



УДК 669.187.526.001.6

РЕГУЛЯТОР АНОДНОГО ТОКА ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ПУШЕК С ПОДОГРЕВАЕМЫМ КАТОДОМ

О. Я. Гаврилюк, В. И. Несынов, Н. С. Комаров,
Ю. В. Руденко, Б. Б. Лебедев, А. Д. Подольцев

Рассмотрены особенности применения высокочастотных транзисторных преобразователей в качестве источника анодного тока электронно-лучевых пушек с подогреваемым катодом. На основе анализа электромагнитных процессов показано преимущество использования таких преобразователей по сравнению с традиционными сетевыми источниками электропитания.

Peculiarities of application of high-frequency transistor converters as an anode current source of electron beam guns with a preheated cathode are considered. The advantage of application of these converters as compared with traditional mains electric supply sources is shown on the basis of analysis of electromagnetic processes.

Ключевые слова: электронно-лучевые технологии; высокочастотные транзисторные преобразователи; источники электропитания.

Широкое распространение в электронно-лучевой технологии нанесения защитных покрытий нашли электронно-лучевые вакуумные установки, использующие прямонакальные электронные пушки. В таких пушках регулирование тока луча осуществляется за счет управления током накала вольфрамового катода. Упрощенная функциональная схема электропитания пушки показана на рис. 1.

Устройство электропитания установки содержит мощный высоковольтный источник анодного напряжения и источник тока накала, находящийся под высоким потенциалом. Изменение тока накала приводит к увеличению мощности, рассеиваемой в виде тепла на катоде, повышению температуры последнего и, соответственно, эмиссии электронов. Подводимая электрическая энергия уравнивается энергией эмиссии и излучения катода. Эмиссионные свойства вольфрама проявляются при температуре 2000... 2500 К. При таких температурах на величину тока анода оказывает влияние масса факторов: изменение сопротивления катода, изменение мощности излучения, напряженность электрического поля и др. Параметрическое управление величиной анодного тока из-за сложности учета многих факторов малоэффективно, что определило необходимость создания регуляторов анодного тока в виде статических систем автоматического управления. Для оценки точности подобной системы, ее динамических свойств и устойчивости требуется

анализ всех ее звеньев и, в первую очередь, самого катода, что потребовало разработки электрофизической модели подогреваемого катода.

Плотность тока термоэлектронной эмиссии согласно работе [1] определяется выражением Ричардсона

$$J_S = A T^2 e^{-\frac{B}{T}},$$

где T — температура по шкале Кельвина, а коэффициенты A и B находятся через электрофизичес-

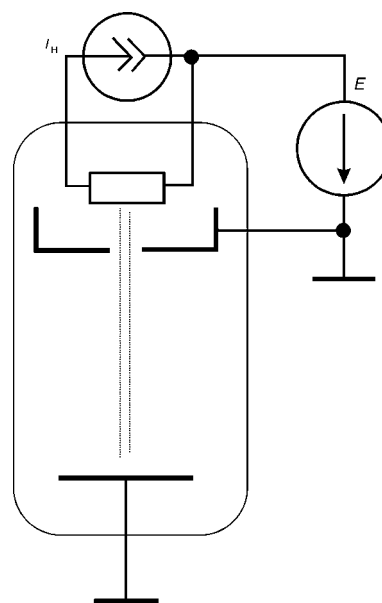


Рис. 1. Функциональная схема электропитания электронной пушки с прямонакальным катодом

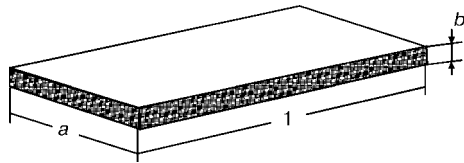


Рис. 2. Геометрия ленточного катода

кие константы. Уточненные значения A и B для вольфрамового катода таковы:

$$A = 60,2 \cdot 10^4 \text{ A}/(\text{м}^2 \cdot \text{K}^2), \quad B = 52700 \text{ K}.$$

В рассматриваемой пушке прямонакальный катод выполнен в виде ленты (рис. 2), геометрические размеры которого следующие: ширина $a = 3 \cdot 10^{-3}$ м, высота $b = 6 \cdot 10^{-4}$ м, длина $l = 65 \cdot 10^{-3}$ м.

Считаем, что эмиссия электронов происходит с поверхности катода, параллельной аноду, т. е.

$$S_e = a l.$$

Анодный ток определим как

$$I_a = J_S S_e.$$

Катод теряет подводимое к нему тепло за счет излучения и электронной эмиссии. Мощность излучения запишем

$$P_{\text{изл}} = \gamma \omega S_k,$$

где γ — удельное излучение; ω — коэффициент вторичной эмиссии; S_k — активная площадь катода.

Мощность, теряемая катодом в результате электронной эмиссии, пропорциональна эмиссионному току I_S :

$$P_{\text{эм}} = \phi I_S.$$

Поскольку величина работы выхода электронов ϕ мала, потерями энергии на электронную эмиссию можно пренебречь.

Сопротивление катода определяется удельным сопротивлением ρ его материала и геометрическими размерами:

$$R_k = \rho \frac{l}{a b}.$$

Необходимо учитывать влияние температуры на удельное сопротивление материала катода. Вольфрамовый катод имеет высокую удельную эмиссию

при температуре около 2500 К (температура плавления вольфрама 3683 ± 20 К). Влияние температуры на величину удельного сопротивления можно оценить по следующим данным:

$T, \text{ K}$	$\rho \cdot 10^8, \text{ Ом} \cdot \text{ м}$
240	5,5
900	27,9
1000	31,6
1100	35,6
1200	39,5

В работе [1] введено понятие единичного катода сечением 1 см^2 и длиной 1 см , выполненного из вольфрама. Для единичного катода круглого сечения рассчитаны зависимости мощности, теряемой вследствие излучения, и сопротивления от температуры (табл. 1).

Найдем выражения для сопротивления катода и теряемой мощности в пересчете от единичного катода круглого сечения к реальному катоду прямоугольного сечения. При этом зададимся равенством площадей поперечного сечения круглого и прямоугольного катодов. Тогда для реального катода сопротивление примет вид

$$R_k = R'_k \cdot 10^{-2} \cdot \frac{l \pi}{4ab}.$$

При пересчете мощности излучения зададимся равенством площади поверхности катода, т. е. равенством периметров поперечного сечения круглого и прямоугольного катодов. Тогда для реального катода мощность излучения найдем из выражения

$$P_{\text{изл}} = P'_{\text{изл}} \cdot 10^4 \cdot \frac{2(a+b)l}{\pi}.$$

Так, при температуре катода 1000, 2000 и 3000 К и токе накала 150 А значения сопротивления катода, подводимой электрической $P_{\text{эл}}$ и теряемой излучением мощности приведены в табл. 2.

Из данных таблицы следует, что тепловое равновесие катода обеспечивается при температуре $2000 < T < 3000$, что соответствует максимальной плотности эмиссионного тока вольфрамового катода.

Таблица 1

$T, \text{ K}$	$P'_{\text{изл}}, \text{ Вт}$	$R'_k, \text{ Ом}$	$T, \text{ K}$	$P'_{\text{изл}}, \text{ Вт}$	$R'_k, \text{ Ом}$
400	$6,24 \cdot 10^{-2}$	$10,26 \cdot 10^{-6}$	1800	44,54	$63,74 \cdot 10^{-6}$
600	$9,54 \cdot 10^{-2}$	$16,85 \cdot 10^{-6}$	2000	75,37	$72,19 \cdot 10^{-6}$
800	0,53	$24,19 \cdot 10^{-6}$	2200	119,8	$80,83 \cdot 10^{-6}$
1000	1,891	$31,74 \cdot 10^{-6}$	2400	181,2	$89,65 \cdot 10^{-6}$
1200	5,21	$39,46 \cdot 10^{-6}$	2600	263	$98,66 \cdot 10^{-6}$
1400	12,01	$47,37 \cdot 10^{-6}$	2800	368,9	$107,8 \cdot 10^{-6}$
1600	24,32	$56,46 \cdot 10^{-6}$	3000	503,5	$117,2 \cdot 10^{-6}$



Таблица 2.

T, K	$R_k, \text{Ом}$	$P_{\text{изл}}, \text{Вт}$	$P_{\text{эл}}, \text{Вт}$
1000	0,0089	2,82	200,2
2000	0,02	112	450
3000	0,033	750	742

Теплоемкость катода определяется удельной теплоемкостью его материала, массой и температурой:

$$C = C_{\text{уд}} m_k \left(1 + \frac{T}{6000} \right).$$

Заметим, что теплоемкость катода для рассматриваемого случая имеет порядок $C = 0,3 \text{ Дж/град}$. Столь высокая теплоемкость обуславливает значительную инерционность процессов в пушке, определяемую единицами секунд.

Динамика изменения температуры катода может быть определена из уравнения

$$C \frac{\partial T}{\partial t} = P_{\text{эл}} - P_{\text{изл}}.$$

Переходя от производной к приращению для малого интервала времени получим

$$T_{l+\Delta l} = T_l + \frac{(P_{\text{эл}} - P_{\text{изл}})}{C} \Delta t.$$

В качестве регуляторов тока накала в электронно-лучевых установках применяются магнитные усилители, работающие на частоте питающей сети. Один из вариантов построения высокопотенциального источника тока накала показан на рис. 3. В состав источника входят три однофазных магнитных усилителя (МУ1–МУ3), высокопотенциальные трансформаторы (Тр1–Тр3) и выходные выпрямители. Для снижения потерь в выпрямителе, работающем на низкоомную нагрузку, предпочтительно применение трансформатора с двумя выходными полуобмотками. Цепь обратной связи состоит из источника эталонного напряжения U_e , датчика анодного тока $I_a R_{\text{ш}}$, усилителя рассогласования и исполнительной цепи, управляющей током подмагничивания магнитных усилителей.

При таком построении источника накала в системе автоматического управления имеются два основных инерционных звена. Первое звено обусловлено конечной теплоемкостью катода, а второе звено — ограниченным быстродействием магнитного усилителя. При соизмеримых постоянных времени указанных инерционных звеньев переходные процессы в системе автоматического управления при наличии возмущений имеют колебательный характер.

Моделирование процессов в регуляторе анодного тока с магнитным усилителем проводилось при следующих параметрах:

параметры катода — $a = 3 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $b = 6 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $l = 65 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ — геометрические размеры; $p = 19100 \text{ кг/м}^3$ — плотность вольфрама; $C_{\text{уд}} =$

$= 134 \text{ Дж/(кг} \cdot \text{град)}$ — удельная теплоемкость вольфрама; $I_{\text{а-к}} = 0,025 \text{ м}$ — расстояние между анодом и катодом; $U_{\text{а-к}} = 20000 \text{ В}$ — анодное напряжение; $A = 602000 \text{ А/(м}^2 \cdot \text{К}^2)$, $B = 52700 \text{ К}$ — коэффициенты уравнения эмиссии;

параметры магнитного усилителя — $\tau = 0,02 \text{ с}$ — период напряжения питающей сети; $U_m = 10 \text{ В}$ — амплитуда напряжения на вторичных полуобмотках трансформатора; $k_1 = 0,1$ — коэффициент передачи звена рассогласования; $\tau_m = 0,1 \text{ с}$ — постоянная времени магнитного усилителя; $R_i = 0,01 \text{ Ом}$ — внутреннее выходное сопротивление источника питания накала.

Объем катода V_k , активная эмиссионная площадь S_e , масса катода m_k и его теплоемкость C_k определены согласно выражениям:

$$V_k = a b l; \quad S_e = a l;$$

$$m_k = V_k p; \quad C_k = C_{\text{уд}} m_k.$$

Результаты моделирования показаны на рис. 4. Масштаб для электрической мощности и мощности излучения принят равным 2 кВт/клетка , для эталонного тока и тока анода 1 А/клетка , для температуры катода 1000 К/клетка , для тока накала 200 А/клетка и для напряжения катода 10 В/клетка . Для наглядности нулевой уровень функции тока накала смещен вверх на одну клетку.

На рисунке виден участок предварительного прогрева катода до начала эмиссии. На этом участке из-за низкой температуры катода требуется принудительное ограничение тока накала. Из графика

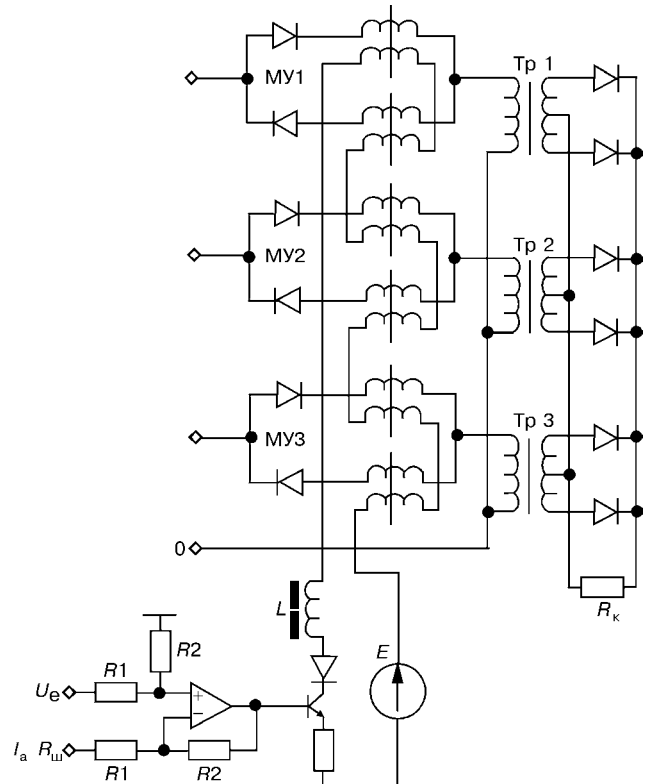


Рис. 3. Функциональная схема регулятора тока накала на основе магнитного усилителя

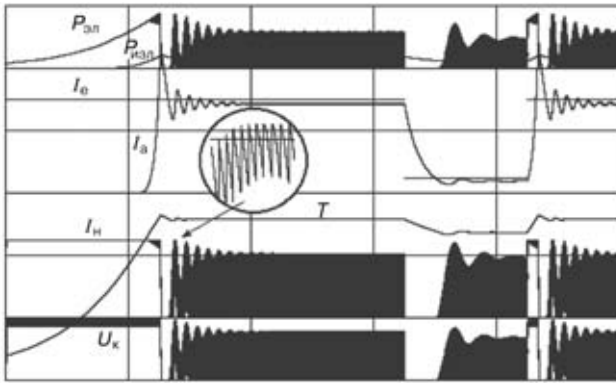


Рис. 4. Временные диаграммы процесса регулирования тока накала магнитным усилителем

следует, что анодный ток I_a , с точностью до статической ошибки, приближается к эталонному значению I_e . Переходные процессы, вызванные скачкообразным изменением эталонного тока, имеют затухающий колебательный характер. Работа магнитного усилителя на участке регулирования выходного тока вызывает искажения напряжения на входе выходных трансформаторов, вследствие чего возрастают пульсации выходного напряжения. Однако из-за большой теплоемкости катода такое изменение пульсаций не оказывает существенного влияния на характер изменения температуры катода и, соответственно, тока анода.

Отметим основные недостатки регуляторов тока накала катода электронно-лучевой установки на основе магнитных усилителей, которые работают на частоте промышленной сети: низкие динамические показатели регулятора и колебательный характер переходных процессов; значительные размеры магнитных усилителей и высокопотенциальных трансформаторов, что вызывает необходимость их удаления от вакуумной камеры, приводит к усложнению подвода энергии к установке и увеличению потерь в силовых цепях накала.

Существенно улучшить динамические свойства источника накала позволяет применение транзисторных преобразователей с высокочастотной им-

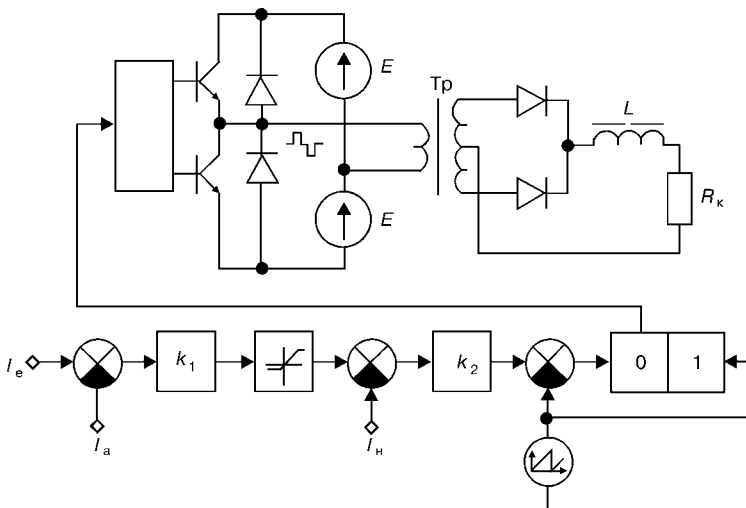


Рис. 5. Функциональная схема регулятора тока накала на основе импульсного преобразователя

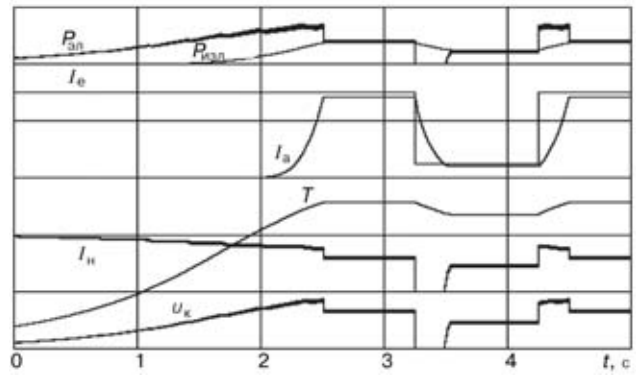


Рис. 6. Временные диаграммы процесса регулирования тока накала импульсным преобразователем

пульсной модуляцией. Схема подобного устройства показана на рис. 5. Устройство состоит из полумостового регулируемого инвертора, высокопотенциального трансформатора, выпрямителя и выходного дросселя. Цепь управления включает обратные связи по току анода и току накала, что позволяет стабилизировать анодный ток на уровне эталонного и ограничить максимальное значение тока накала.

Рассмотрим процессы в таком регуляторе анодного тока при следующих параметрах импульсного регулятора: $\tau_{имп} = 25 \text{ мкс}$ — период импульсной модуляции; $U_m = 3 \text{ В}$ — амплитуда синхронизирующего напряжения пилообразной формы; $E_2 = 15 \text{ В}$ — амплитуда импульсов на выходе выпрямителя; $k_1 = 50$, $k_2 = 1$ — коэффициенты передачи звеньев цепи обратной связи; $L_{др} = 10 \text{ мГн}$ — индуктивность выходного дросселя; $R_s = 0,01$ — сопротивление шунта в цепи источника накала.

Результаты моделирования показаны на рис. 6.

Из рисунка следует, что инерционные свойства импульсного регулятора по отношению к инерционности катода пренебрежимо малы и система «вырождается» в цепь первого порядка. Это исключает провалы и всплески анодного тока при переходных процессах, вызванных скачкообразным изменением эталонного сигнала. Наличие относительно небольшой индуктивности в выходной цепи источника накала обеспечивает значительное снижение пульсаций тока накала и, соответственно, напряжения на катоде.

Таким образом, переход на высокую частоту преобразования энергии улучшает динамические характеристики регулятора тока. Одновременно такой переход дает возможность уменьшить массогабаритные показатели, в частности, высокопотенциального трансформатора и выходного фильтра цепей питания накала катода, что при объединении их с выходным выпрямителем в единый малогабаритный высокопотенциальный трансформаторно-выпрямительный узел (ВТВУ) позволит разместить последний непосредственно на технологической камере электронно-лучевой установки. Такое решение даст возможность значительно упростить конструкцию ввода высо-

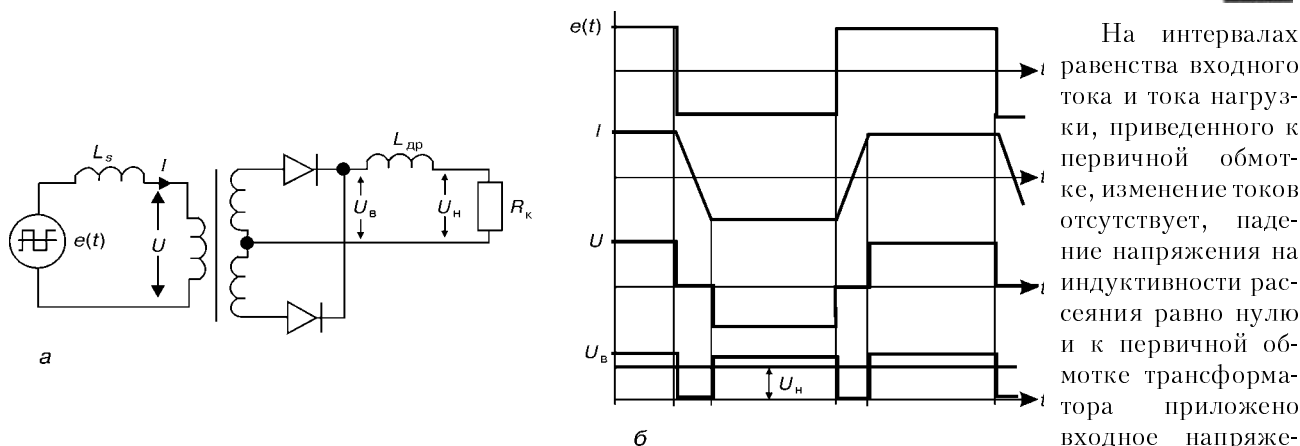


Рис. 7. Схема замещения импульсного преобразователя (а) и временные зависимости токов и напряжений (б)

кого напряжения и сократить длину сильноточных высокопотенциальных выходных цепей, в результате чего потери энергии в них уменьшаются. При этом ВТВУ должен удовлетворять следующим техническим требованиям:

Выходной ток, А	150
Выходное напряжение постоянного тока, В	10
Пульсация напряжения в активной нагрузке, %	≤ 3
Амплитуда входных импульсов напряжения, В	300
Частота преобразования, кГц	≥ 20
Класс изоляции вход-выход по напряжению гальванической развязки постоянного тока, кВ	25
Максимальный перегрев относительно окружающей среды, К	50

Существует ряд специфических требований к высокопотенциальному трансформатору (ВПТ) и питающему его инвертору как узлам источника питания электронно-лучевой установки, которые необходимо учитывать при проектировании. В частности, это требования обеспечения защиты инвертора от пробоев в высокопотенциальных цепях и ограничения индуктивности рассеяния ВПТ.

Рассмотрим подробнее последнее требование. На рис. 7, а приведена схема замещения источника питания накала катода, а на рис. 7, б — эшоры тока и напряжений в этой схеме.

Здесь индуктивность рассеяния L_s трансформатора приведена к первичной обмотке и сделано пренебрежение активным сопротивлением обмоток, током намагничивания трансформатора, падением напряжения на диодах в проводящем состоянии и пульсациями тока дросселя.

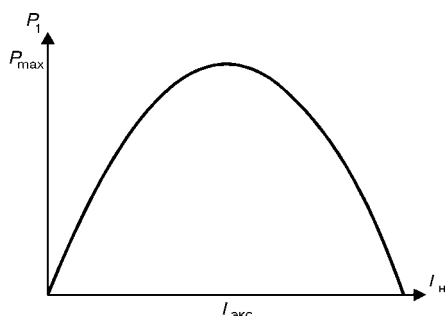


Рис. 8. Зависимость выходной мощности импульсного преобразователя от тока нагрузки

На интервалах равенства входного тока и тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке, изменение токов отсутствует, падение напряжения на индуктивности рассеяния равно нулю и к первичной обмотке трансформатора приложено входное напряжение. При смене полярности напряжения на выходе трансформатора указанное равенство нарушается и ток нагрузки замыкается через оба диода выпрямителя, что вызывает перераспределение напряжений. Входное напряжение прикладывается к индуктивности рассеяния и происходит ее быстрый перезаряд линейно изменяющимся током. Длительность Δt процесса перезаряда индуктивности рассеяния определим как

$$\Delta t = \frac{L_s 2 I_1}{E},$$

где E — амплитуда напряжения импульсного генератора $e(t)$; I_1 — амплитуда тока нагрузки I , приведенного к первичной обмотке; L_s — индуктивность рассеяния, приведенная к первичной обмотке. Напряжение U на приведенной к первичной обмотке нагрузке имеет амплитуду E , а его среднее значение за половину периода следования импульсов $T_{имп}$ будет иметь вид

$$U_1 = E \left(1 - \frac{2\Delta t}{T_{имп}}\right). \quad (1)$$

Воспользовавшись выражением (1), определим активную мощность в приведенной нагрузке

$$P_1 = E I_1 \left(1 - \frac{4L_s I_1}{T_{имп}}\right).$$

Из уравнения $\frac{dP_1}{dI_1} = 0$ находим, что максимальная мощность P_{max} в приведенной нагрузке

$$P_{max} = \frac{E^2 T_{имп}}{16 L_s} \quad (2)$$

достигается при экстремальном значении тока $I_{экс}$ в этой приведенной нагрузке

$$I_{экс} = \frac{E T_{имп}}{8 L_s}.$$

Зависимость выходной мощности от тока нагрузки показана на рис. 8.

Заметим, что в точке экстремума мощности (2) амплитуда входных импульсов и напряжение на

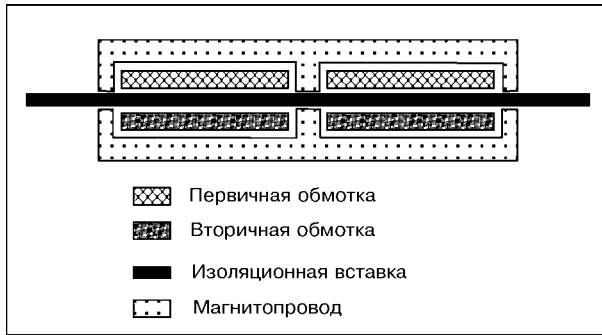


Рис. 9. Конструкция высокопотенциального трансформатора с разделенным магнитопроводом

приведенном сопротивлении нагрузки находятся в определенном соотношении

$$U_1 = E \left(1 - \frac{4 L_s I_{\text{экс}}}{E T_{\text{имп}}} \right) = \frac{E}{2}.$$

Следовательно, для обеспечения режима передачи заданной мощности при максимально допустимом значении индуктивности рассеяния необходимо коэффициент трансформации выбирать из условия

$$k_{\text{тр}} = \frac{n_2}{m} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{2 U_2}{E}.$$

Таким образом, максимально допустимое значение индуктивности рассеяния для обеспечения заданной выходной мощности должно удовлетворять условию

$$L_{s_{\text{max}}} < \frac{E^2 T_{\text{имп}}}{16 P_1}$$

и для рассматриваемого случая при $E = 300 \text{ В}$, $T_{\text{имп}} = 50 \text{ мкс}$, $P_1 = 1500 \text{ Вт}$ не должно превышать $187,5 \text{ мкГн}$. Столь невысокие требования к индуктивности рассеяния позволяют использовать более простые конструкции трансформаторов питания накала катода по сравнению с известными конструкциями высокопотенциальных трансформаторов [2]. Кроме того, необходимо учитывать ряд специфических требований, предъявляемых к изоляции рассматриваемого устройства. Такая изоляция должна выдерживать не только высокое ускоряющее напряжение постоянного тока, но и напряжение переменного тока, обусловленное пульсациями и перенапряжениями, возникающими в переходных режимах или при пробоях в высоковольтных цепях технологических электронно-лучевых установок. При выборе типа изоляции необходимо учитывать и особенности структуры изоляции, степень неоднородности электрического поля и способ охлаждения.

В качестве главной изоляции в высоковольтной аппаратуре широко применяется литая изоляция на основе отверждаемых полимерных материалов. В данном устройстве применение ВПТ с литой изоляцией представляется нецелесообразным из-за сложности и высокой трудоемкости ее изготовления, снижения надежности при перегреве. Необходимо учитывать также, что при одном и том же

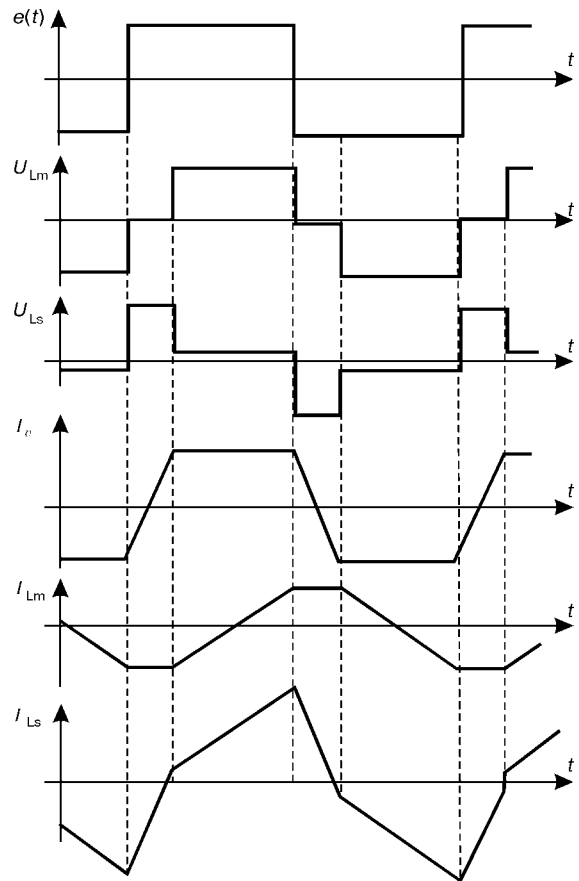


Рис. 10. Временные диаграммы процессов в импульсном преобразователе для случая немагнитного зазора в трансформаторе

значении высокого напряжения длина воздушного разрядного промежутка по поверхности твердого тела на несколько порядков больше длины разрядного промежутка по толщине твердой изоляции. Поэтому габариты высоковольтных устройств с внешней изоляцией, выполненной в виде сочетания твердой и газовой изоляции, при малых размерах элементов определяются в основном величиной разрядных воздушных промежутков по поверхности твердого тела этих элементов.

Альтернативой конструкции с литой изоляцией является конструкция высокопотенциального трансформатора с разделенным магнитопроводом [3], схематически показанная на рис. 9. Она представляет собой магнитную систему, разделенную на две части при помощи изоляционной вставки. Каждая часть магнитной системы ВПТ содержит одну из обмоток и один из сердечников магнитопровода. В данной конструкции ВПТ изоляционная вставка выполняет функцию основной изоляции как между обмотками, так и между сердечниками магнитопровода. С обеих сторон вставки, в местах соприкосновения с сердечниками, нанесен проводящий слой, например, сравнительно высокоомный резистивный слой, электрически соединенный с сердечником и обмоткой соответствующей части ВПТ. Слои обеих сторон вставки образуют обкладки конденсатора, к которому приложено высокое напряжение гальванической развязки. Уменьшить неоднородность поля на краях конденсатора можно путем придания

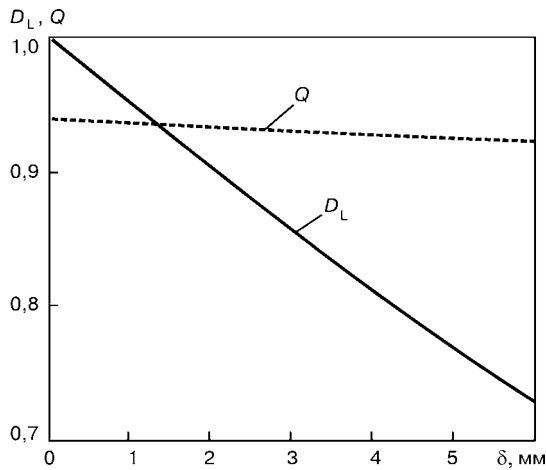


Рис. 11. Зависимости коэффициента передачи индуктивного делителя и скажности импульсов напряжения от величины немагнитного зазора

им специальной формы, например, электрода Роговского, что позволит обеспечить высокую надежность изоляции вставки при значительных напряжениях электрического поля.

Толщину вставки δ выбирают, исходя из величины наибольшего ускоряющего напряжения U и допустимого значения напряженности однородного электрического поля E в материале вставки

$$\delta = \frac{U}{E}.$$

Критерием качества изоляции вставки выбранной толщины может служить величина интенсивности кажущегося заряда частичных разрядов [4, 5].

К недостаткам данной конструкции ВПТ следует отнести повышенное значение тока намагничивания из-за наличия немагнитного зазора в магнитопроводе и повышенное значение индуктивности рассеяния.

Выполним количественную оценку этих факторов при различных значениях зазора. Появление немагнитного зазора в сердечнике трансформатора влечет за собой уменьшение индуктивности намагничивания. Если ток намагничивания становится соизмеримым с током нагрузки, приведенным к первичной обмотке, характер электромагнитных процессов в трансформаторе несколько изменится. Эпюры токов и напряжений для этого случая приведены на рис. 10, где U_{Lm} — напряжение на индуктивности намагничивания; U_{Ls} — напряжение на индуктивности рассеяния; I_v — ток выпрямителя; I_{Lm} — ток намагничивания; I_{Ls} — ток первичной обмотки.

В данном случае напряжение на индуктивности намагничивания из-за изменения тока намагничивания на интервале формирования импульса отличается от рассчитанного согласно уравнению (1):

$$U_{Lm} = E D_L \left(1 - \frac{2 \Delta T}{T_{\text{имп}}} \right), \quad (3)$$

где $D_L = L_m / (L_m + L_s)$ — коэффициент передачи индуктивного делителя напряжения, образованного индуктивностью намагничивания L_m и индуктив-

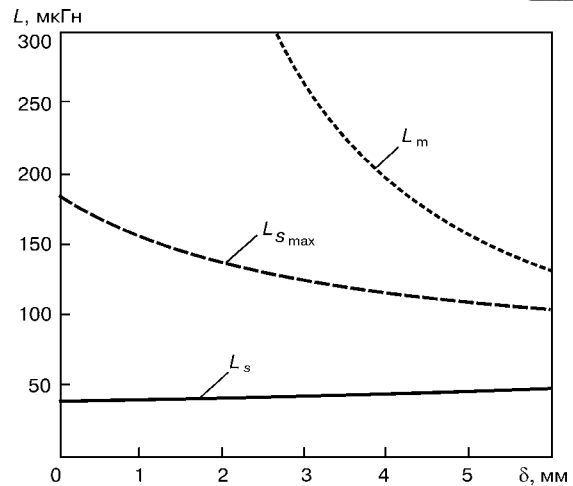


Рис. 12. Зависимости предельно допустимой индуктивности рассеяния, индуктивности намагничивания и индуктивности рассеяния от величины немагнитного зазора

ностью рассеяния L_s трансформатора с немагнитным зазором.

Для определения ограничения на величину индуктивности рассеяния трансформатора с зазором необходимо использовать выражение (3) и провести преобразование, аналогичные выполненным ранее для ВПТ без зазора. Таким образом получим предельно допустимое значение индуктивности рассеяния трансформатора с немагнитным зазором в виде

$$L_{s_{\text{max}}} \leq \frac{E^2 D_L T_{\text{имп}}}{16 P_1},$$

где D_L — индуктивный делитель напряжения.

Индуктивность намагничивания может быть определена через геометрические параметры магнитопровода с немагнитным зазором

$$L_m = \frac{\mu_i \mu_0 n_1^2 A_c}{l_m + \mu \delta_1}, \quad (4)$$

где μ_i — относительная начальная проницаемость материала магнитопровода; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; n_1 — число витков первичной обмотки; A_c , l_m , δ_1 — эффективная площадь сечения, средняя длина магнитной силовой линии и длина немагнитного зазора магнитопровода.

Индуктивность рассеяния данной конструкции ВПТ также зависит от толщины изоляционной вставки и для обмоток, расположенных одна над другой, может быть определена, например, через среднегеометрические расстояния по формуле

$$L_s = \frac{\mu_0 n_1^2 p_{\text{п.в.}}}{2 \pi s} \ln \left(\frac{g_{1,2}^2}{g_1 g_2} \right), \quad (5)$$

где $g_1 = 0,2235 \cdot (h_1 + b_1)$, $g_2 = 0,2235 \cdot (h_2 + b_2)$ — среднегеометрические расстояния сечений обмоток; $g_{1,2} = h_0 + 0,5 \cdot (h_1 + h_2)$ — среднегеометрическое расстояние между сечениями обмоток; h и b — высота и ширина сечения обмоток (индекс соответствует номеру обмотки); h_0 — расстояние между близлежащими торцами обмоток; $p_{\text{п.в.}}$ — средний пери-

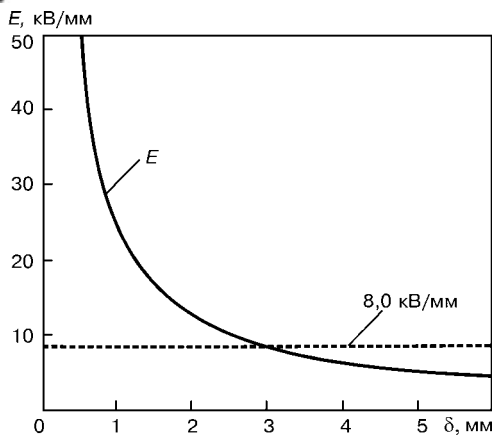


Рис. 13. Зависимость напряженности электрического поля от величины немагнитного зазора

метр витка обмоток; s — число стержней магнитопровода, содержащих параллельно включенные обмотки.

Результаты расчета коэффициента передачи индуктивного делителя напряжения и скважности Q импульсов напряжения U_{Lm} в зависимости от величины немагнитного зазора для ВПТ с выходной мощностью 1,5 кВ·А, выполненного на шести комплектах сердечников ПК40Х18 из феррита марки М2500НМС1, приведены на рис. 11.

Используя эти данные, определим зависимости предельно допустимой индуктивности рассеяния $L_{s_{max}}$, а также рассчитанных согласно уравнениям (4), (5) индуктивности намагничивания и индуктивности рассеяния рассматриваемого трансформатора от величины немагнитного зазора (рис. 12). Как видно, фактическая индуктивность рассеяния ВПТ оказывается меньше предельно допустимой.

Полагая напряженность электрического поля в диэлектрике зазора $E_{пр} = 8$ кВ/мм, по кривой $E(\delta) = U/\delta$, приведенной на рис. 13, выбираем зазор в сердечниках магнитопровода $\delta = 3$ мм.

Влияние зазора на токи в ВПТ показано на рис. 14, где приведены амплитудные значения следующих величин: I_{Ls} — ток через индуктивность рассеяния, I_{Lm} — ток намагничивания, I_H — ток в приведенной нагрузке.

Следовательно, применение рассмотренной конструкции высокопотенциального трансформатора требует увеличения установленной мощности инвертора и повышения амплитуды его выходного тока.

Выводы

1. Использование транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией для построения регуляторов анодного тока электронно-лу-

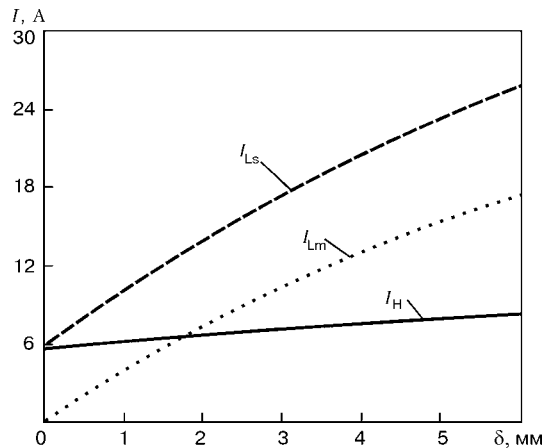


Рис. 14. Зависимости токов в схеме импульсного преобразователя от величины немагнитного зазора

чевых установок с подогреваемым катодом обеспечивает улучшение динамических показателей и характера переходных процессов, возникающих при регулировании анодного тока.

2. Переход на повышенную частоту преобразования позволяет существенно уменьшить массу высокопотенциального трансформатора, разместить его непосредственно на вакуумной камере и упростить подвод энергии к установке.

3. Высокопотенциальный высокочастотный трансформатор может быть выполнен с изоляционной вставкой, обеспечивающей значительное упрощение его конструкции и соответствие электрической прочности изоляции между первичной и вторичной обмотками предъявляемым требованиям.

1. Кацман Ю. А. Электронные лампы высоких и низких частот. — М.: Высшая школа, 1968. — 375 с.
2. High-frequency high-voltage DC isolation transformer-rectifying module for power supply of technological equipment / N. Komarov, A. Podoltsev, I. Kucheryavaya, B. Lebedev // EPE Journal. — 2001. — **11**, N 1. — P. 33–44.
3. Compact modular power supplies for superconducting inductive storage and for capacitor charging / J. Biebach, P. Ehrhart, A. Muller et al // IEEE Transactions on Magnetics. — 2001. — **37**, N 1. — P. 353–357.
4. Гинзбург Л. Д. Высоковольтные трансформаторы и дроссели с эпоксидной изоляцией. — Л.: «Энергия», 1978. — 192 с.
5. Бабкин В. В., Вдовико В. П. Внедрение испытаний с измерением частичных разрядов для электрооборудования с литой эпоксидной изоляцией // «Электро». — 2003. — № 4. — С. 42–46.

Международный центр электронно-лучевых технологий

Института электросварки им. Е. О. Патона

НАН Украины, Киев

Институт электродинамики НАН Украины, Киев

Поступила 03.03.2004