



АСИНХРОННЫЕ ВОЗБУДИТЕЛИ И СТАБИЛИЗАТОРЫ ДУГИ. АНАЛИЗ И МЕТОДИКА РАСЧЕТА. Часть 2

Н.М. МАХЛИН¹, А.Е. КОРОТЫНСКИЙ²

¹ ГП «НИЦ СКАЭ ИЭС им.Е.О. Патона НАН Украины».

03680, г. Киев, ул. Боженко, 11. E-mail: electro@paton.kiev.ua

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

Рассмотрены вопросы анализа процессов в электронных вольтодобавочных устройствах асинхронного типа с последовательным включением в цепь основной или вспомогательной («дежурной») дуги, имеющих конфигурацию формирующего контура, в котором емкостной накопитель и индуктивность первичной обмотки повышающего импульсного трансформатора соединены последовательно, а коммутирующий ключ контура подключен параллельно этому соединению. В части 2 работы приведены результаты анализа цепей генераторов импульсов повышенного напряжения, входящих в состав асинхронных возбудителей и стабилизаторов процесса горения дуги. Описаны схмотехнические решения и отражены вопросы анализа зарядно-разрядных цепей асинхронных возбудителей и стабилизаторов процесса горения дуги, построенных на основе использования метода резонансной накачки. Анализ процессов в цепях асинхронных возбудителей и стабилизаторов процесса горения дуги выполнен с использованием решений известных в теоретической электротехнике уравнений. Предложены основанная на этих решениях инженерная методика расчета основных компонентов функциональных узлов асинхронных возбудителей и стабилизаторов процесса горения дуги, а также рекомендации по выбору их элементной базы. Библиогр. 30, табл. 2, рис. 6.

Ключевые слова: дуговая и плазменная сварка, асинхронные возбудители и стабилизаторы дуги, генераторы импульсов повышенного напряжения, импульсные трансформаторы, сердечники, ферриты, распыленное железо, устройства ввода высоковольтных импульсов, резонансная накачка

Эффективность бесконтактных методов иницирования стационарного дугового разряда путем ионизации межэлектродного промежутка за счет инъекции в него импульсов высокого или повышенного напряжения во многом зависит от способа ввода этих импульсов в цепь дуги и параметров высоковольтных импульсов, вырабатываемых специальными вольтодобавочными устройствами-возбудителями и стабилизаторами дуги. Структурному построению таких электронных устройств и их схмотехнике посвящен ряд работ, например, [1–5], однако вопросы анализа электромагнитных процессов в функциональных узлах таких устройств и методики их расчета в этих работах рассмотрены в недостаточном для практики объеме. До некоторой степени этот пробел восполнен в работе [6], посвященной схмотехнике, анализу и методике расчета электронных вольтодобавочных устройств с независимым питанием напряжением переменного тока (преимущественно промышленной частоты) и с последовательным включением в цепь основной или вспомогательной («дежурной») дуги. В работе [7] рассмотрены вопросы схмотехники, анализа и методики расчета зарядных устройств (ЗУ) асинхронных возбудителей и стабилизаторов дуги (АВСД), выполненных либо на основе ключевой схемы с дозирующим реактором, либо на основе

умножителя напряжения (УН), построенного по схеме Кокрофта–Уолтона. Вместе с тем аналогичные вопросы касательно такого важного функционального узла АВСД, как генератор импульсов повышенного напряжения (ГИН), который вне зависимости от способа реализации или схемы ЗУ входит в состав АВСД, до настоящего времени в известных литературных источниках отражены фрагментарно, что обуславливает определенные затруднения при разработке и проектировании АВСД. Существенные затруднения возникают и при разработке и проектировании АВСД, принцип действия которых базируется на использовании для заряда емкостного накопителя ГИН метода резонансной накачки, из-за отсутствия работ, в которых приведены результаты анализа процессов в цепях подобных устройств и методика расчета их узлов и элементов.

Цель настоящей работы — анализ процессов в ГИН, входящего в состав АВСД, а также в функциональных узлах АВСД, принцип действия которых базируется на методе резонансной накачки, с использованием для анализа известных в теоретической электротехнике методов исследования линейных цепей; выработка рекомендаций по расчету и выбору компонентов устройств этой группы, вытекающих из результатов их анализа и опыта разработки, изготовления и практического применения.



Особенности анализа и расчета ГИН. Принцип действия АВСД основан на периодических процессах заряда емкостного накопителя ГИН и последующего его разряда через первичную обмотку повышающего импульсного трансформатора, с вторичной обмотки которого импульсы высокого или повышенного напряжения инжектируются в цепь основной или вспомогательной («дежурной») дуги [1, 2, 7].

На рис. 1, а приведена структурно-функциональная схема АВСД с ЗУ на основе ключевой схемы с дозирующим реактором или ЗУ на основе УН и с последовательным включением в цепь дуги переменного или постоянного тока. Базовый вариант ГИН таких АВСД представляет собой последовательный LC-контур ударного возбуждения, в состав которого входят емкостной накопитель C_k , индуктивность L_k (индуктивность первичной обмотки I повышающего импульсного трансформатора $TV1$) и полупроводниковый коммутирующий элемент (ключ) K со схемой управления 1.

Формирование импульсов повышенного напряжения в контуре ГИН осуществляется за счет переходного процесса, происходящего при периодических включениях полупроводникового ключа K . Для анализа переходного процесса в контуре ГИН может быть использована расчетная эквивалентная схема, изображенная на рис. 2, а, при этом представляется целесообразным принять практически не влияющие на качество анализа следующие допущения:

1) $R_k = R_{кл.дин} + ESR_C + R_L + R_{с.п.}$, где $R_{кл.дин}$ — динамическое сопротивление включенного ключа K , ESR_C — эквивалентное последовательное активное сопротивление емкостного накопителя ГИН, R_L — активное сопротивление первичной обмотки повышающего импульсного трансформатора $TV1$, $R_{с.п.}$ — активное сопротивление соединительных проводов ГИН;

2) индуктивность L_k первичной обмотки I повышающего импульсного трансформатора $TV1$ линейна, равна начальной и не зависит от протекающего в ней тока;

3) $\tau_{пер} \ll T_n$, где $\tau_{пер}$ — длительность переходного процесса, T_n — период частоты включений полупроводникового ключа K ;

$$4) R_k/2L_k < 1/\sqrt{L_k C_k};$$

5) $U_{вых} = U_{L_k} W_2/W_1$, где $U_{вых}$ — выходное напряжение АВСД (напряжение на вторичной обмотке повышающего импульсного трансформатора $TV1$), U_{L_k} — напряжение на индуктивности L_k , W_1 и W_2 — число витков первичной и вторичной обмоток повышающего импульсного трансформатора $TV1$ соответственно.

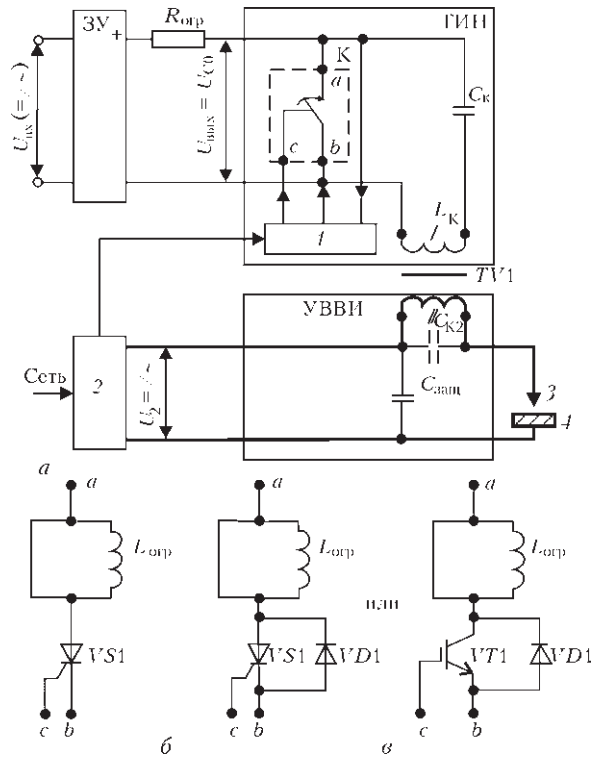


Рис. 1. Структурная схема АВСД с последовательным включением в сварочную цепь (а); электрическая принципиальная схема полупроводникового коммутирующего ключа ГИН с односторонней проводимостью (б); варианты электрической принципиальной схемы полупроводникового коммутирующего ключа ГИН с двухсторонней проводимостью (в); 1 — схема управления АВСД; 2 — источник питания дуги; 3 — сварочный электрод; 4 — свариваемое изделие; ЗУ — зарядное устройство повышающего типа; $R_{огр}$ — токоограничивающий резистор; ГИН — генератор импульсов повышенного напряжения; K — полупроводниковый коммутирующий ключ ГИН; C_k — конденсатор формирующего контура ГИН; $TV1$ — импульсный повышающий трансформатор с первичной I и вторичной II обмотками; L_k — индуктивность формирующего контура ГИН (индуктивность обмотки I трансформатора $TV1$); $L_{огр}$ — дополнительная индуктивность, ограничивающая скорость нарастания прямого тока через коммутирующий ключ ГИН; УВВИ — устройство ввода высоковольтных импульсов в цепь дуги; $C_{к2}$ — конденсатор дополнительного формирующего контура УВВИ; $C_{защ}$ — защитный (блокировочный) конденсатор УВВИ; $V'S1$ — тиристор полупроводникового коммутирующего ключа ГИН; $V'T1$ — транзистор полупроводникового коммутирующего ключа ГИН; $V'D1$ — обратный диод полупроводникового коммутирующего ключа ГИН

Для напряжения u_c на емкостном накопителе ГИН с учетом принятых допущений переходной процесс при ненулевых начальных условиях в $R_k C_k L_k$ -цепи с предварительно заряженной емкостью описывается известным дифференциальным уравнением второго порядка [8, 9]

$$LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = U_{C0}, \quad (1)$$

где $U_{C0} = U_{Cy}$ — установившееся напряжение на емкостном накопителе (при $t \rightarrow \infty$, $du_c/dt = 0$ и $i_c(t) = 0$), то есть напряжение на емкостном нако-

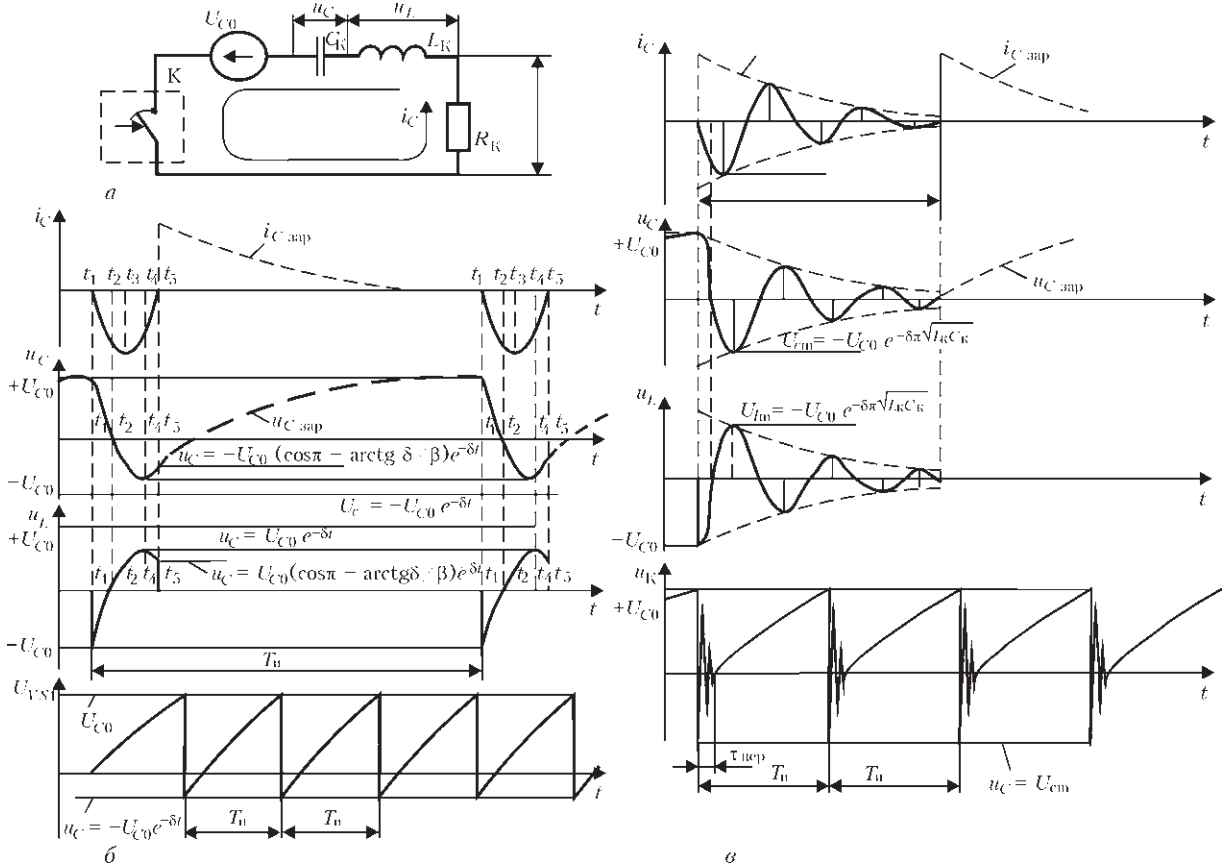


Рис. 2. Схема замещения ГИН (а); эпюры токов и напряжений в цепях ГИН при односторонней проводимости полупроводникового коммутирующего ключа К (б); эпюры токов и напряжений в цепях ГИН при двухсторонней проводимости полупроводникового коммутирующего ключа К (в)

пителе C_k непосредственно перед включением полупроводникового ключа К.

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 уравнения (1) могут быть представлены в виде выражений

$$i_C = -\frac{U_{C0}}{\beta L} \sin \beta t e^{-\delta t}, \quad u_C = U_{C0} \frac{\beta_0}{\beta} \cos(\beta t - \gamma) e^{-\delta t}, \quad (2)$$

где $\tan \gamma = \delta/\beta_0$, а знак «минус» в выражении для i_C указывает на направление тока разряда емкостного накопителя C_k , противоположное направлению тока его заряда.

Из соотношения $u_L = L \frac{di}{dt}$ и выражения (2) переходное напряжение на индуктивности L_k может быть определено по формуле

$$u_L = -\frac{U_{C0}}{\beta} (\beta \cos \beta t - \delta \sin \beta t) e^{-\delta t}. \quad (3)$$

В силу принятых допущений можно полагать, что для контура ГИН $\beta_0/\beta \approx 1$, и поэтому формула (3) с достаточной для практики точностью может быть представлена как

$$u_L = -U_{C0} \cos(\beta t - \gamma) e^{-\delta t}. \quad (4)$$

В (2)–(4) β представляет собой угловую частоту собственных колебаний при переходном про-

цессе в $R_k C_k L_k$ -контуре; δ — коэффициент затухания этих колебаний.

Графики тока i_C , напряжений u_C и u_L , отображающие характер переходного процесса в $R_k C_k L_k$ -контуре ГИН в зависимости от рода проводимости (односторонней — рис. 1, б или двухсторонней — рис. 1, в) ключа К, приведены на рис. 2, б и 2, в соответственно.

При односторонней проводимости ключа К (в качестве которого обычно используется тиристор VS1 — рис. 1, б) с момента его включения t_1 (рис. 2, б) начинается процесс перезаряда емкостного накопителя C_k через индуктивность L_k контура ГИН. При этом в контуре ГИН начнет протекать ток i_C , который будет изменяться по закону синуса от нуля в момент t_1 до амплитудного значения $I_{Cm} = U_{C0}/\beta L$ в момент t_3 и от амплитудного значения до нуля в момент t_5 , вследствие чего в момент t_5 ключ К естественным образом перейдет в непроводящее состояние и с этого момента вновь начнется процесс заряда емкостного накопителя ГИН. Напряжение u_C на емкостном накопителе C_k с момента t_1 начнет изменяться по закону косинуса от значения $+U_{C0}$ до нуля в момент t_2 , затем от нуля до амплитудного значения $U_{Cm} \approx -U_{C0} e^{-\delta t}$ в момент t_4 и от амплитудного значения до значения $u_C = -U_{C0} \cos(\pi - \arctg \delta/\beta) e^{-\delta t}$ в момент



t_5 , с которого вновь начнет нарастать по экспоненциальному закону, обеспечивая заряд емкостного накопителя ГИН до значения U_{C0} . В свою очередь, в момент t_1 на индуктивности L_k контура ГИН возникнет напряжение $u_L = -U_{C0}$, которое начнет изменяться по закону косинуса от значения $-U_{C0}$ до нуля в момент t_2 , затем от нуля до амплитудного значения $U_{Lm} \approx U_{C0}e^{-\delta t}$ в момент t_4 и от амплитудного значения до значения $u_L = U_{C0}\cos(\pi - \arctg\delta/\beta)e^{-\delta t}$ в момент t_5 , после чего мгновенно спадет до нуля. Временные сдвиги $\Delta t = t_3 - t_2 = t_5 - t_4$ зависят от добротности $Q R_k C_k L_k$ контура ГИН, которая определяется по выражению

$$Q = \frac{\sqrt{L_k C_k}}{R_k} \tag{5}$$

Длительность переходного процесса при односторонней проводимости ключа К может быть определена по формуле

$$\tau_{пер} = \pi \sqrt{L_k C_k} \tag{6}$$

При двухсторонней проводимости полупроводникового ключа К (рис. 1, в) с момента его включения в контуре ГИН будет происходить классический затухающий колебательный переходной процесс, описываемый известным уравнением (1), решениями которого являются выражения (2)–(4). Кривые изменений тока i_C и напряжений u_C и u_L в течение затухающего колебательного переходного процесса приведены на рис. 2, в. Как известно [8, 9], фазовые сдвиги между током i_C и напряжениями u_C и u_L и длительность переходного процесса при двухсторонней проводимости ключа К зависят от добротности $R_k C_k L_k$ контура ГИН, при этом длительность затухающего колебательного переходного процесса определяется по соотношению

$$\tau_{пер} = \frac{6L_k}{R_k} \tag{7}$$

С момента окончания в контуре ГИН затухающего колебательного переходного процесса начнет повторяться процесс заряда емкостного накопителя C_k до значения U_{C0} . Одной из отличительных особенностей затухающего колебательного переходного процесса является практическая симметрия кривых тока i_C и напряжений u_C и u_L относительно нуля, что обуславливает возможность эффективного использования повышающего импульсного трансформатора ТВИ (рис. 1, а), так как при этом такой трансформатор способен работать при максимально возможном размахе индукции в его сердечнике — от $+B_{sat}$ до $-B_{sat}$.

Другая отличительная особенность контура ГИН, ключ К которого обладает двухсторонней проводимостью, заключается в том, что длительность затухающего колебательного переходного

процесса значительно превышает длительность переходного процесса при односторонней проводимости ключа К. Это способствует более продолжительному удержанию плазмы в состоянии ударной ионизации в межэлектродном промежутке, что особенно важно в случаях, когда АВСД используется для возбуждения малоамперных дуг, а также для стабилизации процесса горения малоустойчивых дуг переменного тока (например, при сварке ТИГ алюминия и его сплавов или при сварке ММА электродами с фтористо-кальциевым покрытием), которым свойственна быстрая деионизация межэлектродного промежутка при смене полярности тока дуги [4, 10].

Однако следует отметить, что по сравнению с ГИН, в состав которого входит ключ с односторонней проводимостью, реализация двухсторонней проводимости ключа К требует некоторого его усложнения и применения полупроводниковых приборов с более высоким допустимым обратным напряжением, а также схемы управления ключом, способной обеспечивать длительность сигналов управления, не меньшую или превышающую длительность затухающего колебательного переходного процесса.

Для обеспечения безотказной работы полупроводникового ключа К значение индуктивности L_k контура ГИН должно обеспечивать выполнение требований $I_{Cm} < I_{OC, ПРГ\ max}$ и $(di/dt)_k < (di/dt)_{кр}$, где $I_{OC, ПРГ\ max}$ — максимально допустимый повторяющийся ток перегрузки полупроводникового ключа в открытом состоянии (максимально допустимый ток рабочей перегрузки), $(di/dt)_k$ — максимальное значение скорости нарастания тока i_C в контуре ГИН, $(di/dt)_{кр}$ — значение критической скорости нарастания тока в открытом состоянии ключа К. Максимальное амплитудное значение тока I_{Cm} в контуре ГИН согласно (2) может быть определено по выражению

$$I_{Cm} = U_{C0} \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \tag{8}$$

и в реальных моделях АВСД составляет от 80 до 445 А. Учитывая, что длительность такого тока не превышает нескольких микросекунд, а максимальная скорость нарастания тока $i_C = 50 \dots 80$ А/мкс, выполнение условий безотказной работы ключа К в его открытом состоянии по допустимому току рабочей перегрузки $I_{OC, ПРГ\ max}$ и критической скорости нарастания тока в АВСД вполне достижимо [11].

Вместе с тем расчет и проектирование повышающего импульсного трансформатора (ИТ) АВСД вызывает определенные затруднения из-за высоких значений напряженности H магнитного поля в сердечнике, обусловленных амплитудными значениями тока I_{Cm} в контуре ГИН. Известно, что



индукция в сердечнике ИТ при ее изменении от $-B_{sat}$ до $+B_{sat}$ связана с напряженностью H соотношением $B = \mu H$, где $\mu = \mu_0 \mu_e$ — магнитная проницаемость материала сердечника ИТ, μ_0 — магнитная постоянная, равная $4\pi \cdot 10^{-7}$, μ_e — эффективная магнитная проницаемость сердечника (для сердечников без немагнитного зазора значение μ_e может быть принято равным значению начальной магнитной проницаемости $\mu_{нач}$). Напряженность H в сердечнике ИТ определяется как [12]

$$H = \frac{I_{Cm} W_1}{l_c}, \quad (9)$$

где W_1 — число витков первичной обмотки ИТ; l_c — длина средней линии магнитной индукции в сердечнике. В табл. 1 приведены наибольшие расчетные значения H_{max} и B_{max} в зависимости от рассчитанных согласно (8) значений тока I_{Cm} при $U_{C0} = 700$ В, $l_c = 0,44$ м, $W_1 = 1$, $\mu_e = 1,58 \cdot 10^3$ и типичных для ГИН значениях C_k и L_k .

Из данных табл. 1 следует, что применение в ИТ АВСД единичных ферритовых сердечников без немагнитного зазора с приемлемыми габаритными размерами, у которых значение индукции насыщения B_{sat} может составлять 0,48...0,50 Тл [13], при типичных для ГИН значениях I_{Cm} , C_k , L_k и $\mu_{нач}$ практически невозможно.

Более эффективным является использование такого распространенного метода увеличения допустимого значения H_{max} , при котором индукция в ферритовом сердечнике ИТ не превышает значения B_{sat} , как введение в сердечник немагнитного зазора с длиной, не превышающей 1 % от l_c [12]. В этом случае значение μ_e может составить 0,12...0,14 $\mu_{нач}$ (благодаря чему H_{max} в зависимости от B_{sat} может достигать значений 2700...3000 А/м), однако при этом с уменьшением значения $\mu_{нач}$ пропорционально снижается и значение коэффициента индуктивности $A_L = L_k / W_1^2 = \mu_0 \mu_e A_e / l_c$, где A_e — эффективная площадь сечения единичного сердечника, вследствие чего для обеспечения приемлемого значения L_k возникает необходимость использования в ИТ сердечника, состоящего из нескольких единичных сердечников. Кроме того, введение зазора не устраняет необходимости применения ферритовых сердечников со значительной длиной средней линии магнитной индукции

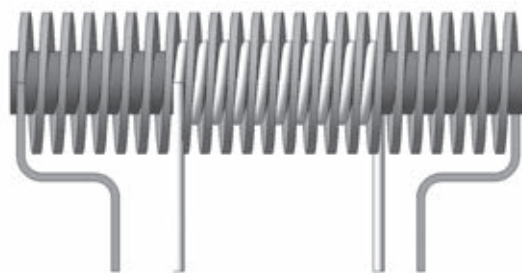


Рис. 3. Конструкция импульсного повышающего трансформатора АВСД с полностью разомкнутым стержневым ферритовым сердечником

l_c ($> 0,2$ м), что неизбежно вызывает возрастание массы, габаритных размеров и стоимости ИТ.

Значительно лучшие результаты могут быть получены при построении ИТ в виде трансформатора с полностью разомкнутым стержневым ферритовым сердечником (рис. 3), для которого справедливы выражения [12]

$$\mu_e = \frac{\mu_{нач}}{1 + g(\mu_{нач} - 1)}, \quad g = 0,84(D/l_\phi)^{1,7}, \quad (10)$$

где $\mu_{нач}$ — начальная магнитная проницаемость сердечника; g — размагничивающий фактор стержневого ферритового сердечника; D — диаметр, а l_ϕ — длина ферритового стержня. Такая конструкция ИТ обеспечивает существенное уменьшение его массогабаритных показателей и практически исключает возможность насыщения его сердечника, что достигается за счет свойственной этой конструкции низкой μ_e . Вместе с тем это предопределяет низкое значение индуктивности L_{W1} первичной обмотки ИТ (не более 7 мкГн), которое может быть обеспечено только при повышенном числе витков первичной (обычно до 11–12) и, соответственно, вторичной обмотки ИТ. Помимо этого, низкое значение индуктивности L_{W1} вызывает необходимость введения в схему ГИН последовательно соединенной с коммутирующим ключом К дополнительной индуктивности $L_{доп}$ (рис. 1, б, в) для обеспечения условий безотказной работы ключа К, одним из которых является выполнение требования $L_k = L_{W1} + L_{доп} > U_{C0} / (di/dt)_{кр}$. Для ИТ со стержневым ферритовым сердечником также характерно выполнение его вторичной обмотки в виде однослойной обмотки, намотанной «на ребро», ввиду необходимости распределения этой обмотки по всей длине сердечника и обеспе-

Таблица 1. Зависимость B_{max} от H_{max} при различных значениях соотношения C_k/L_k

C_k , мкФ	$L_k = 20$ мкГн		$L_k = 14$ мкГн		$L_k = 10$ мкГн	
	H_{max} , А/м	B_{max} , Тл	H_{max} , А/м	B_{max} , Тл	H_{max} , А/м	B_{max} , Тл
0,25	178	0,353	213	0,423	252	0,499
0,50	252	0,499	301	0,597	356	0,706
1,00	356	0,706	424	0,841	503	0,999
2,00	503	0,999	602	1,194	712	1,412
3,00	616	1,223	736	1,461	871	1,729
4,00	712	1,412	851	1,689	1006	1,997



чения минимально возможного зазора между обмоткой и сердечником. Следует отметить, что до настоящего времени в литературе отсутствовали зависимости и методики расчета размагничивающего фактора для разомкнутых ферромагнитных сердечников, позволяющие аналитически строго определить их эффективную магнитную проницаемость, из-за чего, как правило, приходится руководствоваться экспериментальными данными. Кроме того, в таких ИТ число витков вторичной обмотки ограничено длиной l_{ϕ} реальных изготавливаемых промышленностью ферритовых стержней и обычно не превышает 28...30. Тем не менее, ИТ со стержневым ферритовым сердечником получают в АВСД все более широкое применение, о чем свидетельствует практика разработки и изготовления сварочных инверторов (преимущественно для сварки ТИГ) ведущими фирмами Швеции, Италии, Финляндии, Украины, Китая, России и других стран.

Анализ возможных значений амплитудных и частотных параметров ГИН приводит к выводу о том, что для получения оптимизированных электромагнитных и массогабаритных характеристик повышающего импульсного трансформатора ГИН его сердечник должен быть выполнен из материала, обладающего низкой эффективной магнитной проницаемостью μ_e и, одновременно с этим, достаточно высокой индукцией насыщения B_{sat} . Именно такие свойства присущи сердечникам из распыленного железа (СРЖ), широко используемым в последние годы в индуктивных элементах импульсных источников питания и представляющим собой ферромагнитные структуры с распределенным воздушным зазором [14].

Свойственная железу высокая индукция насыщения ($B_{sat} \leq 1,5 \text{ Тл}$) в сочетании с распределенным немагнитным зазором обеспечивает возможность получения сердечника с невысокой эффективной магнитной проницаемостью ($\mu_e \leq 120$) и допустимыми значениями $H_{max} = 8000 \dots 20000 \text{ А/м}$, способного функционировать в широком диапазоне частот (более 100 кГц) [15–17]. Существенным преимуществом СРЖ является и то, что среди наиболее распространенных материалов с высокой индукцией насыщения распыленное железо обладает наименьшей стоимостью. Такие характеристики СРЖ дают возможность создавать компактные ИТ с рациональным числом витков обмоток и оптимизированными массогабаритными показателями. Применение СРЖ позволяет достигать в повышающем импульсном трансформаторе ГИН значений индуктивности первичной обмотки порядка 8 мкГн и более. При этом для расчета ИТ с СРЖ могут быть использованы известные и, в значительной степени, отработанные методики [12, 18], а также результаты дополнительных экс-

периментальных исследований. Можно ожидать, что в ближайшие годы ИТ с СРЖ, а также дроссели с такими сердечниками получат широкое распространение не только в АВСД, но и в сварочных инверторах и конверторах.

Поскольку, как отмечено в [6], при пробое и искровом разряде, относящимся к самостоятельным неустановившимся разрядам в газах, сопротивление межэлектродного промежутка достаточно высоко (от нескольких десятков до сотен килоом) и поэтому влияние сварочного контура, в том числе цепей УВВИ, на параметры ГИН пренебрежительно мало, то выражения (2)–(8) справедливы как для режима холостого хода АВСД, так и для режима искрового разряда (вплоть до момента перехода искрового разряда в межэлектродном промежутке в стационарный дуговой).

Выражения (2)–(10) и результаты экспериментальных исследований, а также опыт разработки и эксплуатации АВСД могут быть использованы для расчета параметров и выбора компонентов базового варианта ГИН (рис. 1, а) следующим образом:

1. Расчетные и номинальные значения емкости C_k накопителя ГИН и тип применяемых конденсаторов определяют исходя из необходимого значения энергии инжектируемых в цепь основной или вспомогательной («дежурной») дуги импульсов в соответствии с приведенными в [6, 7] рекомендациями и согласно соотношению $C_k \geq 2W_C / U_{C0 \min}^2$, где W_C — запасаемая в емкостном накопителе ГИН энергия при его заряде, $U_{C0 \min}$ — минимально возможное в конкретной схеме ЗУ значение установившегося напряжения заряда емкостного накопителя. При этом наибольшее допустимое напряжение постоянного тока U_{VDC} для конденсатора (конденсаторов) емкостного накопителя ГИН должно удовлетворять условию

$$U_{VDC} \geq 1,6U_{C0 \max}, \quad (11)$$

где $U_{C0 \max}$ — максимально возможное в конкретной схеме ЗУ значение установившегося напряжения заряда емкостного накопителя.

2. Для определения значений составляющих активного сопротивления контура ГИН используют справочные данные, приведенные, например в [11, 19–22], а также рекомендации работы [6], в соответствии с которыми значение сопротивления R_k в подавляющем большинстве случаев не превышает 30 мОм.

3. Расчет индуктивности контура ГИН выполняют в зависимости от выбранной конструкции ИТ, материала и геометрических размеров его сердечника.

3.1. Если по конструктивным или экономическим соображениям выбирают конструкцию ИТ с П- или Ш-образным ферритовым сердечником, то



для расчета ИТ целесообразно задаться значениями индуктивности L_k первичной обмотки и числа ее витков W_1 , а также, пользуясь рекомендациями работы [6], определить число витков W_2 вторичной обмотки и площадь поперечного сечения ее проводника. Рекомендуемые значения L_k составляют 16...22 мкГн, а W_1 — 1, 2 витка. Затем по выражению (8) определяют амплитудное значение тока I_{Cm} в контуре ГИН, а по заданным значениям L_k и W_1 — необходимое расчетное значение коэффициента индуктивности A_L . По справочным данным, приведенным, например, в [12, 13, 18, 19, 23], осуществляют предварительный выбор стандартного типоразмера единичного ферритового П- или Ш-образного сердечника с $0,20 \text{ м} < l_c < 0,37 \text{ м}$ и $\mu_e < 1600$ и определяют эффективную площадь A_{EC} его сечения, а также (по стандартным методикам) необходимую площадь A_W окна сердечника, занимаемой проводниками обмоток ИТ, с учетом коэффициента укладки витков, толщины межвитковой и межобмоточной изоляции и повышенной температуры ИТ при его охлаждении путем естественной конвекции. После этого, с учетом полученных и заданных значений I_{Cm} , W_1 и l_c по формуле (9) рассчитывают соответствующее этим значениям максимально возможное значение H_1 напряженности магнитного поля в единичном сердечнике. Далее для удовлетворения условия $B_{sat} > \mu_0 \mu_e H_1$ определяют требуемое значение μ_e по выражению

$$\mu_e \leq \frac{B_{sat}}{\mu_0 H_1}, \quad (12)$$

где B_{sat} — допустимое значение индукции насыщения единичного ферритового сердечника, которое рекомендуется принимать равным 0,35...0,40 Тл. Исходя из этого, требуемое значение μ_e может быть обеспечено только при условии введения в сердечник немагнитного зазора. Необходимую длину $l_{зз}$ такого зазора определяют из соотношения [12]

$$\mu_e = \frac{\mu_{нач}}{1 + \mu_{нач} \frac{l_{зз}}{l_c}}. \quad (13)$$

Рекомендуемые значения $l_{зз}$ от 0,5 до 1,0 мм. Если же результаты расчетов превышают рекомендованные значения $l_{зз}$ и не обеспечивают получение требуемых значений μ_e , то следует выбрать типоразмер сердечника с большей l_c , после чего вновь производят поверочные расчеты, по результатам которых осуществляют окончательный выбор типоразмера сердечника. По полученным данным для обеспечения заданного значения L_k и требуемого значения A_L при принятом числе витков W_1 рассчитывают минимально необходи-

мое значение эффективной площади сечения A_E сердечника, используя для этого выражение

$$A_E = \frac{l_c A_L}{\mu_0 \mu_e}, \quad (14)$$

откуда количество n_c единичных сердечников, составляющих сердечник ИТ, определяют как $n_c = A_E/A_{EC}$ (где A_{EC} — эффективная площадь сечения выбранного единичного сердечника), округляя при этом значение n_c в большую сторону чисел натурального ряда. В остальном для расчета ИТ с ферритовым сердечником используют известные методики, а также рекомендации, приведенные в [6].

3.2. В случае ИТ с полностью разомкнутым стержневым ферритовым сердечником расчет индуктивности его первичной обмотки начинают с выбора стержневого ферритового сердечника с низкой начальной магнитной проницаемостью $\mu_{нач} (\leq 200)$ и отношением длины ферритового стержня к его диаметру l_ϕ/d_ϕ , равным 10–14. В качестве такого сердечника могут быть применены, например, ферритовые стержни фирмы «Patron Passive Elektronik» типов YC10×100...YC10×140 или YC13×100...YC13×140 из материала R2KW [24]. Затем теоретически, например, согласно (10), или экспериментально определяют значения эффективной μ_e или относительной $\mu_{отн}$ магнитной проницаемости сердечника, используя приведенные в литературе, в частности в [12], данные и результаты ранее проведенных исследований. После этого рассчитывают индуктивность L_{W1} первичной обмотки ИТ по соотношению $L_{W1} = L_{C1}/\mu_e$ или $L_{W1} = L_{C1}/\mu_{отн}$, где L_{C1} — индуктивность первичной обмотки ИТ без сердечника, определенная по известным методикам [12, 18, 25] для однослойной катушки с внутренним диаметром, равным диаметру ферритового стержня. Основанные на опыте проектирования, разработки и применения АВСД рекомендуемые значения числа витков W_1 первичной обмотки ИТ составляют 10–12, а индуктивности L_{W1} этой обмотки — 6...8 мкГн, что предопределяет необходимость введения в контур ГИН дополнительной индуктивности $L_{доп} = 2...3 \text{ мкГн}$. Вторичная обмотка ИТ также должна быть выполнена однослойной и намотанной на «ребро», при этом внутренний диаметр намотки принимают равным d_ϕ , а шаг намотки $\tau_{нам}$ таким, который обеспечивал бы плотную укладку на ферритовом стержне витков первичной обмотки между смежными витками вторичной обмотки. Длину намотки $l_{нам}$, зависящую от числа витков W_2 вторичной обмотки, рассчитывают по выражению $l_{нам} = \tau_{нам}(W_2 - 1)$. В свою очередь, число витков W_2 вторичной обмотки ИТ определяют с учетом рекомендаций работы [6] и исходя из соотношения

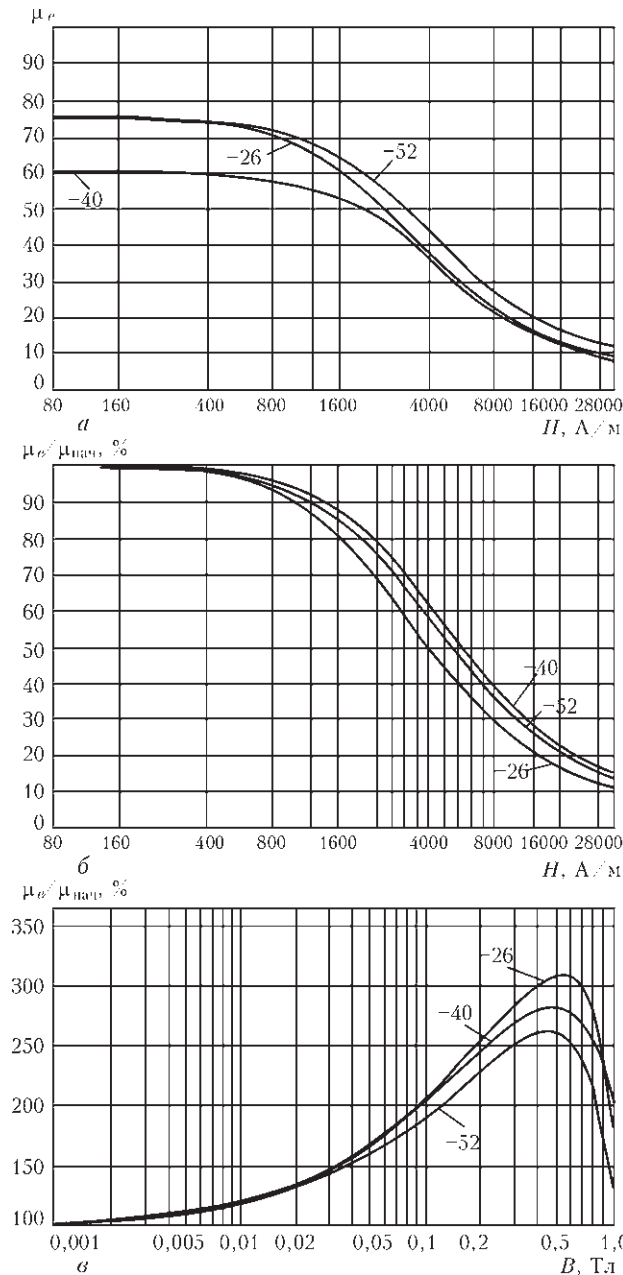


Рис. 4. Графики зависимости μ_e от H в сердечнике ИТ с СРЖ (а); графики зависимости $\mu_{нач}$ от H в сердечнике ИТ с СРЖ (б); графики зависимости $\mu_e/\mu_{нач}$ от B в сердечнике ИТ с СРЖ (в)

$$W_2 = W_1 \frac{U_{вых}}{U_{C0} (1 - L_{доп}/L_{W1})}$$

где $U_{вых}$ — амплитудное значение напряжения холостого хода вторичной обмотки ИТ. При этом принимают во внимание ограничения достижимых значений W_2 и $U_{вых}$, обусловленные конечными значениями максимально возможной длины l_{ϕ} доступных промышленно изготавливаемых ферритовых стержней, что, в свою очередь, ограничивает и область применения АВСД с таким ИТ.

Дополнительную индуктивность $L_{доп}$ рекомендуется выполнять монтажным многожильным проводом в виде цилиндрической однослойной

Таблица 2. Основные параметры кривых намагничивания СРЖ

Наименование и обозначение параметра	Значение		
	Материал		
	-26	-40	-52
Наибольшее допустимое значение индукции B_{max} , Тл	1,38		1,40
Начальная магнитная проницаемость $\mu_{нач}$	75	60	75
Остаточная индукция B_r , Тл	0,175	0,100	0,145
Коэрцитивная сила H_c , А/м	40	37	510

Примечание. Для материалов марок -26, -40, -52 индукция насыщения B_{sat} равна 1,5 Тл и наибольшее допустимое значение напряженности магнитного поля H_{max} составляет 20000 А/м.

катушки без сердечника, наружный диаметр которой составляет 12...20 мм. Расчет числа витков такой катушки по заданному значению $L_{доп}$ производят с помощью известных методик, приведенных, например, в [12, 18].

3.3. Расчет ИТ с СРЖ начинают с выбора материала сердечника. По сочетанию электромагнитных параметров и стоимостных показателей рекомендуемыми являются материалы марок -26, -40 или -52 [13–17]. Основные параметры кривых намагничивания для этих материалов приведены в табл. 2, а зависимости μ_e от H , $\mu_e/\mu_{нач}$ от H и $\mu_e/\mu_{нач}$ от B — на рис. 4.

Далее задаются числом витков W_1 первичной обмотки ИТ, рекомендуемые значения которого составляют (2–4) витка, и, используя рекомендации работы [6], определяют число витков W_2 вторичной обмотки, а также тип и изоляцию медной ленты, применяемой в качестве проводника этой обмотки. Рекомендуемая ширина медной ленты составляет 40...45 мм, толщина — 0,20...1,00 мм, плотность тока дуги не более 5 А/мм². Затем по общеизвестным методикам находят значение необходимой площади A_w окна сердечника, для чего рассчитывают общую площадь окна, занимаемую проводниками обмоток ИТ при его охлаждении за счет естественной конвекции, при этом высоту окна принимают равной 50...55 мм. После этого, принимая допустимые значения $H_{max} = 4500...6000$ А/м и $B_{max} = 0,5...0,9$ Тл и используя графики, приведенные на рис. 4, определяют значение μ_e , которое при принятых допущениях в зависимости от выбранного материала обычно составляет 85...120. Задаваясь значениями U_{C0} от 600 до 700 В, C_k от 0,5 до 4,0 мкФ и $L_k \geq 10$ мкГн, по выражению (8) рассчитывают значение I_{Cm} . С учетом полученных значений I_{Cm} и μ_e , выбранного числа витков W_1 и рекомендуемых значений длины средней линии магнитной индукции в сердечнике $l_c = 0,18...0,22$ м по выражению (9) проверяют значение H_{max} , а по соотношению $B = \mu_0 \mu_e H$ — значение



V_{\max} . Далее рассчитывают минимально необходимое значение эффективной площади сечения A_E сердечника ИТ, используя выражение (14) в виде

$$A_E = \frac{L_k I_c}{W_1^2 \mu_0 \mu_e} \quad (15)$$

Из полученного значения A_E определяют количество n_c составляющих сердечник ИТ единичных сердечников, используя соотношение $n_c = A_E/A_{EC}$ и округляя при этом значение n_c в большую сторону чисел натурального ряда. Рекомендуемыми значениями эффективной площади сечения A_{EC} единичного сердечника являются $(9,4 \dots 9,8) \times 10^{-4} \text{ м}^2$, а размеров стержня сердечника — $25 \times 38, 28 \times 35, 30 \times 32 \text{ мм}$. Исходя из найденных в ходе расчета значений A_W, A_E и A_{EC} определяют конструкцию сердечника ИТ и ее основные размеры с учетом предпочтительности его Ш-образной или П-образной конфигурации, после чего уточняют значения $l_c, H_{\max}, B_{\max}, L_k$ и I_{Cm} . В остальном, как и в случае ИТ с ферритовым сердечником, для расчета ИТ с СРЖ используют известные методики, а также рекомендации, приведенные в [6].

4. Используя выбранные и полученные значения C_k и L_k и выражения (6) или (7), определяют длительность $\tau_{\text{пер}}$ переходного процесса в ГИН (то есть длительность импульсов на обмотках ИТ), а по значению $\tau_{\text{пер}}$ — необходимое значение длительности τ_y импульсов управления, подаваемых в цепь управления коммутирующего ключа ГИН, которое должно удовлетворять условию

$$\tau_y \geq 1,15 \tau_{\text{пер}} \quad (16)$$

5. Учитывая низкую частоту следования выходных импульсов АВСД (не более 200 Гц), их высокую скважность и значительные уровни амплитуд переходного тока и напряжения в контуре ГИН, при выборе элементной базы коммутирующего ключа ГИН наиболее предпочтительны отечественные низкочастотные тиристоры унифицированных серий Т122-25 или Т131-40 при $U_{C0 \max} \leq 700 \text{ В}$ и Т132-25 или Т141-40 при $U_{C0 \max} > 700 \text{ В}$, или их зарубежные аналоги. Класс тиристоров по повторяющемуся импульсному обратному напряжению $U_{\text{обр.и}}$ выбирают из условия $U_{\text{обр.и}} \geq 1,6 U_{C0 \max}$, а максимальные среднее $I_{\text{ос.ср}}$ и действующее $I_{\text{ос.д}}$ значения тока, протекающего через тиристор в его открытом состоянии, определяют, используя методику работы [6], по выражениям

$$I_{\text{ос.ср}} = 0,5 I_{Cm} \frac{\tau_{\text{пер}}}{T_{\text{и}}}, \quad I_{\text{ос.д}} = \frac{I_{Cm}}{\sqrt{\tau_{\text{пер}}/T_{\text{и}}}}, \quad (17)$$

где $T_{\text{и}}$ — период частоты следования выходных импульсов АВСД (частоты включений коммутирующего ключа ГИН).

6. При построении коммутирующего ключа ГИН с двухсторонней проводимостью обратный диод ключа (рис. 1, в) выбирают из условий

$$U_R \geq 1,6 U_{C0 \max}, \quad I_{F(AV)} \geq 0,8 I_{\text{ос.ср}}, \quad I_{FSM} \geq I_{Cm}, \quad (18)$$

где U_R — максимально допустимое обратное напряжение диода, $I_{F(AV)}$ — максимально допустимое значение постоянного прямого тока через диод, I_{FSM} — максимально допустимое значение повторяющегося прямого импульсного тока через диод. Наиболее предпочтительны высоковольтные быстродействующие диоды с малыми значениями наибольшего прямого падения напряжения ($U_F \leq 1,5 \text{ В}$) и времени обратного восстановления ($t_{rr} \leq 150 \text{ нс}$). Таким требованиям соответствует, например, быстродействующий выпрямительный диод VS-40EPF1 фирмы Vishay Semiconductors [26].

Особенности анализа и расчета АВСД с ЗУ, построенным на основе использования метода резонансной накачки. ЗУ, построенные на основе использования метода резонансной накачки, широко применяются в медицинской аппаратуре, измерительной и радиолокационной технике, в лазерных устройствах, в электротехнологических установках, устройствах автомобильной электроники и во многих других областях техники. Такие ЗУ нашли применение и в вольтодобавочных устройствах установок для дуговой и плазменной сварки [1, 27]. Принцип действия подобных ЗУ базируется на том, что емкостной накопитель ГИН является элементом резонансной LC-цепи, содержащей последовательно соединенные токоограничивающий зарядный дроссель, отсекающий диод и конденсатор формирующего контура ГИН, перезаряжаемый при каждом включении коммутирующего ключа этого контура. При этом в установившемся режиме напряжение заряда U_{C0} емкостного накопителя ГИН может значительно превышать входное напряжение ЗУ. Теоретически процесс возрастания значения U_{C0} мог бы продолжаться до бесконечности, однако в силу конечных значений добротности реальных резонансных цепей заряда и разряда емкостного накопителя ГИН и неизбежных активных потерь в их элементах практически достижимое значение напряжения заряда U_{C0} превышает значение входного напряжения ЗУ не более, чем в 3...5 раз [27].

Базовый вариант схемы АВСД с ЗУ, построенным на основе использования метода резонансной накачки, приведен на рис. 5, а. Такому АВСД (как и АВСД с ЗУ на основе ключевой схемы с дозирующим реактором) свойственны широкий диапазон возможных уровней входного напряжения $U_{\text{вх}}$ (в большинстве случаев составляющем от 100 до 350 В), а также инвариантность таких ЗУ по роду питающего АВСД напряжения, при этом нормальное функционирование ЗУ при питании АВСД напряжением переменного тока не зависит от его частоты. Если же для питания АВСД предусматривается использование только напряжения постоянного тока,



то наличие в схеме, приведенной на рис. 5, а, выпрямителя $UZ1$ и буферного конденсатора $C1$ не является принципиально обязательным.

В АВСД с ЗУ, схема которого показана на рис. 5, а, заряд емкостного накопителя (конденсатора $C2$) формирующего контура ГИН осуществляется в особом режиме, получившем название резонансный. С момента подачи на АВСД напряжения питания $U_{пит}$ начнут постепенно нарастать по синусоидальному закону ток заряда i_C емкостного накопителя (конденсатора $C2$) и по экспоненциальному закону напряжение u_C заряда этого конденсатора. В момент времени, когда будет обеспечено равенство $u_C = U_{вх}$, ток заряда i_C достигнет своего амплитудного значения I_m , после чего ток i_C начнет спадать также по синусоидальному закону, что вызовет возникновение на дросселе $L1$ ЭДС самоиндукции, действующей согласно с напряжением $U_{вх}$. В результате этого заряд конденсатора $C2$ будет продолжаться до тех пор, пока напряжение u_C на нем не достигнет практически удвоенного значения $U_{вх}$, и, вследствие наличия диода $VD1$, такой уровень напряжения u_C заряда конденсатора $C2$ будет сохраняться вплоть до момента включения коммутирующего ключа ГИН (тиристора $VS1$). С включением тиристора $VS1$ в формирующем контуре ГИН начнется процесс перезаряда конденсатора $C2$ через первичную обмотку ИТ (трансформатора $TV1$). Длительность процесса перезаряда конденсатора $C2$ определяется полупериодом собственных колебаний формирующего контура ГИН и не зависит от частоты

включений его коммутирующего ключа тиристора ($VS1$). В момент времени, когда в процессе перезаряда конденсатора $C2$ напряжение на нем снизится до нуля, ток перезаряда (ток в контуре ГИН) достигнет своего максимального значения I_{Cm} . После этого начнется спад тока перезаряда по синусоидальному закону, что вызовет возникновение на индуктивности первичной обмотки ИТ (трансформатора $TV1$) ЭДС самоиндукции, обуславливающей протекание тока в контуре ГИН в интервале от $\pi/2$ до π полупериода собственных колебаний. По окончании процесса перезаряда конденсатора $C2$ напряжение на нем будет близким по модулю к значению напряжения перед началом перезаряда, а по полярности — противоположным последнему, при этом ток перезаряда снизится практически до нуля, вследствие чего тиристор $VS1$ выключится. С этого момента начнется второй цикл заряда емкостного накопителя (конденсатора $C2$) формирующего контура ГИН, однако теперь напряжение и ток заряда уже будут определяться суммой напряжения $U_{вх}$ и действующего согласно с ним установившегося напряжения перезаряда конденсатора $C2$, что вызовет к моменту завершения цикла заряда возрастание напряжения на конденсаторе $C2$ до значения, близкого, по крайней мере, к четырехкратному значению $U_{вх}$. Далее все процессы в ЗУ, схема которого представлена на рис. 5, а, повторятся аналогично описанному выше. В силу конечных значений добротности контуров заряда и разряда емкостного накопителя ГИН в третьем цикле его заряда напряжение на нем может лишь незначительно превысить напряжение заряда во втором цикле. Экспериментально установлено, что, начиная с момента окончания третьего цикла заряда, напряжение заряда емкостного накопителя ГИН (конденсатора $C2$) можно считать установившимся.

Схема замещения ЗУ, построенного на основе использования метода резонансной накачки, приведена на рис. 5, б. В этой схеме $R = R_{L1} + R_{top} + ESR_{C1} + ESR_{C2} + r_{дин} + R_I$ — активное сопротивление цепи заряда (R_{L1} — активное сопротивление дросселя $L1$, R_{top} — активное сопротивление токоограничивающего резистора $R1$, ESR_{C1} и ESR_{C2} — эквивалентные активные последовательные сопротивления конденсаторов $C1$ и $C2$ соответственно, $r_{дин}$ — динамическое сопротивление диода $VD1$, R_I — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора $TV1$), $L = L_{др} + L_I$ ($L_{др}$ — индуктивность дросселя $L1$, L_I — индуктивность первичной обмотки трансформатора $TV1$), C — емкость накопителя ГИН (конденсатора $C2$). Так как $R_{top} > R_{L1} + ESR_{C1} + ESR_{C2} + r_{дин} + R_I$, а $L_{др} > L_I$ то с достаточной степенью точности можно принять, что $R = R_{top}$, а $L = L_{др}$.

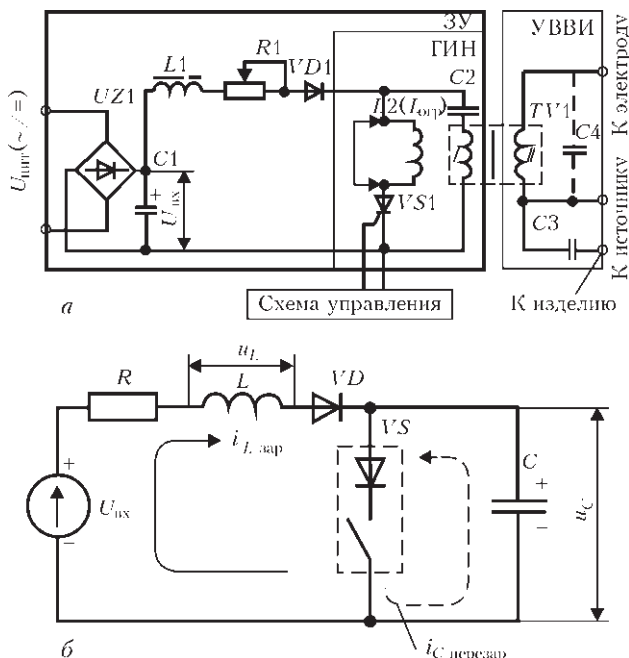


Рис. 5. Электрическая принципиальная схема базового варианта АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки (а); схема замещения контуров заряда и перезаряда емкостного накопителя ИН базового варианта АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки (б)

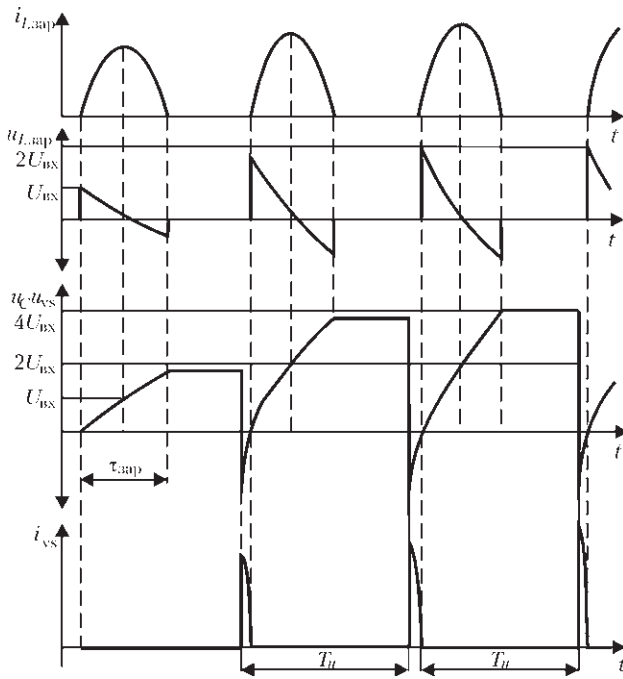


Рис. 6. Эпюры токов и напряжений в цепях ЗУ и ГИН АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки

Из приведенной на рис. 5, б схемы замещения ЗУ видно, что цепь заряда емкостного накопителя ГИН (конденсатора C_2) представляет собой последовательный LCR -контур. Процесс заряда емкостного накопителя такого контура для тока i_C и напряжения u_C описывается известными дифференциальными уравнениями [8, 9], при этом для первого цикла заряда рассматривается вариант с нулевыми начальными условиями (то есть в момент начала цикла $i_C = 0, u_C = 0$), а для второго и последующих циклов — вариант с ненулевыми начальными условиями, при которых в момент начала каждого такого цикла $i_C = 0$, а $u_C = -U_{C0}$, где U_{C0} — установившееся напряжение заряда емкостного накопителя ГИН. Согласно [8, 9] и с учетом особенностей схем, приведенных на рис. 5, а, б, для первого цикла заряда емкостного накопителя ГИН решения этих уравнений могут быть представлены в виде

$$i_C = \frac{U_{\text{вх}}}{\omega' L} e^{-\delta t} \sin \omega' t; \quad (19)$$

$$u_C = U_{\text{вх}} + U_{\text{вх}} \frac{\omega_0}{\omega'} e^{-\delta t} \cos(\omega' t - \gamma),$$

где $\delta = R/2L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $\omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$, $\text{tg} \gamma = \delta/\omega'$, а для второго и последующих циклов заряда в виде

$$i_C = -\frac{U_{\text{вх}} + (N-1)U_{C0}}{\omega' L} e^{-\delta t} \sin \omega' t; \quad (20)$$

$$u_C = (U_{\text{вх}} + U_{C0}) e^{-\delta t} \cos(\omega' t - \gamma),$$

где $N = -U_{C0}/U_{\text{вх}}$ — коэффициент повышения напряжения на емкостном накопителе ГИН до уровня,

предшествующего началу цикла заряда. Как показано в [28], в установившемся режиме напряжение заряда U_{C0} емкостного накопителя ГИН (конденсатора C_2) может быть определено по формуле

$$U_{C0} = U_{\text{вх}} \text{cth} \left(\frac{\pi}{2\sqrt{\frac{4L}{R^2 C} - 1}} \right), \quad (21)$$

а амплитудное значение I_m тока заряда i_C по выражению

$$I_m = U_{\text{вх}} \left(1 + \text{cth} \frac{\pi}{2\gamma} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} e^{-\frac{1}{\gamma} \text{arctg} \gamma}, \quad (22)$$

где $\gamma = \sqrt{\frac{4L}{R^2 C} - 1}$. Соотношения (19) и (20) справедливы при условии $C_1 > C_2$, что в АВСД с ЗУ, построенными на основе использования метода резонансной накачки, выполняется практически всегда. Из выражений (19) и (20) также вытекает, что резистор R_1 является не только токоограничивающим элементом, но и элементом, позволяющим ограничивать на заданном уровне установившееся напряжение заряда емкостного накопителя ГИН. Длительность $\tau_{\text{зар}}$ импульсов зарядного тока i_C определяется полупериодом частоты ω' по формуле

$$\tau_{\text{зар}} = \frac{\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}}. \quad (23)$$

Графики тока i_C , напряжений u_C и u_L , отображающие характер переходных процессов в ЗУ и ГИН в АВСД, построенном с использованием метода резонансной накачки, приведены на рис. 6.

Расчет параметров и выбор компонентов зарядной цепи ЗУ, построенного на основе использования метода резонансной накачки, может быть выполнен в следующем порядке.

1. Расчетное и номинальное значения емкости накопителя ГИН и тип применяемых конденсаторов определяют исходя из рекомендаций, приведенных в [6, 7] и в настоящей работе, при этом исходят из того, что установившееся значение напряжения заряда U_{C0} емкостного накопителя ГИН в подавляющем большинстве случаев составляет 550 ± 50 В.

2. Для определения амплитудного значения I_m тока заряда i_C используют выражение (22). Согласно с результатами проведенных исследований и экспериментальными данными, в зависимости от заданных значений C , $U_{\text{вх}}$ или U_{C0} рекомендуемые значения I_m составляют от 0,9 до 1,5 А, причем меньшим значениям C , $U_{\text{вх}}$ или U_{C0} соответствуют и меньшие значения I_m .

3. Принимая, что индуктивность зарядного дросселя L_1 (рис. 5, а) линейна и не зависит от протекающего через дроссель тока i_C , и используя



рассчитанные или выбранные значения I_m и C , а также заданные значения $U_{вх}$ и энергии W_C запаасаемой в емкостном накопителе ГИН, определяют значение L по выражению

$$L \geq \frac{CU^2}{I_m^2} \quad (24)$$

Рекомендуемые значения индуктивности зарядного дросселя $L1$, вытекающие из диапазона рекомендуемых значений I_m , выражения (24) и опыта создания и применения АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки, составляют от 65 до 200 мГн. Наиболее рациональной конструкцией зарядного дросселя представляется конструкция броневого типа, которая может быть реализована на базе сердечников из стандартных Ш-образных пластин или ленточных магнитопроводов из тонколистовой холоднокатаной анизотропной электротехнической стали марок 3411...3414, при этом длина суммарного диамагнитного зазора в сердечнике зарядного дросселя должна составлять 0,90...1,50 мм. Электромагнитные и конструктивные расчеты этого дросселя могут быть выполнены по известным методикам, приведенным, например, в [12, 18].

4. При определении значения сопротивления R учитывают, что, во-первых, $R \approx R1$ (рис. 5, а), а во-вторых, что при заряде емкостного накопителя ГИН желательно использование начального (практически линейного) участка экспоненты, для чего должно выполняться условие $L/R \leq \tau_{зар}$. С учетом результатов расчетов и экспериментальных данных, рекомендуемые значения сопротивления резистора $R1$ составляют от 47 до 120 Ом, причем эти значения тем больше, чем больше значение $U_{вх}$. Наибольшее значение мощности рассеяния $P_{R1 \max}$ выделяемой в резисторе $R1$, может быть определено по известному выражению $P_{R1 \max} = I_{т.д}^2 R1$, где $I_{т.д} = 0,707 I_m / \sqrt{T / \tau_{зар}}$ — максимальное действующее значение тока i_C , протекающего через резистор $R1$, T — период частоты следования импульсов зарядного тока (частоты $f_{и}$ включений коммутирующего ключа ГИН). При $I_m = 1,5$ А, $R1 = 120$ Ом, $\tau_{зар} = 1,0$ мс и $f_{и} = 200$ Гц значение $P_{R1 \max}$ составляет 26,65 Вт, при тех же значениях I_m , $R1$, $\tau_{зар}$ и $f_{и} = 100$ Гц $P_{R1 \max} = 13,44$ Вт, а при $f_{и} = 50$ Гц $P_{R1 \max} = 6,92$ Вт. Из этого вытекает, что рекомендуемая область частот $f_{и}$ ограничивается значениями от 80 до 120 Гц, а в случае же применения АВСД только для первоначального возбуждения дуги постоянного тока значение номинальной мощности резистора $R1$ может быть существенно снижено по сравнению с расчетными и составлять 4...6 Вт. В качестве резистора $R1$ целесообразно применять мощные резисторы серии С5–С35 или серий SPS, SQZ, SQHG [29].

5. Основными параметрами, по которым выбирают диод $VD1$ (рис. 5, а), являются максимальные допустимые значения среднего прямого тока I_F и обратного напряжения U_R , а также максимальные значения прямого падения напряжения U_F и времени обратного восстановления t_{rr} . При этом параметры диода $VD1$ должны удовлетворять условиям

$$U_{R \max} \geq 1,2NU_{вх}, \quad I_{F \max} \geq 1,2I_{ср. \max} \quad (25)$$

где $I_{ср. \max}$ — максимальное среднее значение тока заряда емкостного накопителя ГИН, которое может быть определено с помощью выражения

$$I_{ср. \max} = 0,637 I_m \tau_{зар} / T \quad (26)$$

Расчет параметров и выбор компонентов ГИН АВСД, построенных на основе использования метода резонансной накачки, не отличаются от приведенных в настоящей работе для базового варианта ГИН с коммутирующим ключом односторонней проводимости.

Если АВСД (в том числе содержащий ЗУ, построенное на основе использования метода резонансной накачки) предназначен не только для первоначального возбуждения, но и для стабилизации процесса горения малоустойчивых дуг, то при односторонней проводимости коммутирующего ключа ГИН эффективность работы АВСД может достигаться с помощью дополнительного высокочастотного контура ударного возбуждения, образуемого индуктивностью вторичной обмотки ИТ и включенной параллельно этой обмотке емкостью высоковольтного конденсатора (например, серии КВИ-3), обозначенного C_{K2} на рис. 1, а или $C4$ на рис. 5, а. Рекомендуемые значения номинальной емкости такого конденсатора — от 1000 до 3300 пФ.

Следует отметить, что в настоящее время АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки получают все более широкое распространение и применяются как в качестве автономных выносных устройств (например, возбуждатель-стабилизатор ВСД-01 УЗ) [1] для оснащения постов дуговой сварки, так и в качестве функциональных блоков, встроенных в сварочное оборудование, преимущественно в сварочные источники питания (например, источники питания ИЦ 616 УЗ.1 и ИЦ 617 УЗ.1 для сварки ТИГ) [30].

Выводы

1. Для АВСД, энергия импульса которых не более 0,1 Дж и предназначенных только для возбуждения дуги при сварке неплавящимся электродом в среде инертных газов, наиболее рационально построение ГИН с повышающим импульсным трансформатором (ИТ) с полностью разомкнутым стержневым ферритовым сердечником. В АВСД, энергия генерируемых импульсов которых со-



ставляет от 0,1 до 0,25 Дж, возможно применение ИТ с ферритовым сердечником П-образной или Ш-образной формы с суммарным диамангнитным зазором до 1,0 мм. Использование в ИТ сердечников из распыленного железа представляется целесообразным практически во всем возможном диапазоне уровней энергии генерируемых АВСД импульсов, в том числе при уровне 1,0 Дж и более.

2. АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки, как и с ЗУ на основе ключевой схемы с дозирующим реактором, не зависят от рода напряжения питания АВСД и способны функционировать при питании напряжением как постоянного, так и переменного тока синусоидальной или прямоугольной или близкой к ним формы частотой от десятков герц (в том числе 50 Гц) до десятков килогерц. Для тех и других АВСД практически отсутствуют ограничения по технологически обоснованным уровням энергии генерируемых импульсов, которые могут составлять от 0,01 до 1,00 Дж и более. И те и другие АВСД имеют широкую область применения при дуговой и плазменной сварке и могут быть использованы как в традиционных источниках питания и сварочных системах, так и в источниках питания инверторного типа. Такие АВСД могут быть эффективно применены и при ручных способах дуговой и плазменной сварки и в сварочных автоматах, в частности, в одно — и многопостовых системах автоматической орбитальной сварки ТИГ стыков трубопроводов. Преимуществом АВСД с ЗУ на основе использования метода резонансной накачки является то, что для его построения необходимы лишь один управляемый полупроводниковый ключ и существенно более простая схема управления, преимуществом АВСД с ЗУ на основе ключевой схемы с дозирующим реактором — более широкий диапазон возможных значений напряжения питания.

3. В результате выполненного анализа и с учетом опыта разработки, проектирования, изготовления и эксплуатации АВСД разработана инженерная методика расчета базового варианта ГИН, а также ЗУ на основе использования метода резонансной накачки, и выработаны рекомендации по выбору их элементной базы, что может быть полезным не только при разработке АВСД, но и других подобных устройств, предназначенных для использования в различных отраслях науки и техники.

1. *Оборудование для дуговой сварки: Справ. пособие* / Под ред. В.В. Смирнова. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 656 с.
2. *Темкин Б.Я.* Теория и расчет возбудителей сварочной дуги. Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Л., 1981. — 16 с.
3. *Дудко Д.А., Федотенков В.Г., Махлин Н.М.* Тиристорные генераторы импульсов типа УПД-1 // *Автомат. сварка.* — 1980. — № 6. — С. 61–63.

4. *Сварочные источники питания с импульсной стабилизацией горения дуги* / Б.Е. Патон, И.И. Заруба, В.В. Дыменко, А.Ф. Шатан. — Киев: ЕкоТехнологія, 2007. — 218 с.
5. *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.
6. *Махлин Н.М., Коротынский А.Е.* Анализ и методика расчета электронных устройств последовательного включения для бесконтактного возбуждения дуги // *Автомат. сварка.* — 2014. — № 1. — С. 34–44.
7. *Махлин Н.М., Коротынский А.Е.* Асинхронные возбудители и стабилизаторы дуги: анализ и методика расчета. Ч. 1 // *Там же.* — 2015. — № 3–4. — С. 25–36.
8. *Атабеков Г.И.* Теоретические основы электротехники. Линейные электрические цепи: Учеб. пос. — 7-е изд., стер. — СПб.: Издательство «Лань», 2009. — 592 с.
9. *Теоретические основы электротехники. Справочник по теории электрических цепей* / Под ред. Ю.А. Бычкова, В.М. Золотницкого, Э.П. Чернышева. — СПб.: Питер, 2008. — 349 с.
10. *Лесков Г.И.* Электрическая сварочная дуга. — М.: Машиностроение, 1970. — 335 с.
11. *Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры: Справочник* / В.Я. Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. — М.: Радио и связь, 1988. — 576 с.
12. *Баев Е.Ф., Фоменко Л.А., Цымбалюк В.С.* Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками. — М.: Сов. радио, 1976. — 143 с.
13. <http://www.coretech.com.ua> <http://www.micrometals.com>
14. *Кокс Д.* Сердечники из распыленного железа в импульсных источниках питания. Ч. 1 // *Современ. электроника.* — 2006. — № 1. — С. 58–65.
15. *Кокс Д.* Сердечники из распыленного железа в импульсных источниках питания. Ч. 2 // *Там же.* — 2006. — № 2. — С. 66–69.
16. *Кокс Д.* Сердечники из распыленного железа в импульсных источниках питания. Ч. 3 // *Там же.* — 2006. — № 3. — С. 70–75.
17. *Расчет индуктивностей: Справочная книга* / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 488 с.
18. *Расчет индуктивностей: Справочная книга* / П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтмен. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 488 с.
19. <http://www.epcos.com>
20. <http://www.icel.it>
21. *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.
22. *Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник* / Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева; Под ред. Н.И. Белоруссова. — 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 536 с.
23. *Сидоров И.Н., Христинин А.А., Скорняков С.В.* Малогабаритные магнитопроводы и сердечники: Справочник. — М.: Радио и связь, 1989. — 384 с.
24. <http://www.patron-components.com>
25. *Волов В.А.* Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. — Изд.2-е, перераб. и доп. — М.: «Энергия», 1977. — 656 с.
26. <http://www.vishay.com>
27. *Белинский С.М., Каганский Б.А., Темкин Б.Я.* Оборудование для сварки неплавящимся электродом в среде инертных газов. — Л.: Энергия, 1975. — 104 с.
28. *Пентегов И.В.* Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. — Киев: Наук.думка, 1982. — 424 с.
29. <http://www.dart.ru/cataloguenewresistors/ty/html/cement.shtml>
30. *Одно- и многопостовые системы для автоматической сварки неповоротных стыков трубопроводов атомных электростанций* / Н.М. Махлин, А.Е. Коротынский, В.А. Богдановский и др. // *Автомат. сварка.* — 2011. — № 11. — С. 34–44.