том числе и напряжения U_0 , приводит к неустойчивости выходного тока. Для оценки влияния этих изменений воспользуемся чувствительностью выходного тока к изменению любого из параметров P (параметр, входящий в управление регулировочной характеристики или описывающий работу частотного модулятора) в стабилизаторе, например $(\partial I_H / \partial P)_0$. Тогда суммарное изменение выходного тока ΔI_H при совокупном воздействии дестабилизирующих факторов определится выражением

$$(\Delta I_H)_0 = \sum_{\Pi} (\partial I_H / \partial P)_0 \Delta P / (r_{\partial^*} - r_* - 4L_{k^*} - 2aI_{H^*}^0 + aI_{3^*}^0), \quad (8)$$

Из формулы (8) следует, что для уменьшения вынужденной (установившейся) составляющей ошибки необходимо увеличивать $k_Y k_M$. Однако при повышении $k_Y k_M$ уменьшается запас устойчивости, система приближается к границе устойчивости, переходный процесс становится более

колебательным (ухудшаются показатели качества переходного процесса).

Формирование статических и динамических характеристик системы «источник питания—дуга» осуществляется действием задержанной отрицательной обратной связи по току нагрузки. Сигнал обратной связи по току действует через звено «зона нечувствительности». В приближенном кусочно-линейном виде уравнение статической характеристики нелинейного звена в цепи отрицательной обратной связи по току записывается следующим образом:

$$x_2 = \begin{cases} 0 & \text{при } x_1 \leq b; \\ k(x_1 - b) & \text{при } x_1 > b; \quad k = \operatorname{tg} \alpha. \end{cases}$$

Очевидно, что внешняя характеристика преобразователя имеет в общем виде три характерных участка: I — участок малых нагрузок, характеризуется незначительным падением напряжения при увеличении тока нагрузки (стабилизация напряжения); II участок — стабилизации выходного тока, на котором наклон рабочего участка изменяется от нуля до единицы и происходит резкий спад выходного напряжения; III участок — на котором преобразователь переходит в нерегулируемый режим, характеризуется плавным уменьшением выходного напряжения при увеличении тока нагрузки (ограничением максимального тока вплоть до режима короткого замыкания нагрузки). На рис. 3 изображены экспериментально снятые внешние характеристики ИП при различных значениях выходного напряжения и тока [1].

Разработанный ИП позволяет реализовать мощность в нагрузке на уровне 5,0 кВт. При построении более мощных ИП предусматривается их параллельная работа на общую нагрузку, тем более, что использование рассматриваемого принципа построения силовой части наиболее просто обеспечивает наращивание мощности в нагрузке путем подключения дополнительных модулей без необходимости использования специальных средств выравнивания токов и мощности между модулями.

В реализованном ИП подтвердились преимущества частотного способа регулирования и комбинированной модуляции:

- практически полное отсутствие сквозных токов (импульсных помех) вследствие непрерываемых и плавных включений-выключений коммутирующих транзисторов и выпрямительных диодов;

- возможность повышения частоты коммутации до 100 кГц;

- снижение статических и динамических потерь в транзисторах и диодах обеспечило получение КПД > 92 %.

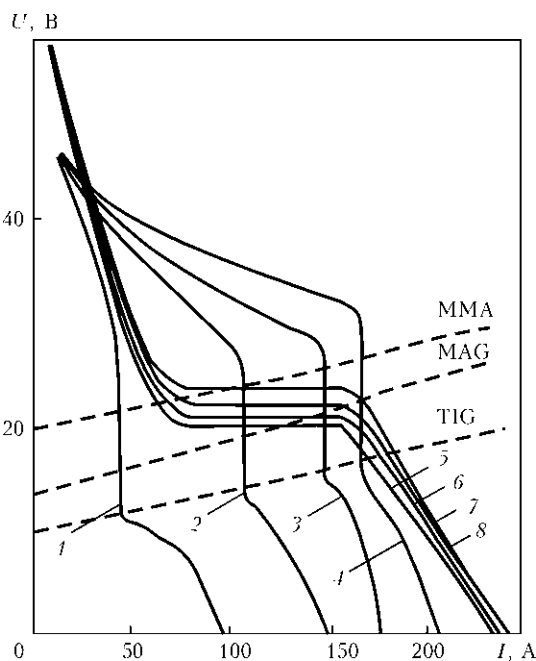


Рис. 3. Экспериментальные внешние характеристики источника питания: 1–4 — соответственно $I_3 = 424; 102; 142; 160$ А; 5–8 — $U_3 = 20; 21; 22; 24$ В

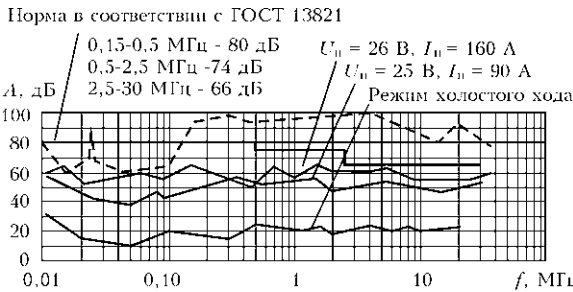


Рис. 4. Результаты измерений спектров помех квазирезонансного (сплошная) и стандартного (штриховая) ИП для дуговой сварки [5]

Инверторный ИП для сварки, например, штучными электродами с МП-управлением имеет сложнокомбинированную внешнюю ВАХ, обеспечивающую реализацию функций «горячий старт», форсирование дуги, выбор наклона рабочего участка ВАХ в пределах от 0,4 до 2,0 В/А в зависимости от конкретных условий сварки и типа электрода, жесткость внешней характеристики 0,01 В/А.

Аппарат также обеспечивает плавное регулирование тока в диапазоне 20...160 А; понижение напряжения холостого хода U_0 до 12 В при длительных обрывах (более 0,6...1 с); поддержание заданного тока при колебаниях напряжения сети; защиту от прилипания электрода при коротком замыкании более 0,5 с и др.

Важным достоинством нового ИП с полностью цифровой системой управления по отношению к традиционному является возможность плавного изменения выходной ВАХ источника для приближения ее к идеальной.

Из рис. 4 видно, что используемая при разработке ИП технология позволяет существенно снизить уровень помех. Для рассматриваемого ИП уровень помех на выходе и в питающей сети не превышает 65 дБ во всем диапазоне частот.

Системы электропитания (СЭП). ИП «ПЛАЗМА-2» (рис. 5). Практическим приложением источников электропитания, работающих на дуговой промежуток, явились устройства электропитания для плазменного воспламенения топлива [2]. При практической разработке СЭП для плазменных технологий, кроме основных показателей качества (КПД, надежность, масса), учитывали и дополнительные: напряжение питания и его разброс; диапазон и стабильность частоты; окружающая температура и возможные способы охлаждения; коэффициент мощности; удельная масса; конструктивные требования (габариты, ударные и вибрационные перегрузки, обычное или тропическое исполнение); цикличность работы, срок службы. Каждый из приведенных показателей имеет принципиально

важное значение и может изменить технические характеристики проектируемого устройства.

Силовые блоки для систем плазменного воспламенения топлива выполнены по схеме квазирезонансных высокочастотных транзисторных инверторов с переключением в нуле тока или напряжения [2, 4].

Основные технические характеристики

Вид плазмообразующей среды воздух
Перепад давления плазмообразующей среды, МПа (1...6)...10
Расход плазмообразующей среды, г/с 0,1...0,5
Род тока дуги постоянный
Напряжение холостого хода, В 600±40
Рабочее напряжение дуги, В 150±30
Ток короткого замыкания, А 7,5±1,0
Диапазон регулирования тока дуги, А 1,5...7,5
Режим работы повторно-кратковременный
Ресурс блока питания, включений, не менее 10000



Рис. 5. Внешний вид ИП «ПЛАЗМА-2»

ИП «ПЛАЗМА-3» (рис. 6). Предназначен для электропитания систем зажигания газотурбинных двигателей от бортовой сети 27 В, а также для совместной работы с плазмотроном ВПТ-5 (ВПЛ-8).

Основные технические характеристики

Напряжение питающей сети, В 27	(+10%; -20%)
Род выходного тока постоянный	
Напряжение холостого хода, В 600±40	
Номинальный рабочий ток в дуге, А 2,5	
Рабочее напряжение дуги, В 150... 270	
Габаритные размеры, мм, не более 250×160×80	
Масса, кг, не более 2,0	
Режим работы повторно-кратковременный	

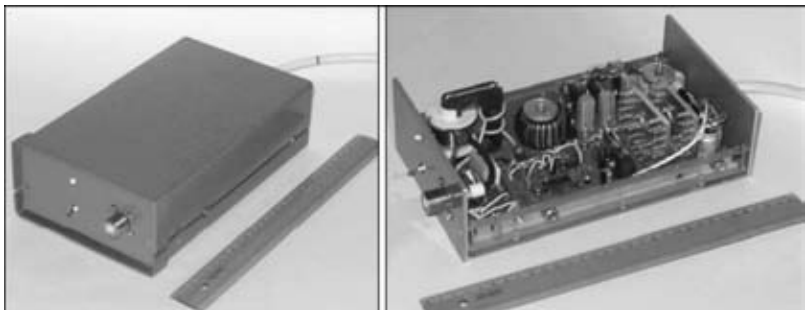


Рис. 6. Внешний вид ИП «ПЛАЗМА-3»

Основой схемы ИП является двухтактный конвертор, выполненный на полевых транзисторах новой серии L фирмы «International Rectifur», который формирует в обмотках согласующего трансформатора импульсы переменного тока частотой 50 кГц.

ИП «ПЛАЗМА-4». Установка «Плазма-4» может применяться для определения основных энергетических характеристик воздушных микроплазмотронов и ресурсных испытаний плазменных воспламенений (рис. 7).

Основные технические характеристики

Напряжение питающей сети, В	1...220
Напряжение холостого хода, В, не более	700
Диапазон тока дуги, А	2...20
Максимальная потребляемая мощность, кВт·А	7
Масса, кг, не более	8
Габариты, мм, не более	400×180×280

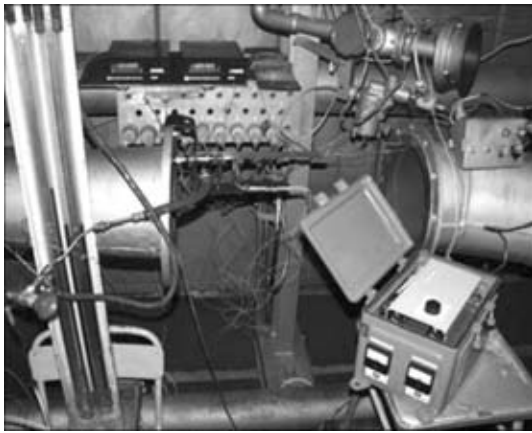


Рис. 7. Внешний вид стенда для испытания систем плазменного воспламенения топлива

Устройство электропитания для воздушно-плазменной резки. Для питания мощных воздушных плазмотронов представляет практический интерес создание устройств электропитания на основе мостовых преобразователей с транзисторными квазирезонансными инверторами с фазовым управлением, обеспечивающих мягкое переключение транзисторов (коммутацию силовых ключей при нулевых значениях напряжений — ПНН) [3].

Фрагмент электрической схемы силовой части усовершенствованного ПНН с адаптивной структурой применительно к преобразователю с двухполупериодным выпрямителем и L-фильтром для случая работы на дуговую нагрузку — с выходным током, изменяющемся в широких пределах, представлен на рис. 8.

Система управления преобразователем выполнена на основе микропроцессора ATmega 16 [3, 4]. Кроме повышения точности работы технологического агрегата, новая топология силовой части с микропроцессорным управлением значительно (на 15...20 %) повышает точность и качество вырезаемых заготовок, регламентируемых ГОСТ 14792–80 (EN 60791-1) и аналогичными стандартами Германии, Франции и других стран, сокращает не менее чем в два раза расход быстроизнашивающихся деталей плазмотронов, обеспечивает автодиагностику состояния и защиту всего управляемого комплекса, цифровую индикацию действительных и заданного значений тока и напряжения дуги и сопряжение с ЭВМ верхнего уровня.

Из приведенных осциллограмм на рис. 9 видны преимущества применения новой технологии: ре-

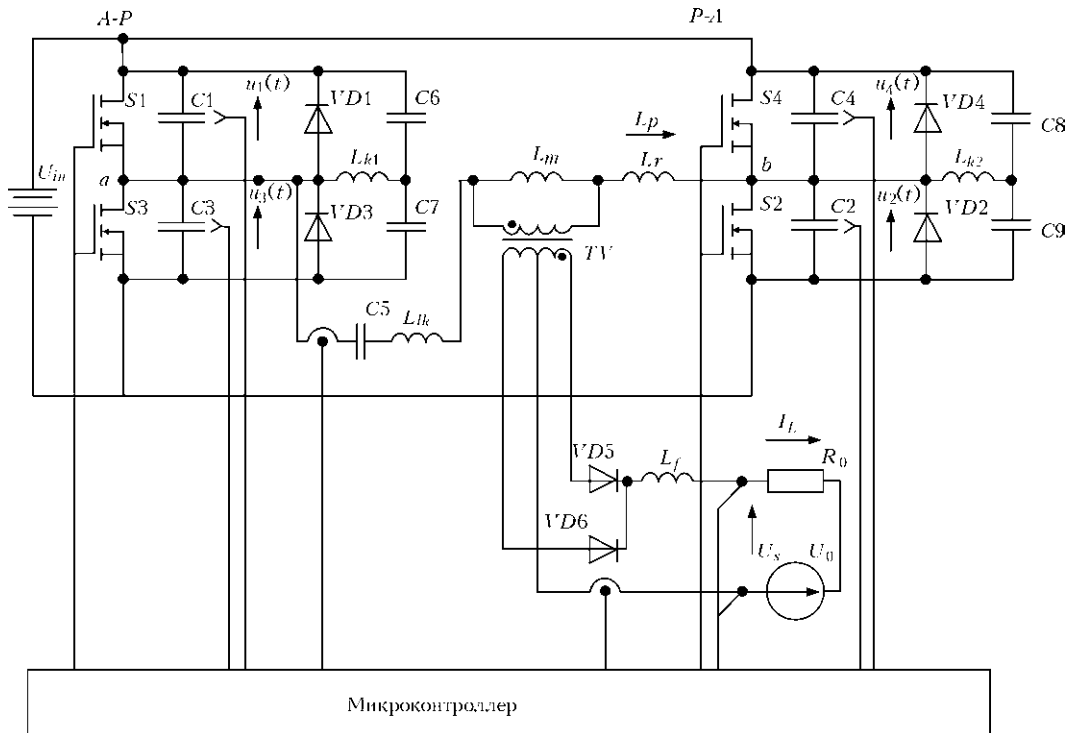


Рис. 8. Схема силовой части разработанного ИП

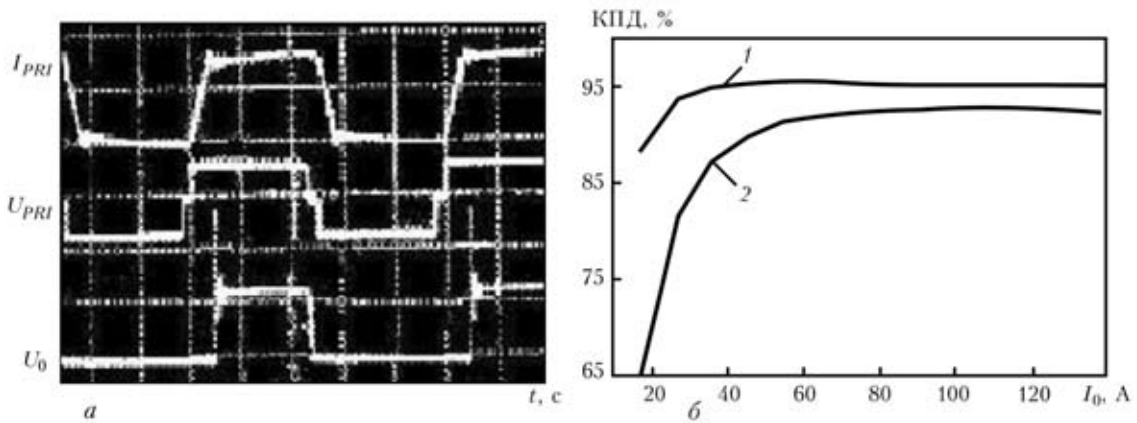


Рис. 9. Осциллограммы ($m_f = 7,2$ мкс/дел) напряжения на первичной обмотке U_{PRI} ($m_U = 1000$ В/дел); тока первичной обмотки I_{PRI} ($m_I = 15$ А/дел) и выпрямленного напряжения U_0 ($m_U = 200$ В/дел) (а); зависимость КПД конвенционального (1) и ПНН-FB-конвертора (2) от тока нагрузки (б)

жим работы становится более симметричным, что способствует снижению потерь в силовых компонентах и позволяет значительно (в 3...5 раз) уменьшить уровень электромагнитных помех. При этом имеет место практически отсутствие выбросов напряжения на осциллограммах из рис. 9, б видно, что КПД преобразователя оказывается повышенным и практически независимым в диапазоне токов от 20 % до номинального. На рис. 10 приведен внешний вид транзисторного ИП PLASMA 110i HF. Удельная объемная мощность преобразователя составила 160 Вт/дм³.

Основные технические характеристики

Напряжение, В/количество фаз/частота, Гц	380/3/50...60
Род тока	постоянный
ВАХ	СС
Максимальная потребляемая мощность, кВт	20
Диапазон регулирования тока, А	20...100
Максимальное напряжение холостого хода, В	250
Продолжительность включения, %	100
Максимальная толщина реза, мм:	
качественный рез	25
разделительный рез	35
КПД, %	85
Коэффициент мощности	0,95
Габариты, мм	710×285×485
Масса, кг	28



Рис. 10. Внешний вид ИП PLASMA 110i HF

Экспериментальные исследования взаимодействия регулятора тока с реальной технологической нагрузкой показали, что переход на высокую частоту преобразования обеспечивает устойчивость дугового разряда при индуктивности выходной цепи менее 300 мкГн. Малая инерционность регулятора обеспечивает быстрое нарастание тока при возбуждении дугового разряда, а высокая крутизна участка токоограничения (> 40 В/А) — снижение флуктуаций тока при изменении скорости воздушного потока.

При процессе коммутации в инверторе рабочая точка транзистора перемещается на максимальном удалении от границы области безопасной работы транзистора, поэтому уменьшаются динамические потери и повышается надежность (рис. 11).

Модифицированный модуль в составе квази-резонансного преобразователя для питания плазмотрона в режиме ПНН обеспечил снижение на 15...25 дБ излучаемых радиопомех, создаваемых при работе аппарата на различных режимах работы, по сравнению со стандартным ПНН-преобразователем, причем относительный уровень напряжения генерируемых радиопомех во всем диапазоне частот не превышал норм в соответствии с ГОСТ 13821. Этому способствовали отсутствие влияния тока обратного восстановления антипараллельных диодов и меньший уровень du/dt , которые характерны для данного применения. Дополнительное улучшение спектрального состава удается достичь при использовании снабберных конденсаторов большей емкости.

Для анализа динамических свойств регулятора тока рассмотрены процессы, происходящие в системе при скачкообразных изменениях нагрузки. Результат моделирования переходного процесса «в большом» в системе с оптимизированным регулятором [3, 4] показан на рис. 12. В стабилизированном преобразователе тока обеспечены заданная статическая точность системы, устойчивость и желаемый аperiodический характер про-

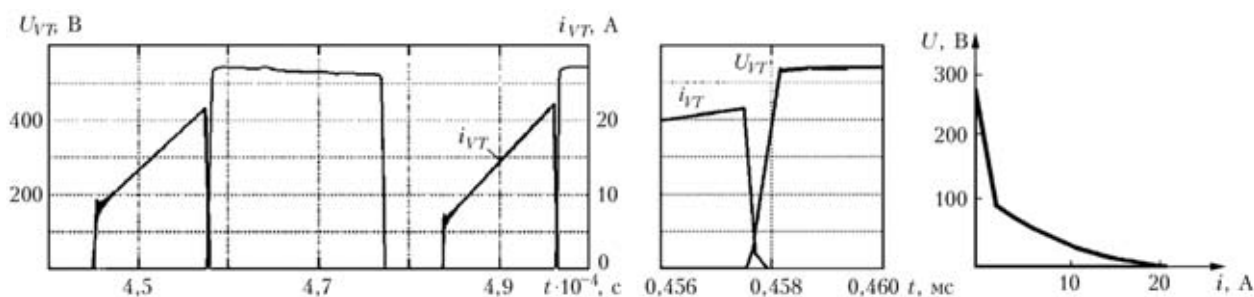


Рис. 11. Процесс коммутации в инверторе и траектории движения рабочей точки транзистора

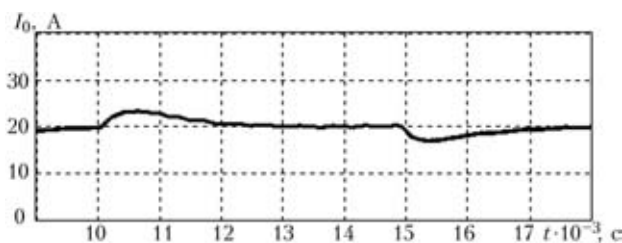


Рис. 12. Переходные процессы в системе «в большом» ($R_n = 5 \text{ Ом}$, $R_{n1} = 5 \text{ Ом}$, $i = 20 \text{ А}$)

цесса спада-накопления выходного тока при скачках нагрузки. На рис. 12 приведены параметры переходного процесса: максимальное перерегулирование $\Delta I_{0\text{max}} = 4 \text{ А}$, длительность процесса $t_{\text{п}} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ с}$. Из сравнения основных характеристик видно, что использование новой топологии силовой части в качестве звена промежуточной частоты для питания плазмотрона перспективно.

ИП «PLASMA 110i HF» отмечен дипломом Всеукраинского конкурса-выставки «Кращий вітчизняний товар 2008 року».

В заключение следует отметить, что совершенствование принципов построения транзисторных преобразователей параметров электрической энергии, рассмотрение устройств питания как элементов системы электропитания, обеспечение в данных устройствах электромагнитной совмести-

мости с питающей сетью и потребителями электрической энергии оказывает существенное влияние на схемотехнические решения и в итоге на их технические характеристики.

Таким образом, результаты научных и инженерных разработок по созданию на базе резонансных транзисторных инверторов специальных систем электропитания, максимально учитывающих особенности технологических нагрузок, показали перспективность принятого подхода к разработке ИП с высоким КПД, высокой плотностью на единицу мощности, с уменьшенным уровнем высокочастотных помех и повышенной надежностью, работающих на дуговые нагрузки.

1. Верещаго Е. Н., Квасницкий В. Ф., Явишев Д. И. Источник питания сварочной дуги на основе ZVS-схемы // Техн. электродинамика. — 2005. — № 6. — С. 24–28.
2. Верещаго Е.Н., Фельдшер И. Ф., Костюченко В. И. Новый ИП для плазменной обработки деталей // Вест. двигателестроения. — 2006. — № 4. — С. 16–19.
3. Верещаго Е. Н., Квасницкий В. Ф., Костюченко В. И. Квазирезонансный ИП PLASMA 110i HF для плазменной резки // Свароч. пр-во. — 2008. — № 6. — С. 37–41.
4. Схемотехника инверторных источников питания для дуговой нагрузки: Учеб. пос. / Е. Н. Верещаго, В. Ф. Квасницкий, Л. Н. Мирошниченко, И. В. Пентегов. — Николаев: УГНТУ, 2000. — 283 с.
5. Оценка параметров электромагнитной совместимости оборудования для дуговой сварки / А. Е. Коротынский, А. Е. Копыленко и др. // Свароч. пр-во. — 2005. — № 11. — С. 9–12.

The paper gives a generalizing analysis, describes the experience of development and application of promising resonance PS for arc welding and related processes. It is emphasized that this ensures an improvement of power consumption and lowering of the generated interference.

Поступила в редакцию 17.04.2009