



## АНАЛИЗ И МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ДУГИ

Н. М. МАХЛИН<sup>1</sup>, А. Е. КОРОТЫНСКИЙ<sup>2</sup>

<sup>1</sup>ГП «НИЦ СКАЭ ИЭС им. Е. О. Патона НАН Украины». 03680, г. Киев-150, ул. Боженко, 11.

E-mail: electro@paton.kiev.ua

<sup>2</sup>ИЭС им. Е. О. Патона НАН Украины. 03680, г. Киев-150, ул. Боженко, 11. E-mail: office@paton.kiev.ua

Рассмотрены вопросы анализа формирования высоковольтных импульсов, инжектируемых в межэлектродный промежуток для первоначального поджига дуги и ее повторных зажиганий, в электронных устройствах с независимым питанием и последовательным включением в цепь основной или вспомогательной («дежурной») дуги, в которых все элементы формирующего контура также включены последовательно. Анализ колебательных процессов в формирующем контуре выполнен с использованием решений известных линейных дифференциальных уравнений второго порядка с ненулевыми начальными условиями. Предложены основанная на этих решениях инженерная методика расчета всех компонентов формирующего контура электронных устройств с независимым питанием для возбуждения дуги, а также вытекающие из экспериментальных данных и опыта проектирования, промышленного изготовления и эксплуатации таких устройств рекомендации по выбору их элементной базы. Описаны варианты схемотехнических решений генераторной части электронных возбудителей дуги с независимым питанием и устройств управления коммутирующим ключом формирующего контура. Библиогр. 34, рис. 6.

*Ключевые слова:* дуговая и плазменная сварка, первоначальное возбуждение дуги, повторные зажигания дуги, электронные возбудители дуги, искровой разряд, последовательное включение, импульсно-фазовое управление

Первоначальный поджиг дуги является важной стадией циклов дуговой и плазменной сварки, существенно влияющей на эффективность и производительность этих процессов и качество сварных соединений. Из различных методов бесконтактного возбуждения наибольшее распространение получил метод инициирования дуги путем электрического пробоя межэлектродного промежутка с помощью вольтодобавочных устройств, вырабатывающих импульсы высокого напряжения [1–4].

В течение многих десятилетий в качестве вольтодобавочных устройств для поджига дуги (возбудителей дуги) применяли искровые генераторы высокочастотных импульсов (осцилляторы). Их исследованиям, теории, методике расчета и конструированию посвящено значительное количество работ, обобщенные результаты которых приведены в [2–6]. К достоинствам осцилляторов следует отнести простоту конструкции и относительно невысокую стоимость, а к недостаткам – сложность управления моментом начала генерации высоковольтных импульсов, быстрое затухание высокочастотных колебаний из-за потерь в искровом разряднике, требующем периодической регулировки и ухода за ним в процессе эксплуатации, низкие значения параметров электромагнитной совместимости с электронными и электротехническими узлами и устройствами сварочного оборудования из-за высоких уровней ради-

опомех, создаваемых осцилляторами в широком диапазоне частот [3, 5–9].

С началом промышленного производства мощных полупроводниковых приборов (тиристоров, симисторов) с высокими коммутационными и динамическими характеристиками появились предпосылки для создания безыскровых возбудителей и стабилизаторов сварочной дуги, свободных от присущих осцилляторам недостатков [3, 6, 10–13]. В последние годы ряд производителей сварочного оборудования (например, фирма «КЕМППИ») в качестве коммутаторов колебательных контуров возбудителей дуги используют мощные высоковольтные IGBT-транзисторы. Начиная с 1970-х годов полупроводниковые возбудители и стабилизаторы дуги стали доминировать и на сегодня практически полностью вытеснили осцилляторы.

Наибольшее применение получили полупроводниковые возбудители и стабилизаторы дуги с последовательным включением в цепь дуги, выгодно отличающимся от параллельного включения более высоким КПД, простотой защиты сварочных источников питания и других узлов и устройств сварочного оборудования от воздействия высоковольтных импульсов, лучшей электромагнитной совместимостью [3, 6, 9]. Схемы последовательного включения возбудителей дуги в цепи основной и вспомогательной («дежурной») дуги установок для дуговой, плазменной и микроплазменной сварки, плазменной и воздушно-плазмен-

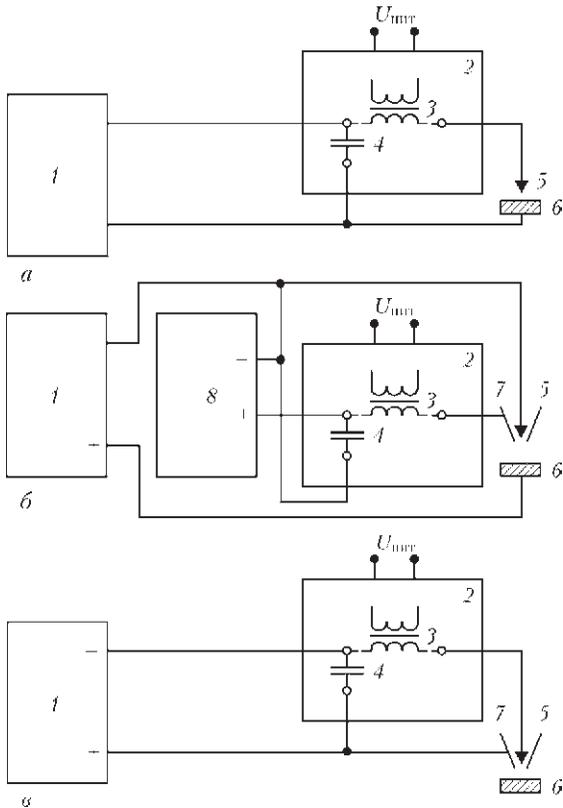


Рис. 1. Схемы последовательного включения возбуждателей и стабилизаторов дуги: *а* — в цепь основной дуги в установках для дуговой сварки; *б* — в цепь вспомогательной («дежурной») дуги в установках для плазменной (микроплазменной) сварки и наплавки, плазменной и воздушно-плазменной резки металлов; *в* — в цепь основной дуги в установках для плазменной сварки, наплавки и напыления с помощью плазмотронов без межэлектродной вставки; 1 — источник питания основной дуги; 2 — возбуждатель дуги; 3 — выходной импульсный трансформатор возбуждателя дуги; 4 — защитный (блокировочный) конденсатор; 5 — электрод; 6 — свариваемое изделие; 7 — сопло плазмотрона; 8 — источник питания вспомогательной («дежурной») дуги

ной резки металлов, а также сварки, наплавки и напыления с помощью плазмотронов без межэлектродной вставки приведены на рис. 1.

По построению генераторной части электронные (полупроводниковые) возбуждатель и стабилизаторы дуги можно разделить на две группы.

Первая из них включает устройства, в которых формирование высокого напряжения на накопителе энергии (преимущественно емкостном) осуществляется либо с помощью умножителя напряжения, либо путем резонансной накачки.

Коммутирующий полупроводниковый ключ в устройствах первой группы в большинстве случаев подключен параллельно последовательному соединению индуктивности  $L$  и емкости  $C$  формирующего контура генераторной части. Устройствам этой группы свойственна универсальность по роду напряжения питания.

Они могут питаться и непосредственно от напряжения дуги, что позволяет осуществлять авто-

матическое включение устройств при подаче на дуговой промежуток напряжения холостого хода и автоматического прекращения генерации высоковольтных импульсов или переход из режима первоначального поджига в режим стабилизации после возбуждения дуги [3, 6].

Однако на практике, несмотря на отмеченные преимущества устройств первой группы, более распространены электронные возбуждатель и стабилизаторы второй группы, представляющие собой устройства с независимым питанием (обычно от сети переменного тока промышленной частоты), в которых коммутирующий полупроводниковый ключ и реактивные элементы  $L$  и  $C$  соединены последовательно [3, 11, 12].

Формирование инжектируемых в цепь дуги высоковольтных выходных импульсов в устройстве, схема которого приведена на рис. 2, *а*, осуществляется за счет переходного процесса, имеющего место при периодических включениях (с удвоенной частотой напряжения питания) полупроводникового ключа  $K$  с двухсторонней проводимостью, выполненного на симисторе или двух встречно-параллельно соединенных тиристорах.

Поскольку переходные процессы в магнитопроводе импульсного трансформатора  $TV1$  (рис. 2, *а*) нелинейны, а  $L = f(i)$ , строгий анализ переходного процесса в эквивалентной схеме (рис. 2, *б*) затруднителен ввиду сложности выкладок, требующих решения системы нелинейных дифференциальных уравнений, и малой наглядности результатов. Поэтому для анализа этой эквивалентной схемы с небольшой погрешностью целесообразно принять такие допущения:

1)  $R = R_{K \text{ дин}} + ESR_{C1} + ESR_{C2} + R_L + R_{с.п.}$ , где  $R_{K \text{ дин}}$  — динамическое сопротивление включенного ключа  $K$ ;  $ESR_{C1}$ ,  $ESR_{C2}$  — эквивалентные последовательные активные сопротивления конденсаторов  $C1$  и  $C2$  соответственно;  $R_L$  — активное сопротивление первичной обмотки импульсного трансформатора  $TV1$ ;  $R_{с.п.}$  — активное сопротивление соединительных проводов;

2) индуктивность  $L$  первичной обмотки импульсного трансформатора  $TV1$  линейна, равна начальной и не зависит от протекающего по ней тока;

3)  $C1 > C2$ , откуда  $C \approx C2$ ;

4)  $\tau_{пер} \ll T/2$ , где  $\tau_{пер}$  — длительность переходного процесса;  $T/2$  — длительность полупериода входного напряжения переменного тока (напряжения питания);

5)  $R/2L < 1/\sqrt{LC}$ ;

6)  $e(t) = E_m \cos(\omega t + \varphi) = E_m \sin[\omega t + (\pi/2 - \varphi)]$ , где  $E_m$  — амплитуда входного напряжения переменного тока,  $\omega$  — его угловая частота и начальная фаза этого напряжения (угол включения полупроводникового ключа  $K$ );

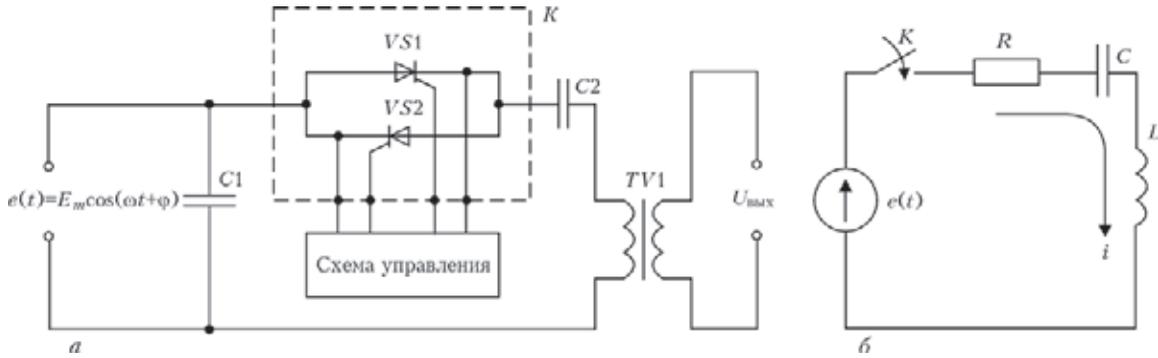


Рис. 2. Базовый вариант построения возбуждителей и стабилизаторов дуги с независимым питанием и последовательным соединением коммутирующего ключа и элементов формирующего контура: а — упрощенная электрическая схема генераторной части; б — эквивалентная (расчетная) схема генераторной части

7)  $U_{\text{вых}} = U_L W_2 / W_1$ , где  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение устройства;  $U_L$  — напряжение на индуктивности  $L$ ;  $W_1, W_2$  — количество витков первичной и вторичной обмоток импульсного трансформатора  $TV1$  соответственно.

С учетом принятых допущений для расчетной схемы (рис. 2, б) переходной процесс при ненулевых начальных условиях в  $RCL$ -цепи с заряженной емкостью описывается известным дифференциальным уравнением второго порядка для напряжения  $U_C$  на емкости  $C$  [14, 15]:

$$LC \frac{d^2 U_C}{dt^2} + RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = E_m \cos(\omega t + \varphi). \quad (1)$$

Напряжение  $U_C$  представляет собой сумму двух составляющих: напряжения  $U_{C,y}$  установившегося на емкости  $C$  после затухания переходного процесса, и напряжения  $U_{C,св}$ , являющегося свободной затухающей составляющей. Установившееся напряжение  $U_{C,y}$  определяется частным решением уравнения (1) при  $t \rightarrow \infty$ , т. е. когда  $dU_C/dt = 0$ , а установившийся ток  $i(t) = 0$ , согласно которому

$$U_{C,y} = U_{C_0} = E_m \frac{X_C}{Z} \cos(\omega t + \varphi - \gamma),$$

где

$$X_C = 1/\omega C; \quad Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2};$$

$$\text{tg } \gamma = \frac{R}{\omega L - 1/\omega C}.$$

Свободная составляющая затухающих колебаний  $U_{C,св}$  описывается общим решением однородного уравнения

$$\frac{d^2 U_{C,св}}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dU_{C,св}}{dt} + \frac{1}{LC} U_{C,св} = 0. \quad (2)$$

При введении обозначений  $R/2L = \delta$ ,  $1/LC = \beta_0^2$ ,  $\beta = \sqrt{\beta_0^2 - \delta^2}$  и с учетом принятого допущения  $\beta_0^2 > \delta^2$  решения уравнений (1) и (2) могут быть представлены в виде

$$U_C = U_{C,y} + U_{C,св} = E_m \frac{X_C}{Z} \cos(\omega t + \varphi + \gamma) + e^{-\delta t} \left\{ E_m \frac{X_C}{Z} [\cos(\omega t + \varphi + \gamma) - \cos(\varphi + \gamma)] \times \right. \\ \left. \times \frac{\beta_0}{\beta} \sin(\beta t + \gamma) + E_m \frac{X_C}{Z} \sin \frac{\omega}{\beta} \sin \beta t \right\}, \quad (3)$$

$$i = \frac{E_m}{Z} \sin(\omega t + \varphi - \gamma) + \frac{E_m}{Z} e^{-\delta t} \left[ \frac{\beta_0^2}{\omega \beta} \cos(\varphi - \gamma) + \right. \\ \left. + \frac{\delta}{\beta} \sin(\varphi - \gamma) - \sin(\varphi - \gamma) \cos \beta t \right]. \quad (4)$$

Из (3) следует, что предельное значение перенапряжения на емкости  $C$  в 3,2 раза превышающее значение  $E_m$ , будет при включении коммутирующего ключа  $K$  в момент, когда  $e(t)$  достигнет максимума, находящегося в противофазе с напряжением на заряженной емкости  $C$ , т. е. при  $e(t) = E_m$ ,  $\varphi = -\gamma$ ,  $U_{C_0} = -E_m$ .

С учетом соотношения  $U_L = L \frac{di}{dt}$  напряжение на индуктивности  $L$  определяется по выражению

$$U_L = E_m \frac{X_L}{Z} \left\{ \cos(\omega t + \varphi - \gamma) - \frac{\delta}{\omega} e^{-\delta t} \times \right. \\ \left. \times \left[ \frac{\beta_0^2}{\beta} \cos(\varphi - \gamma) + \frac{\delta}{\beta} \sin(\varphi - \gamma) - \right. \right. \\ \left. \left. - \sin(\varphi - \gamma) \cos(\beta t + \beta) \sin(\varphi - \gamma) \sin \beta t \right] \right\}, \quad (5)$$

где  $X_L = \omega L$ .

В (3)–(5)  $\beta$  представляет собой угловую частоту колебаний при переходном процессе в  $RCL$ -контуре;  $\delta$  — коэффициент их затухания.

Так как при пробое и искровом разряде, относящихся к самостоятельным неустановившимся разрядам в газах, сопротивление межэлектродного промежутка достаточно высоко (от нескольких десятков до сотен килоом), то имеются все основания полагать, что выражения (3)–(5) справедливы для режима как холостого хода возбуждителя дуги, так и искрового разряда (вплоть до момента перехода искрового разряда в межэлектродном промежутке в стационарный дуговой разряд), при этом



влияние сварочного контура, в том числе вторичных цепей вольтодобавочного устройства, на параметры элементов генераторной части возбудителя дуги пренебрежительно мало.

Выражения (3)–(5) и результаты экспериментальных исследований и многолетнего опыта разработки, серийного изготовления и эксплуатации возбудителей и стабилизаторов дуги последовательного включения могут быть использованы для расчета параметров и выбора компонентов базового варианта подобных устройств.

Конденсатор  $C_1$  (см. рис. 2, а) выбирают из условия  $C_1 > (2...4)C_2$ ; частотных свойств, которые должны соответствовать показателю  $\beta$  в выражениях (3)–(5); значения  $ESR$  (не более 10 мОм); допустимого значения переменной составляющей  $I_{R.M.S}$  тока через конденсатор и допустимого действующего значения напряжения  $U_{VAC\ доп}$  переменного тока на этом конденсаторе в зависимости от наибольшего значения входного напряжения (напряжения питания)  $U_{пит}$ .

Обычно  $C_1 = (4...6)$  мкФ при  $U_{пит. ном} = 380$  В и  $(6...15)$  мкФ при  $U_{пит. ном} = 220$  В и, следовательно, значения  $I_{R.M.S}$ , определяемые из соотношения  $I_{R.M.S} = E_m / X_{C1}$ , где  $X_{C1} = 1/\omega_{C1}$ , составляют  $(0,74...1,11)$  и  $(0,68...1,08)$  А, а значения  $U_{VAC\ доп}$  — 600 и 250 В соответственно (при  $U_{пит} = 1,1U_{пит. ном}$ ).

По совокупности характеристик (включая частотные) и параметров для использования в качестве конденсатора  $C_1$  наиболее подходят металлопленочные конденсаторы с полипропиленовым или поликарбонатным диэлектриком, в частности, конденсаторы серий К75-15, К75-24 или серий РНС, РWM или РМВ фирмы ICEL или аналогичные других фирм-производителей. У таких конденсаторов в указанном диапазоне их емкостей и напряжений  $U_{VAC\ доп}$  значения  $ESR$  не превышают 3,5 мОм, а допустимые значения  $I_{R.M.S}$  составляют не менее 9,0 А [16]. С точки зрения оптимального теплового режима и показателей надежности хорошие результаты могут быть достигнуты при диссипативном (параллельном) включении двух-трех таких конденсаторов соответствующей емкости.

Емкость конденсатора  $C_2$  (см. рис. 2, а) можно определить исходя из необходимого значения энергии инжектируемых в цепь дуги импульсов, используя соотношение  $W_i = CU_{C2}^2 / 2$ , где  $W_i$  — энергия импульса;  $U_{C2}$  — напряжение на конденсаторе  $C_2$  в момент включения коммутирующего ключа, т. е. при  $t(0)$ . Поскольку такое включение ключа осуществляется симметрично в каждом полупериоде входного напряжения (напряжения питания), то напряжение на конденсаторе  $C_2$  определяется как  $U_{C2} = k_{min} 2E_m \sin \varphi$ , где  $k_{min}$  — коэффициент, учитывающий наименьшее значение

$E_m$  при колебаниях входного напряжения, как правило,  $k_{min} \geq 0,85$ . Отсюда выражение для емкости конденсатора  $C_2$  может быть представлено в виде

$$C = \frac{2W_i}{U_{C2}^2} = \frac{W_i}{2(k_{min} E_m \sin \varphi)^2}. \quad (6)$$

В соответствии с ранее проведенными исследованиями и экспериментальными данными в установках постоянного тока с однофазным выпрямлением для обеспечения эффективного возбуждения дуги угол включения коммутирующего ключа (угол  $\varphi$ ) должен быть  $(90 \pm 5)$  эл. град, для установок с трехфазным выпрямлением —  $(90 \pm 10)$  эл. град, в установках переменного тока угол  $\varphi$  —  $(75 \pm 5)$  эл. град [3, 6, 11, 12], из чего вытекает, что  $\sin \varphi = (0,94...1,00)$ . Как видно из рис. 3, при пониженном ( $U_{пит} = 0,85U_{пит. ном}$ ) и номинальном ( $U_{пит. ном} = 220$  В) значениях напряжения питания и энергии импульсов от 0,3 до 0,8 Дж емкость конденсатора  $C_2$  должна быть от 2,0 до 6,0 мкФ, а при  $U_{пит} = 0,85 \cdot 380$  В согласно (6) — от 0,5 до 2,0 мкФ. Ввиду того, что переходной процесс в RCL-контуре (см. рис. 2, б) сопровождается определяемым (3) перепадом напряжения на конденсаторе  $C_2$  (см. рис. 2, а), допустимое амплитудное значение напряжения постоянного тока этого конденсатора выбирают из условия

$$U_{VDC\ max} \geq 3,2E_m. \quad (7)$$

Требования к частотным свойствам и  $ESR$  конденсатора  $C_2$  аналогичны таким же требованиям к конденсатору  $C_1$ . Для  $C_2$  также целесообразна диссипативная (параллельная) схема соединения двух-четырех частотных металлопленочных конденсаторов, например, серии К75-24 или серий РРА, РWM или РМВ фирмы ICEL [16, 17].

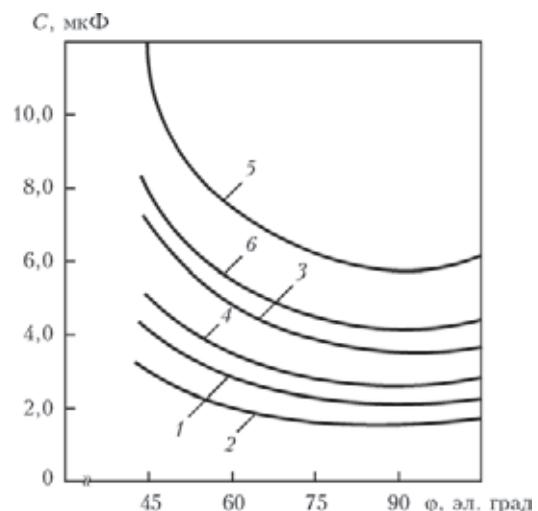


Рис. 3. Зависимость емкости  $C$  от угла включения ключа формирующего RCL-контур при энергии импульса 0,3, 0,5 и 0,8 Дж соответственно и эффективном значении напряжения питания 187 (1, 3, 5) и 220 В (2, 4, 6)



Для определения значений составляющих активного сопротивления  $R$  (см. рис. 2, б) формирующего  $RCL$ -контура используют справочные данные, приведенные, например, в [16–18]. В большинстве случаев  $ESR$  одного металлопленочного конденсатора с полипропиленовым диэлектриком и  $U_{VDC\max} = (1000 \dots 2000)$  В не превышает 4,0 мОм, а значения  $R_{K\text{дин}}$  для большинства тиристоров отечественного и зарубежного производства, в том числе низкочастотных тиристоров унифицированных серий Т122-25...Т141-40, находятся в диапазоне (3,3...11,0) мОм. Сумма активных сопротивлений  $R_{с.п}$  проводов, соединяющих компоненты генераторной части возбудителя дуги, и сопротивления  $R_L$  первичной обмотки импульсного трансформатора не превышает 12 мОм. Следовательно, значение активного сопротивления формирующего  $RCL$ -контура составляет не более 40 мОм.

Индуктивность  $L$  формирующего  $RCL$ -контура (см. рис. 2, б) должна удовлетворять ряду требований. Наиболее существенные из них заключаются в том, что для обеспечения колебательного характера переходного процесса при включении ключа  $K$  должно выполняться необходимое условие  $2\sqrt{L/C} > R$  (в полупроводниковых возбудителях и стабилизаторах дуги это условие выполняется практически всегда), а для обеспечения безотказной работы полупроводникового ключа  $K$  значение  $L$  должно быть таким, чтобы  $I_m < I_{oc.п}$  и  $(di/dt)_K < (di_{oc}/dt)_{кр}$ , где  $I_m$  — наибольшее амплитудное значение тока в формирующем  $RCL$ -контуре;  $I_{oc.п}$  — максимально допустимый повторяющийся ток в открытом состоянии ключа  $K$ ;  $(di/dt)_K$  — наибольшее значение скорости нарастания тока в формирующем  $RCL$ -контуре;  $(di_{oc}/dt)_{кр}$  — значение критической скорости нарастания тока в открытом состоянии ключа  $K$ .

Исходя из того, что период синусоидального напряжения питания (напряжения питающей сети) значительно (не менее, чем на порядок) превышает длительность переходного процесса в формирующем  $RCL$ -контуре, и проведя некоторые упрощения выражения (4) с пренебрежением его составляющими, незначительно влияющими на конечный результат, выражение для протекающего в  $RCL$ -контуре переходного тока может быть представлено в виде

$$i = \frac{E_m}{\beta L} e^{-\delta t} \sin \beta t. \quad (8)$$

В соответствии с (8) наибольшее амплитудное значение тока в формирующем  $RCL$ -контуре может быть определено по соотношению

$$I_m = \frac{E_m}{\beta_0 L} = E_m \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad (9)$$

а наибольшее значение скорости нарастания тока в этом контуре — по выражению

$$(di/dt)_K = 4I_m \beta_0 = \frac{4I_m}{\sqrt{LC}}. \quad (10)$$

Расчеты и опыт разработки и проектирования возбудителей дуги, в которых коммутирующий ключ и элементы формирующего контура соединены последовательно, показывают, что при ограничениях, обусловленных электромагнитными и конструктивными параметрами ферритовых сердечников реальных импульсных трансформаторов, индуктивность  $L$  обычно составляет около 20 мГн. Такое (или близкое к такому) значение индуктивности  $L$  обеспечивает выполнение условия колебательного характера переходного процесса в формирующем  $RCL$ -контуре, а также значения  $I_m \leq 180$  А и  $(di/dt)_K \leq 80$  А/мкс при напряжении питающей сети  $220_{-33}^{+22}$  В, что подтверждается соответствующими осциллографическими измерениями. При типовых значениях  $R$ ,  $C$  и  $L$ , рассчитанных в соответствии с (6)–(10), частота  $\beta_0/2\pi$  собственных (свободных) затухающих колебаний в формирующем  $RCL$ -контуре составляет (15...20) кГц, а отношение частот  $\beta_0/\beta$  близко к единице.

Высоковольтный импульсный трансформатор  $TV1$  (см. рис. 2, а) является ответственным и технологически наиболее сложным узлом возбудителей дуги. Требования, предъявляемые к этому трансформатору, весьма противоречивы [3, 6, 10–12]. Во-первых, такой трансформатор с повышенным рассеянием должен соответствовать нормам и правилам высоковольтного трансформаторостроения, во-вторых, его массогабаритные показатели и стоимость должны быть ощутимо малы в сравнении с аналогичными показателями всей технологической установки. Кроме того, при расчете и проектировании трансформатора должны учитываться поверхностный эффект, обусловленный высокой частотой обтекающих обмотки трансформатора импульсных токов, наибольшее значение протекающего через вторичную обмотку трансформатора тока дуги, а также электромагнитные и конструктивные параметры серийно изготавливаемых промышленностью ферритовых сердечников, обеспечивающих получение расчетного (заданного) значения  $L$ .

Теоретическим основам, анализу процессов и методикам расчета индуктивных элементов с ферромагнитными сердечниками, в том числе импульсных трансформаторов ультразвуковых и высоких частот, посвящено множество работ, например [19–25], поэтому в настоящей работе рас-



смотрены только некоторые аспекты упрощенного расчета и проектирования высоковольтного импульсного трансформатора (ИТ) возбудителей дуги последовательного включения.

Предъявляемые к ИТ возбудителей дуги требования обуславливают стремление к выполнению их обмоток с возможно минимальным количеством витков, исходя из чего количество витков первичной обмотки  $W_1$  таких ИТ обычно составляет 1-2. В соответствии с (5) при  $e(t) = -E_m$  и  $\varphi = -\gamma$  максимальное значение напряжения  $U_{Lmax}$  на первичной обмотке ИТ в 2,1 раза превышает значение  $E_m$  и при пониженном напряжении  $U_{пит}$  составляет

$$U_{Lmax} = 2,1k_{min}\sqrt{2}U_{пит} \quad (11)$$

Например, при  $U_{пит} = 220$  В и  $k_{min} = 0,85$ ,  $U_{Lmax} = 555$  В.

Амплитудное значение напряжения холостого хода вторичной обмотки ИТ (напряжения  $U_{вых}$ ) должно соответствовать уровням, при которых гарантировано обеспечивается пробой межэлектродного промежутка технологически обоснованной длины и возникающий вслед за этим искровой разряд, т. е. должно выполняться условие  $U_{вых} \geq U_{пр}$ , где  $U_{пр}$  – напряжение статического пробоя межэлектродного промежутка. Так как до настоящего времени теория искрового разряда, объясняющая всю совокупность явлений, которые сопровождают процессы пробоя межэлектродного промежутка и искрового разряда в нем, отсутствует, то вывод аналитического выражения для  $U_{пр}$  в форме, приемлемой для инженерных расчетов, сильно осложнен. Поэтому при определении необходимого значения  $U_{вых}$  целесообразно руководствоваться экспериментальными данными, подтвержденными накопленным опытом применения возбудителей дуги [3–7, 10–12]. Согласно этим данным в возбудителях дуги установок для дуговой сварки и большинства установок для плазменной сварки, наплавки и напыления  $U_{вых} = (3...6)$  кВ, в возбудителях дуги установок для воздушно-плазменной резки  $U_{вых} = (10...12)$  кВ, а в некоторых случаях составляет (16...20) кВ. Исходя из этого и с учетом известного соотношения  $W_2 = W_1 U_{вых} / U_{Lmax}$  при  $W_1 = (1...2)$  витка количество витков  $W_2$  вторичной обмотки ИТ обычно составляет 9...18 в возбудителях дуги установок для дуговой и плазменной сварки, наплавки и напыления в среде инертных газов, 18...36 в возбудителях вспомогательной («дежурной») дуги установок для воздушно-плазменной резки и 32...48 в возбудителях дуги установок для плазменной сварки в среде углекислого газа.

Влияние поверхностного эффекта на размеры проводников обмоток ИТ характеризуется глубиной проникновения высокочастотного тока  $D_{PEN}$ ,

которая в миллиметрах для проводников из меди с достаточной для практики степенью точности может быть определена по выражению [25]

$$D_{PEN} = \frac{75}{\sqrt{\beta_0/2\pi}} \quad (12)$$

В соответствии с (12) для рационального использования сечения проводников обмоток ИТ при типичных значениях  $\beta_0$  площадь сечения проводника первичной обмотки должна быть не более 1,15 мм<sup>2</sup>, а толщина проводника прямоугольного сечения вторичной обмотки — не более 1,2 мм.

В качестве проводника вторичной обмотки ИТ наиболее целесообразно применять ленты прямоугольного сечения из мягкой меди (например, медные ленты с термостойким пленочным покрытием марок ПМЛБН по ТУ 16.К50-088–2006 или ПМГЛБН по ТУ 16.К50-009–2007 или неизолированные ленты типа ЛММ по ГОСТ 434–78), при этом геометрические размеры таких лент должны выбираться с учетом количества витков вторичной обмотки, значений  $D_{PEN}$  и необходимой площади поперечного сечения  $S_{п}$ .

В качестве материала сердечника ИТ наиболее пригодны магнитомягкие марганцово-цинковые ферриты марок 2500НМС1 и 3000НМС1 или ферриты из материала 3С8, предназначенные для работы в сильных магнитных полях. С целью упрощения процедуры выбора и определения основных параметров и размеров сердечника ИТ принимают допущения, согласно которым значение магнитной индукции  $B$  изменяется симметрично относительно нуля характеристики намагничивания, распределения  $B$  и напряженности магнитного поля  $H$  однородны, значение относительной магнитной проницаемости  $\mu_R$  постоянно, т. е. характеристика сердечника  $B/H$  линейна. В возбудителях и стабилизаторах дуги наибольшее применение получили ИТ броневые типа, значительно реже используются ИТ стержневого типа. Как правило, сердечники таких ИТ имеют П-образную или Ш-образную конфигурацию с прямоугольной или круглой формой сечения стержней и ярм.

Для минимизации массогабаритных параметров ИТ в возбудителях вспомогательной («дежурной») дуги и в возбудителях основной дуги, ток которой не превышает 160 А, наиболее рациональным является применение сердечников Ш-образной конфигурации, например, Е 55/28/21 для ИТ возбудителей вспомогательной дуги или Е 80/38/20 для ИТ возбудителей основной дуги. В возбудителях основной дуги, номинальный ток которой от 160 до 315 А, приемлемо использование П-образных сердечников, например, ПК 40×18 из феррита 2500НМС1 или 3000НМС1 или сердечников UU



93/152/16 из феррита 3С8, а в ИТ возбудителей дуги, номинальный ток которой от 315 до 500 А, и в ИТ возбудителей дуги установок для плазменной сварки в среде CO<sub>2</sub> — П-образных сердечников, имеющих развитую площадь окна A<sub>W</sub>, например, УУ 101/152/30 или УР 114/78/38.

При выборе сердечника ИТ для определения суммарного эффективного поперечного сечения его стержня A<sub>E</sub> по заданному значению индуктивности L первичной обмотки ИТ можно воспользоваться соотношением

$$L = A_L W_1^2, \quad (13)$$

где A<sub>L</sub> — интегральный параметр, приводимый в технических данных сердечника и определяющий значение индуктивности размещенной на этом сердечнике обмотки в зависимости от квадрата числа ее витков (для ИТ — в зависимости от квадрата числа витков первичной обмотки). При этом возможны два подхода. Первый предполагает использование единичного сердечника, что требует выполнения условия  $W_1 \geq \sqrt{L/A_L}$ , в силу чего в реальных ИТ количество W<sub>1</sub> должно быть не менее 2 и, следовательно, W<sub>2</sub> ≥ 20. Такой подход вполне оправдан при проектировании ИТ возбудителей вспомогательной дуги и ограниченно приемлем для ИТ возбудителей основной дуги, номинальный ток которой не превышает 250 А. Согласно второму подходу при заданных значениях L и W<sub>1</sub> требуемого значения A<sub>L</sub> достигают путем использования в ИТ сердечника, состоящего из нескольких единичных сердечников, количество которых определяют по выражению

$$n_C = \frac{L}{W_1^2 A_{LS}}, \quad (14)$$

где n<sub>C</sub> — округленное в большую сторону количество единичных сердечников; A<sub>LS</sub> — параметр A<sub>L</sub> единичного сердечника. Именно второй подход характерен для ИТ возбудителей основной дуги, номинальный ток которой составляет более 250 А.

Необходимая площадь окна сердечника A<sub>W</sub> определяется по стандартным методикам, приведенным, например, в [20, 23, 25], путем расчета общей площади окна, занимаемой проводниками обмоток ИТ с учетом толщины межвитковой и межобмоточной изоляции и повышенной температуры ИТ при его охлаждении за счет естественной конвекции.

Полученные значения A<sub>E</sub> и A<sub>W</sub> с помощью справочных данных позволяют произвести предварительный выбор стандартного типоразмера сердечника ИТ, после чего необходимо удостовериться в соответствии электромагнитного режима выбранного сердечника условию  $B_{\max} < B_S$ , где B<sub>max</sub> — значение магнитной индукции при пиковом значении H<sub>max</sub> напряженности магнитного

поля в сердечнике, а B<sub>S</sub> — значение магнитной индукции насыщения сердечника.

Если, согласно приведенным в литературе данным [25–27], принять, что максимально допустимое значение B<sub>max</sub> = 0,2 Тл, а значения относительной μ<sub>0</sub> и эффективной μ<sub>E</sub> магнитной проницаемости сердечника равны между собой, то для участка кривой B = f(H) ветвей петли гистерезиса ферритов 2500НМС1, 3000НМС1 или 3С8, на котором B/H = const, максимально допустимое значение H<sub>max</sub> при температуре сердечника не более 120 °С рассчитывают по выражению

$$H_{\max} = \frac{1,592 \cdot 10^5}{\mu_E}. \quad (15)$$

Так как обычно μ<sub>E</sub> = (1,70...1,99)10<sup>3</sup>, то значения H<sub>max</sub> находятся в пределах (94,0...80,0) А/м.

Кроме того, следует определить значение H<sub>max</sub> в зависимости от амплитудного значения I<sub>m</sub>, обтекающего первичную обмотку ИТ тока, количества витков этой обмотки и геометрических размеров выбранного сердечника, используя выражение

$$H_{\max} = \frac{I_m W_1}{l_e n_C}, \quad (16)$$

где l<sub>e</sub> — справочное значение эффективной длины пути магнитной линии. В случае, если значение H<sub>max</sub>, рассчитанное по (16), превышает значения, полученные по выражению (15), необходимо либо выбрать типоразмер сердечника с большей l<sub>e</sub>, либо увеличить количество n<sub>C</sub> единичных сердечников, образующих сердечник ИТ, после чего вновь произвести проверочные расчеты.

Низкая частота следования импульсов выходного напряжения U<sub>вых</sub>, значительные уровни переходного тока и напряжений на элементах формирующего эти импульсы контура и высокая их скважность (не менее 10) обуславливают целесообразность применения в возбудителях дуги с независимым питанием в качестве ключа K (см. рис. 2, а) низкочастотных тиристоров, которым наряду с высокими коммутационными возможностями присущи сравнительно низкие значения R<sub>K дин</sub> в открытом состоянии, незначительная по сравнению с коммутируемой мощностью управления, высокая эксплуатационная надежность, массовость изготовления и применения, относительно невысокая стоимость. Среди таких тиристоров наиболее предпочтительны отечественные тиристоры унифицированных серий Т122-25 или Т131-40 при номинальном напряжении питания (напряжении питающей сети) 220 В и Т132-25 или Т141-40 при номинальном напряжении питания 380 В, или их зарубежные аналоги.

Класс тиристоров по повторяющемуся импульсному обратному напряжению U<sub>обр.и</sub> выбирают из соотношения

$$U_{\text{обр.и}} = 100 + 3,2E_m. \quad (17)$$



С учетом (17) при напряжении питающей сети 220 В могут быть рекомендованы тиристоры 12-го класса, при напряжении 380 В — 20-го класса.

Максимальные среднее и действующее значения тока, протекающего через тиристор в его открытом состоянии, могут быть определены путем аппроксимации экспоненциального двухполярного радиоимпульса тока  $i$ , протекающего в формирующем  $RCL$ -контуре, униполярным видеоимпульсом треугольной формы. В соответствии с этим максимальное среднее значение тока  $I_{oc,cp}$ , протекающего через тиристор в его открытом состоянии, рассчитывается по выражению

$$I_{oc,cp} = 0,5 I_m \frac{\tau_{и}}{T_{и}}, \quad (18)$$

где  $\tau_{и}$  — длительность экспоненциального двухполярного радиоимпульса тока  $i$  (или соответствующего ему униполярного видеоимпульса), определяемая как  $\tau_{и} = 1/\delta = 2L/R$ ;  $T_{и}$  — период частоты следования импульсов, равный периоду удвоенной частоты напряжения питания возбудителя дуги. Максимальное действующее значение  $I_{oc,д}$  протекающего через тиристор тока может быть определено из соотношения

$$I_{oc,д} = 0,5 \frac{I_m}{\sqrt{T_{и}/\tau_{и}}}. \quad (19)$$

Из (18) и (19) следует, что, например, при приведенных типовых значениях  $R$ ,  $C$ ,  $L$  и  $I_m$  максимальное среднее и действующее значения протекающего через тиристор тока в его открытом состоянии составляют  $I_{oc,cp} = 9$  и  $28,5$  А соответственно, и, следовательно, в этом случае есть основания применить тиристоры серии Т122-25, у которых предельно допустимый средний ток 25 А, а предельно допустимое действующее значение тока — 31,4 А [18].

Критическая скорость нарастания тока  $di_{oc}/dt$  в открытом состоянии для низкочастотных тиристоров унифицированных серий составляет не менее 100 А/мкс и поэтому требование  $(di/dt)_K < di_{oc}/dt$  в возбудителях дуги с независимым питанием (см. рис. 2, а) выполняется практически всегда.

Выходной импеданс возбудителей с последовательным включением в цепь дуги, главным образом зависящий от индуктивности и активного сопротивления вторичной обмотки ИТ, составляет от 1,2 до 9,0 кОм, что предопределяет наличие у возбудителей дуги падающих внешних вольт-амперных характеристик.

Управление включением тиристорного коммутирующего ключа  $K$  (см. рис. 2, а), а следовательно, и моментами начала генерации выходных импульсов  $U_{вых}$ , осуществляют путем получившего широкое распространение синхронного импульсно-фазового управления, отличающегося отче-

том угла подачи импульса управления от определенной фазы напряжения питания — чаще всего от фазы, соответствующей моментам нулевых значений напряжения питающей сети. Для реализации импульсно-фазового управления существует множество схемотехнических решений фазосдвигающих устройств (ФСУ), построенных либо на таких полупроводниковых приборах, как диоды, динисторы, транзисторы, тиристоры, либо на аналоговых или цифровых микросхемах, либо на комбинациях и тех и других [10, 22, 24, 28]. В возбудителях дуги с независимым питанием наибольшее применение получили ФСУ, выполненные на базе однопереходных транзисторов (двухбазовых диодов). Анализ, методика расчета и рекомендации по выбору элементов ФСУ на двухбазовых диодах приведены в [28], а типовое схемное решение ФСУ, применяемых в возбудителях дуги с независимым питанием, показано на рис. 4. Напряжение синхронизации в таком ФСУ формируется с помощью стабилитрона  $VD2$ , а регулирование момента генерации импульса включения тиристор коммутирующего ключа возбудителя дуги осуществляется с помощью переменного резистора  $R4$ . Более подробное описание данного ФСУ и эпюры напряжений в различных точках его схемы приведены в работе [12].

Во избежание опасности выхода из строя тиристор коммутирующего ключа  $K$  из-за превышения допустимого значения перегрузки по току, неизбежно возникающей в случае насыщения сердечника ИТ, вторичная обмотка которого включена последовательно в цепь дуги постоянного тока, при установлении в межэлектродном промежутке стационарно-

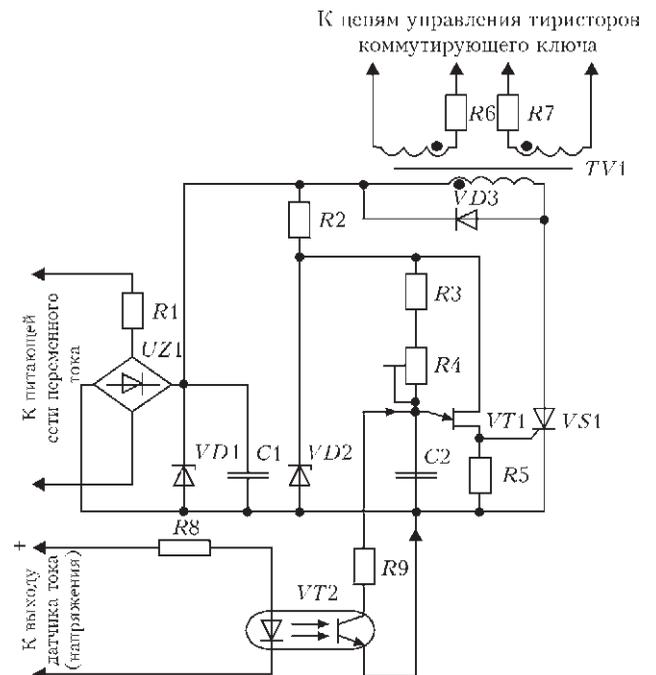


Рис. 4. Типовая электрическая схема ФСУ возбудителей дуги с независимым питанием

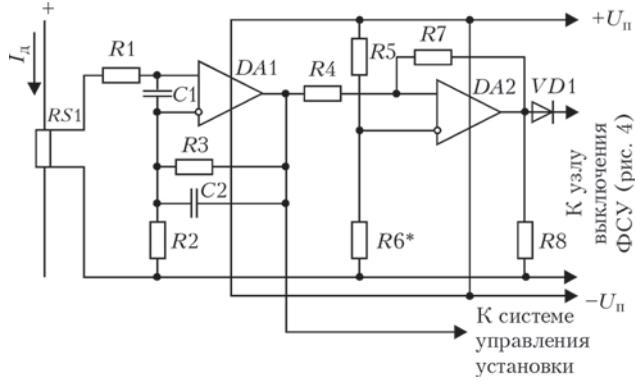


Рис. 5. Электрическая принципиальная схема варианта построения датчика тока дуги

го дугового разряда генераторная часть возбуждителя дуги должна автоматически отключаться. В ФСУ, схема которого приведена на рис. 4, такое отключение осуществляется с помощью узла, состоящего из быстродействующей транзисторной оптопары *VT2* и токоограничивающих резисторов *R8* и *R9*. При поступлении на вход этого узла сигнала с выхода датчика тока (напряжения) дуги обеспечивается шунтирование конденсатора *C2*. В качестве датчиков тока дуги в современных установках и сварочных источниках питания часто применяют датчики, функционирующие на основе эффекта Холла. В случае, если такой датчик тока в системе управления установки отсутствует, то как сенсор тока дуги может быть использован устанавливаемый в цепь дуги токовый шунт. Вариант построения датчика тока, включающего шунт *RS1*, линейный неинвертирующий шунтовой усилитель на микросхеме *DA1* и компаратор на микросхеме *DA2*, приведен на рис. 5.

При появлении тока в цепи дуги на выходе микросхемы *DA1* формируется сигнал, уровень которого пропорционален току дуги. Этот сигнал подается в систему управления установки и на вход компаратора на микросхеме *DA2*, порог срабатывания которого задается с помощью резистора *R6*. С выхода компаратора напряжение подается на

вход узла отключения ФСУ (см. рис. 4). Если же для определения момента установления в межэлектродном промежутке стационарного дугового разряда используется датчик напряжения дуги, то пропорциональный этому напряжению сигнал может подаваться непосредственно во входную цепь компаратора на микросхеме *DA2* (рис. 5), т. е. через резистор *R4*.

К недостаткам возбуждителей дуги с независимым питанием, построенных по базовому варианту (см. рис. 2, а), следует отнести зависимость амплитуды и энергии выходных импульсов от угла включения тиристоры коммутирующего ключа *K* и колебаний напряжения питания (напряжения питающей сети), а также необходимость предварительной регулировки (с помощью ФСУ) моментов начала генерации выходных импульсов, особенно при возбуждении и стабилизации дуги переменного тока.

Влияние колебаний напряжения питания на параметры выходных импульсов может быть минимизировано до приемлемого уровня путем применения в формирующем *RCL*-контуре реактивных элементов и ИТ, рассчитанных в соответствии с приведенной в настоящей работе методикой на минимально допустимое напряжение питания, составляющее, как правило, (85...90) % номинального значения.

Устранения зависимости параметров выходных импульсов возбуждителей дуги с независимым питанием от угла включения тиристоры коммутирующего ключа *K* можно достичь за счет питания формирующего *RCL*-контура от накопителей энергии (преимущественно емкостных). Примеры схемотехнических решений таких устройств приведены на рис. 6.

В возбуждители дуги, построенном по схеме рис. 6, а [29], накопителями энергии являются конденсаторы *C1* и *C2*, заряд которых до амплитудного значения  $\pm E_m$  напряжения питания (на-

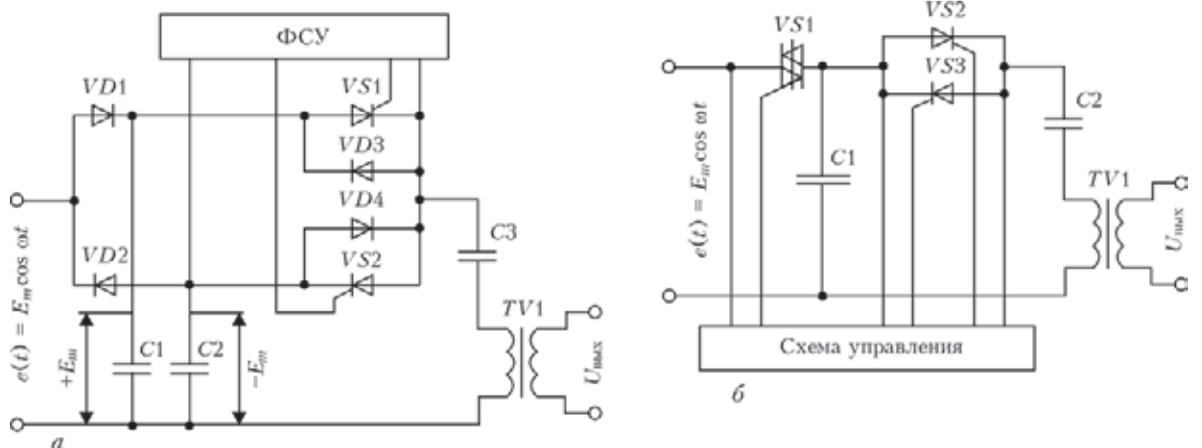


Рис. 6. Электрические принципиальные схемы вариантов построения генераторной части возбуждителей дуги с питанием формирующего *RCL*-контура от накопителей энергии: а — схема возбуждителя дуги с двухканальным накоплением энергии; б — схема устройства для возбуждения дуги с одноканальным накоплением энергии



пряжения питающей сети) осуществляется через разделительные диоды  $VD1$  и  $VD2$ .

Возбудители дуги, выполненные по схеме, представленной на рис. 6, а, обеспечивают возможность начала генерации стабилизированного по амплитуде и энергии выходного импульса практически в любой момент каждого полупериода напряжения питания, при этом разряд каждого из накопительных конденсаторов происходит в те полупериоды напряжения питания, когда подключенные к этим конденсаторам разделительные диоды находятся в непроводящем состоянии. Это обусловило возможность применения возбудителей дуги, построенных по схеме, приведенной на рис. 6, а, в качестве универсальных устройств для первоначального возбуждения дуги постоянного и переменного тока, а также для стабилизации (повторных зажиганий) дуги переменного тока [6, 12].

В одноканальном устройстве, схема которого приведена на рис. 6, б [30], заряд накопительного конденсатора  $C1$  начинается в начале каждого полупериода напряжения питания с включением тиристорного ключа с двухсторонней проводимостью (симистора)  $VS1$ . Включенное состояние симистора  $VS1$  и заряд конденсатора  $C1$  длятся до достижения напряжением на конденсаторе  $C1$  амплитудного значения напряжения питания. Генерация стабилизированного по амплитуде и энергии выходного импульса начинается с включения с помощью схемы управления тиристоры  $VS2$ ,  $VS3$  в любой из моментов второй половины полупериода напряжения питания, но не ранее, чем через (500...700) мкс после выключения симистора  $VS1$ . С учетом этого область применения одноканальных устройств (рис. 6, б) — первоначальное возбуждение постоянного тока. На практике такие устройства используются в основном для возбуждения вспомогательной («дежурной») дуги в плазмотронах для сварки и резки металлов.

Следует отметить, что, несмотря на некоторые преимущества, устройства, схемы которых приведены на рис. 6, широкого распространения не получили, так как по сравнению с базовым вариантом построения возбудителей дуги (см. рис. 2, а) устройства с накопителями энергии (рис. 6, а, б) для своей реализации требуют большего количества полупроводниковых приборов и пассивных элементов, поэтому характеризуются более высокими статическими и динамическими потерями, усложнением конструкции и большей стоимостью.

Необходимость предварительной регулировки или подстройки угла включения тиристоры коммутирующего ключа для обеспечения эффективного первоначального поджига дуги постоянного тока с помощью возбудителей дуги, выполненных по схеме, представленной на рис. 2, а, может быть исключена применением ФСУ, построенного по

принципу детектирования амплитуды напряжения питания. Один из примеров схмотехнического решения такого ФСУ приведен в [31].

В универсальных по роду тока возбудителях и стабилизаторах дуги необходимость предварительной регулировки или подстройки моментов начала генерации выходных импульсов может быть устранена с помощью ФСУ, в которых используется дифференциальный метод формирования импульсов управления тиристорами коммутирующего ключа, основанный на генерации этих импульсов при резких изменениях напряжения дуги. Примером построения таких ФСУ может служить схема управления возбудителя-стабилизатора дуги ВСД-01 УЗ, приведенная в работе [3].

Промышленное крупносерийное производство возбудителей дуги с независимым питанием и последовательным включением в цепь дуги, выполненных в виде отдельных устройств моноблочного исполнения, впервые было освоено предприятиями Украины в 1975 г. В течение 1976–1993 годов было изготовлено более 25 тыс. единиц возбудителей дуги серий УПД-1, УПД-2 и УПД-3 и их различных модификаций, которые нашли широкое применение и как устройства для бесконтактного первоначального поджига дуги, так и в качестве стабилизаторов горения дуги переменного тока, в том числе при аргонодуговой сварке алюминия и его сплавов [3, 9, 11, 12, 32–34]. Такие возбудители дуги используются в установках и устройствах для дуговой и аргонодуговой (TIG) сварки (в частности, в установках и устройствах типа И-118, И-190, УДГ-301М УХЛ4), в установках для плазменной и микроплазменной сварки, наплавки и напыления (например, типа УПС-301 УХЛ4, УПС-501 УХЛ4, УН-150, «Киев-7», Н-155, УМПДС-0605 УХЛ4), в установках для плазменной и воздушно-плазменной резки таких, как «Киев-4», в газорезательных машинах с программным управлением типа «Кристалл», в сборных постах дуговой и сварки TIG постоянным и переменным током, в другом сварочном оборудовании отечественного и зарубежного производства.

В связи с изменившимися после 1991 г. экономическими условиями объем отечественного производства электронных возбудителей дуги существенно сократился, однако и в настоящее время их изготовление осуществляется в ряде зарубежных стран (в основном в составе технологических установок), а также небольшими партиями в Украине и России, и одновременно с этим продолжают работы по совершенствованию таких устройств.

### Выводы

1. С использованием решений известных линейных дифференциальных уравнений второго порядка вы-



полнен анализ электромагнитных процессов в схеме базового варианта построения электронных возбуждателей дуги с независимым питанием и последовательным включением в цепь дуги, получивших наибольшее распространение среди вольтдобавочных устройств для бесконтактного первоначального поджига и стабилизации горения дуги.

2. На основе выполненного анализа и с учетом опыта разработки, проектирования, изготовления и эксплуатации возбуждателей дуги с независимым питанием и последовательным включением в цепь дуги разработана инженерная методика расчета таких устройств и выработаны рекомендации по выбору их элементной базы.

3. В последние десятилетия все большее применение получают электронные возбуждатели дуги, в генераторной части которых формирование повышенного напряжения осуществляется с помощью умножения напряжения или резонансной накачки, при этом полупроводниковый коммутирующий ключ подключен параллельно последовательному соединению емкостного накопителя и первичной обмотки выходного импульсного трансформатора. Анализ и методика расчета таких устройств требуют отдельного рассмотрения, что, однако, выходит за рамки настоящей работы.

*В заключение авторы выражают свою признательность инженерам В. Ю. Буряку, А. Г. Скирте и Д. С. Оляненко за ценную помощь при подготовке данной работы.*

1. Патон Б. Е., Завадский В. А. Импульсное зажигание дуги при газозлектрической и ручной дуговой сварке // Автомат. сварка. — 1956. — № 3. — С.26–35.
2. Голощубов В. I. Зварювальні джерела живлення. — К.: Арістей, 2005. — 448 с.
3. Оборудование для дуговой сварки: Справ.пособие / Под ред. В. В. Смирнова. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 656 с.
4. Пентегов И. В., Дыменко В. В., Склифос В. В. Сварочные источники питания с импульсным поджигом дуги // Автомат. сварка. — 1994. — № 7. — С.36–39.
5. Гуфан Р. М. Исследование сварочных осцилляторов: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Ростов-на-Дону, 1967. — 17 с.
6. Темкин Б. Я. Теория и расчет возбуждателей сварочной дуги: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Л., 1981. — 16 с.
7. Универсальный сварочный осциллятор ИСО / Р. М. Гуфан, В. Г. Золотых, Н. М. Будник и др. // Автомат. сварка. — 1966. — № 8. — С.50–53.
8. Лесков Г. И., Лугин В. П., Светлов А. Т. Подавление радиопомех, создаваемых возбудителями и стабилизаторами дугового разряда // Там же. — 1976. — № 10. — С. 56–59.
9. Подавление радиопомех, создаваемых возбудителем дуги типа УПД-1 / Н. М. Махлин, В. Г. Федотенков, Д. М. Лившиц и др. // Там же. — 1979. — № 12. — С. 55–57.
10. Ланкин Ю. Н., Ланчинский В. Ф., Масалов Ю. А. Генератор импульсов для зажигания сварочной дуги // Там же. — 1969. — № 10. — С. 61–63.
11. Дудко Д. А., Федотенков В. Г., Махлин Н. М. Тиристорные генераторы импульсов типа УПД-1 // Там же. — 1980. — № 6. — С. 61–63.

12. Федотенков В. Г., Махлин Н. М., Темкин Б. Я. Генератор импульсов для возбуждения и стабилизации дуги переменного тока // Свароч. пр-во. — 1981. — № 8. — С. 33–34.
13. Сварочные источники питания с импульсной стабилизацией горения дуги / Б. Е. Патон, И. И. Заруба, В. В. Дыменко, А. Ф. Шатан. — Киев: Экотехнология, 2007. — 248 с.
14. Теоретические основы электротехники: Справочник по теории электрических цепей / Под ред. Ю. А. Бычкова, В. М. Золотницкого, Э. П. Чернышова. — СПб.: Питер, 2008. — 349 с.
15. Левинштейн М. Л. Операционное исчисление в задачах электротехники. — Л.: Энергия, 1972. — 360 с.
16. <http://www.dacpol.com.pl>
17. <http://www.elcod.spb.ru>
18. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник / В. Я. Замятин, В. Кондратьев, В. М. Петухов. — М.: Радио и связь, 1988. — 576 с.
19. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. — Л.: Энергия, 1969. — 192 с.
20. Баев Е. Ф., Фоменко Л. А., Цымбалюк В. С. Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками. — М.: Сов. радио, 1976. — 143 с.
21. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергия, 1977. — 656 с.
22. Писарев А. Л., Деткин Л. П. Управление тиристорными преобразователями. — М.: Энергия, 1975. — 264 с.
23. Земан С., Осипов А., Сандырев О. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора // Силовая электроника. — 2007. — № 1. — С. 67–72.
24. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — 2-е изд., испр. и доп. — М.: Изд. дом «Додэка-XXI», 2001. — 608 с.
25. Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. — 3-е изд., перераб. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. — Т. 3. — 728 с.
26. <http://www.epcos.com>
27. Тиристоры (Технический справочник) / Пер. с англ. под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. — 2-е изд., доп. — М.: Энергия, 1971. — 560 с.
28. Готтлиб И. М. Источники питания. Инверторы, конвертеры, линейные и импульсные стабилизаторы / Пер. с англ. под ред. С. А. Лужанского. — М.: Постмаркет, 2002. — 544 с.
29. А. с. СССР 567563. Устройство для возбуждения и стабилизации процесса горения дуги / Э. И. Шмаков, В. Г. Федотенков, Г. Ф. Колесник и др. — Оpubл. БИ № 29, 1977.
30. А. с. СССР 1202768. Устройство для возбуждения дуги / В. Г. Федотенков, Н. М. Махлин, П. С. Турчин. — Оpubл. БИ № 1, 1986.
31. А. с. СССР 1115174 МКИ Н 02 М 1/08. Устройство для включения тиристоров / Ю. Е. Иванов, В. В. Козак, В. П. Лиходед и др. — Оpubл. БИ № 35, 1984.
32. Применение переменного тока для сварки низкоуглеродистых и легированных сталей, алюминия и его сплавов / Э. И. Шмаков, Н. М. Махлин, В. Г. Федотенков и др. // Монтажные и специальные работы в стр-ве. — 1978. — № 4. — С. 20–22.
33. Применение ручной дуговой сварки модулированным током при изготовлении и монтаже трубопроводов малого диаметра / П. Н. Бугаев, В. С. Сидорук, Н. М. Махлин и др. // Монтажные и специальные строительные работы. Сер. 19. Монтаж и наладка средств автоматизации и связи. — 1986. — № 11. — С. 26–28.
34. Мощный возбудитель — стабилизатор сварочной дуги / В. В. Чигарев, Н. А. Грановский, К. А. Кондрашов, Н. А. Макаренко // Свароч. пр-во. — 2007. — № 7. — С. 14–16.

Поступила в редакцию 15.07.2013