

Введение. Плазменно-дуговые установки различных модификаций находят все более широкое применение в электротехнологических процессах [1, 2]. При этом наряду с работами, проводимыми по созданию и освоению высокоэффективных и надежных плазмотронов, производится поиск оптимальных схемных решений источников питания к ним. Наибольшее внимание уделяется схемам с изменяющейся структурой силовой части в подготовительный и рабочий периоды [2]. В этих случаях для увеличения срока службы плазмотрона добиваются уменьшения амплитуды пульсаций тока в рабочем режиме, а для получения стабильной электрической дуги при малых нагрузках и в режиме холостого хода – увеличения, напряжения питания (в сочетании с балластным сопротивлением). Реализация указанных требований осуществлена в ряде практических схем для питания одиночных плазменно-дуговых установок. В более ранних разработках использовались преимущественно наиболее простые схемы выпрямления без учета их весогабаритных показателей и эксплуатационных характеристик (КПД, коэффициента мощности и др.). Однако большое разнообразие электротехнологических установок, специфика их работы требует разработки новых схемных решений, методик расчета эффективности, что особенно важно при возрастании числа и единичной мощности таких установок. Значительную актуальность при этом приобретают вопросы взаимовлияния и электромагнитной совместимости.

Целью данной работы является поиск оптимальных схемных решений источников питания плазмотронов, обеспечивающих лучшую электромагнитную совместимость с питающей сетью.

Материалы и результаты исследований. В одной из схем [2] рабочий режим работы плазмотрона

обеспечивается при помощи дополнительной тиристорной группы. В режиме возбуждения дуги минимальный ток устанавливается балластным сопротивлением (при максимальном выходном напряжении неуправляемого трехфазного моста). Такое решение при рабочих напряжениях равных $(0,5 \div 0,6) U_{dxx}$ приводит к значительным пульсациям выпрямленного тока и низким энергетическим показателям. Для устранения указанных недостатков предложено в рабочем режиме подключать управляемую группу вентилях к отпайкам трансформатора (рис.1). При этом напряжение секций отпаяк выбирается с учетом требований технологического процесса [2].

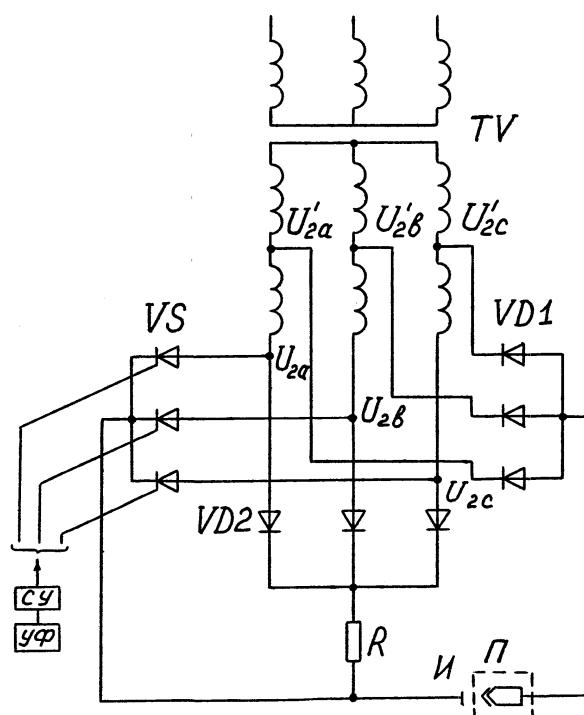


Рисунок 1 Схема источника питания плазмотрона с дополнительной тиристорной группой

Более подробный анализ указанных схем указывает на ряд их недостатков, заключающихся в появлении низкочастотных пульсаций в кривой выпрям-

ленного напряжения (тока) и нарушении симметричного режима работы трансформатора. На рис.2 приведены линейные диаграммы напряжений регулируемого тиристорного источника питания при подключении анодной группы управляемых вентиляй к отпайкам. Здесь U_{2a} , U_{2b} и U_{2c} - полные фазные напряжения вторичных обмоток трансформатора, U'_{2a} , U'_{2b} и U'_{2c} - напряжения секций с отпайками.

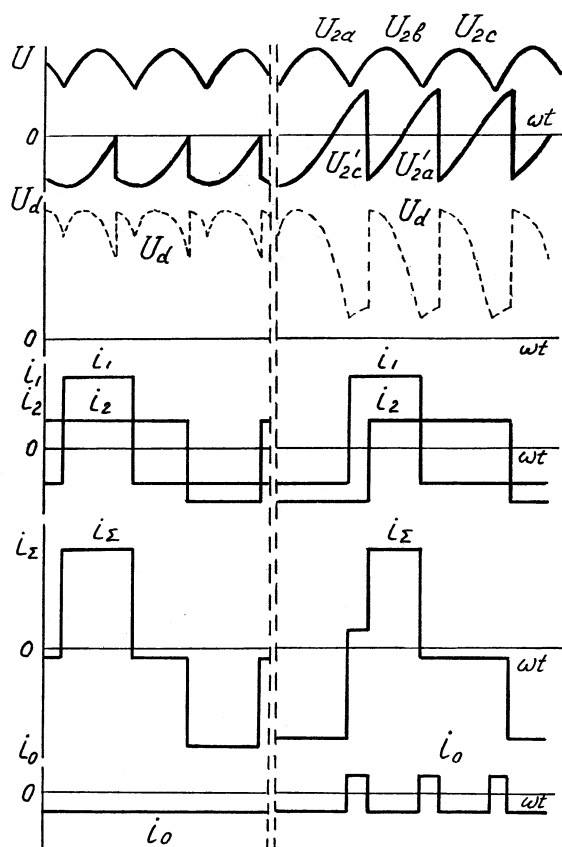


Рисунок 2 Линейные диаграммы напряжений регулируемого тиристорного источника питания

Как известно [1], время распада плазменного столба приближается ко времени межкоммутационного интервала вентиляй большинства схем, поэтому устойчивого горения дуги можно достичь при оптимальном выборе схемы источника и параметров сглаживающего дросселя из условий сохранения непрерывности и ограничения пульсаций тока плазмотрона. Авторами разработан ряд схем для питания электротехнологических установок с опти-

мальными весогабаритными показателями и симметричным режимом работы трансформатора. Одна из таких схем для питания плазмотрона приведена на рис.3. Схема содержит трехфазный трансформатор TV, концы вторичной обмотки которого подключены к анодной группе неуправляемого вентиляльного преобразователя VD1, а отводы - к анодам катодной группы вентиляй VD2 и катодам управляемой группы вентиляй VS с системой импульсно-фазового управления СУ и узлом УФ формирования закона нарастания тока дуги плазмотрона. Плазмотрон подключен к общей точке соединения анодов управляемой группы вентиляй VS и к нерегулируемому сопротивлению R, второй конец которого подключен к общей точке анодной группы вентиляй неуправляемого преобразователя VD1. Изделие И подключено к общей точке катодной группы вентиляй VD2 неуправляемого преобразователя и заземлено. Минимальный ток дуги плазмотрона устанавливается величиной выпрямленного напряжения неуправляемого моста и величиной сопротивления, а рабочий ток - включением управляемой группы вентиляй VS. При этом происходит шунтирование нерегулируемого сопротивления R и увеличение тока дуги плазмотрона.

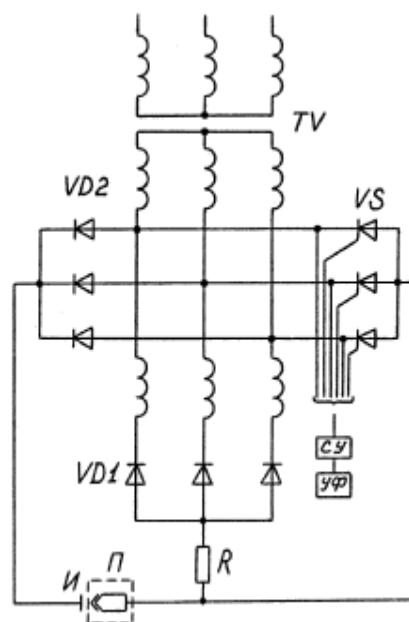


Рисунок 3 Предлагаемая схема источника питания плазмотрона

В предлагаемой схеме при установлении рабочего тока обеспечивается симметричный режим работы трансформатора, так как каждая из вентильных групп подключена к отводам вторичных обмоток трансформатора с равными напряжениями. Эффективность предлагаемой схемы может быть оценена по расчетной мощности обмоток трансформатора и степени подмагничивания магнитопровода в различных режимах работы. Отмеченные показатели определяются при условиях первого аналитического приближения (активные потери и индуктивности фаз принимаются равными нулю, ток нагрузки полагается идеально сглаженным) и одинаковых нагрузках для предлагаемой (рис.3) и сравниваемой (рис.1) схем.

В режиме рабочего тока расчетные мощности первичных и вторичных обмоток трансформатора:

- для предлагаемой схемы

$$S_{1n} = m_1 U_{1\phi} I_{1\phi n}; \quad (1)$$

$$S_{2n}' = m_2 U_{2\phi n}' I_{2\phi n}'; \quad (2)$$

- для сравниваемой схемы

$$S_{1c} = m_1 U_{1\phi} I_{1\phi c}; \quad (3)$$

$$S_{2c} = m_2 U_{2\phi c} \left[I_{2\phi c}' \frac{1}{\varepsilon_c} + I_{2\phi c}'' \frac{\varepsilon_c - 1}{\varepsilon_c} \right]. \quad (4)$$

В выражениях (1) ÷ (4) принято:

$U_{1\phi}$ - действующее значение фазного напряжения первичной обмотки трансформатора;

$U_{2\phi n}'$ - действующее значение фазного напряжения внутренней секции вторичной обмотки предлагаемой схемы;

$I_{1\phi n}$ - действующее значение фазного тока первичной обмотки предлагаемой схемы;

$I_{2\phi n}$ - действующее значение фазного тока вторичной обмотки предлагаемой схемы;

$U_{2\phi c}$ - действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки сравниваемой схемы;

$I_{2\phi c}$ - действующее значение фазного тока вну-

тренней секции вторичной обмотки сравниваемой схемы;

$I_{2\phi c}''$ - действующее значение фазного тока внешней секции вторичной обмотки сравниваемой схемы;

$$\varepsilon_c = \frac{U_{2\phi c}}{U_{2\phi c}'} (U_{2\phi c}' - \text{действующее значение фазного напряжения внутренней секции вторичной обмотки сравниваемой схемы});$$

$m_1 = m_2 = 3$ - число фаз первичных и вторичных обмоток трансформатора.

При равенстве максимальных выпрямленных напряжений сравниваемых схем необходимо выполнить условие

$$U_{2\phi n}' = U_{2\phi c}' \frac{1 + \varepsilon_c}{2}. \quad (5)$$

Тогда, принимая за базисную мощность мощность вторичных (первичных) обмоток трансформатора предлагаемой схемы, определяемую выражением

$$S_{mn} = m_2 U_{2\phi n}' I_{2\phi n} = \frac{\pi}{3} P_d \quad (6)$$

получим соотношения для сравниваемой схемы

$$S_{1c} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon_c^2 + \varepsilon_c + 1}}{1 + \varepsilon_c} P_d; \quad (7)$$

$$S_{2c} = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{\sqrt{2}(\sqrt{2} + \varepsilon_c - 1)}{1 + \varepsilon_c}; \quad (8)$$

$$S_{mc} = \frac{\sqrt{2}\pi}{6(1 + \varepsilon_c)} \times \left(\frac{\left(\frac{\sqrt{2}\sqrt{\varepsilon_c^2 + \varepsilon_c + 1}}{\sqrt{3}} \right) + \sqrt{2} + \varepsilon_c - 1}{\sqrt{3}} \right). \quad (9)$$

С учетом схем соединения введем коэффициент χ , характеризующий отношение напряжения холостого хода к номинальному рабочему, откуда

— для предлагаемой схемы

$$U_{2\phi n}' = \frac{U_{2\phi n}}{2\chi - 1}; \quad (10)$$

—для сравниваемой схемы

$$U'_{2\phi c} = U_{2\phi c} \left(\frac{2}{\chi} - 1 \right), \quad (11)$$

где $U_{2\phi n}$ - действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки предлагаемой схемы с учетом секции холостого хода.

Связь между ε и χ на основании приведенных выше выражений определится соотношениями

$$\varepsilon_c = \frac{\chi}{2 - \chi}; \quad (12)$$

$$\varepsilon_n = 2\chi - 1, \quad (13)$$

$$\text{где } \varepsilon_n = \frac{U_{2\phi n}}{U'_{2\phi n}}.$$

Напряжение холостого хода предлагаемой схемы определится выражением

$$U_{dxx} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} (U_{2\phi n} + U'_{2\phi n}), \quad (14)$$

а расчетная мощность дополнительных обмоток холостого хода

$$S''_{2n} = m_2 U_{2\phi n} I''_{2\phi n} \frac{\varepsilon_n - 1}{\varepsilon_n}, \quad (15)$$

где $I''_{2\phi n}$ - действующее значение фазного тока дополнительной секции холостого хода вторичной обмотки трансформатора предлагаемой схемы.

Расчетная мощность S''_{2n} , приведенная к мощности холостого хода P_{dx} источника

$$S''_{2n} = \frac{\sqrt{2}\pi (\varepsilon_n - 1)}{3(1 + \varepsilon_n)} P_{dx}, \quad (16)$$

а суммарная мощность вторичных обмоток трансформатора предлагаемой схемы

$$S_{2n} = S'_{2n} + S''_{2n} = \frac{\pi}{3} \left[1 + \frac{\kappa_x \sqrt{2} (\varepsilon_n - 1)}{1 + \varepsilon_n} \right] P_d, \quad (17)$$

$$\text{где } \kappa_x = \frac{P_{dx}}{P_d}.$$

Расчетные значения мощностей обмоток трансформатора сравниваемых схем, полученные по приведенным выше аналитическим выражениям, приведены в таблице 1 при изменениях ε_c в пределах от 1,222 до 3,0.

Таблица 1

Расчетные значения мощностей обмоток трансформатора сравниваемых схем

χ	1,1	1,15	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4	1,45	1,5
ε_c	1,22	1,35	1,5	1,67	1,86	2,08	2,33	2,64	3,0
ε_n	2	3							
S_{mc}/S_{mn}	1,02	1,03	1,04	1,05	1,07	1,08	1,09	1,11	1,124
S_{2n}/S_{mn}	1	3	5	7	1,03	1,03	1,04	1,04	1,047
	3	8	4	8	3	7	4		

Степень подмагничивания магнитопровода трансформатора несимметричной схемы в рабочем режиме зависит от ε_c и угла управления α регулируемой группы. При изменении α в пределах $0 \div \frac{\pi}{3}$ возникает однопольный поток вынужденного намагничивания на каждом из сердечников магнитопровода, пропорциональный приведенному неуравновешенному току

$$i_0 = \frac{i_d}{3\kappa_m} \cdot \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}, \quad (18)$$

где $\kappa_m = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ (ω_1 и ω_2 - числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора сравниваемой схемы).

При $\alpha > \frac{\pi}{3}$ (рис. 4) появляются участки одновременной проводимости тока вентилями несимметричной

ных плеч моста, содержащих внешнюю секцию вторичной обмотки трансформатора с напряжением $U_{2\phi c}$. На этих участках (три раза за период питающего напряжения) возникает поток вынужденного намагничивания на каждом из сердечников магнитопровода, пропорциональный приведенному неуравновешенному току

$$i_0 = - \frac{i_d}{3\kappa_m} \cdot \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon}. \quad (19)$$

Таким образом, на втором этапе управления (

$\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi$), подмагничивание магнитопровода несимметричной схемы в рабочем режиме осуществляется переменным потоком с частотой 150 Гц.

С другой стороны, для схемы с дополнительными секциями вторичной обмотки трансформатора состав гармонических в кривой первичного тока существенно изменяется.

Представляя относительное действующее значение n -й гармоники первичного тока $i_{n\Sigma}$ геометрической суммой соответствующих токов катодной и анодной групп [3], получим

$$i_{n\Sigma} = \frac{\sqrt{2} \sin \frac{n\pi}{3}}{n\pi} \sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon_c^2} + \frac{2}{\varepsilon_c} \cdot \cos n\alpha}, \quad (20)$$

где α - угол управления регулируемой группы;

$$\frac{\sqrt{2} \sin \frac{n\pi}{3}}{n\pi} - \text{относительное действующее значение } n\text{-й гармоники трехфазной вентильной группы}$$

[4].

Анализ (20) показывает, что кривая первичного тока рассматриваемой схемы на всем диапазоне регулирования содержит четные гармоники с изменяющейся амплитудой.

В специальной литературе [1, 2] отмечается значительное влияние пульсаций тока плазмотрона на его рабочий ресурс и качество технологического процесса. Поэтому сравнительная оценка схем может быть проведена по относительным значениям

переменной составляющей их выходных напряжений, вызывающей пульсации тока плазмотрона от $I_{d\max}$ до $I_{d\min}$. Обычно устанавливается допустимая величина пульсаций тока плазмотрона W_{don} в соответствии с выражением

$$W_{don} = \frac{I_{d\max} - I_{d\min}}{2I_{dн}}, \quad (21)$$

а ограничение пульсаций до уровня W_{don} достигается преимущественно выбором необходимого значения индуктивности дросселя в контуре нагрузки в соответствии с выражением

$$L_{d\text{необх}} = \frac{S(U_d, t) U_{d0}}{2I_{dн} W_{don}}, \quad (22)$$

где $S(U_d, t)$ - относительная площадь переменной составляющей выходного напряжения.

Тогда сравнение схем может быть осуществлено по расчетным значениям $S(U_d, t)$ для конкретных условий. Общее выражение для $S(U_d, t)$ имеет вид

$$S(U_d, t) = \frac{1}{\omega U_{d0}} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} e_L d\omega t, \quad (23)$$

где e_L - напряжение на индуктивности (переменная составляющая);

$\omega t_1, \omega t_2$ - пределы интегрирования кривой напряжения U_d в интервале повторяемости.

Представляет практический интерес сравнение схем по $S(U_d, t)$ в средней части регулирования, когда расхождения по их амплитудам переменной составляющей значительны.

При $\alpha > \frac{\pi}{3}$ на основании (23) общее выражение $S(U_d, t)$ для сравниваемой схемы будет

$$\begin{aligned} S(U_d, t)_c = & \frac{1}{\omega U_{d0}} \left\{ \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \left[\sqrt{2} \frac{U_{2\phi c}}{\varepsilon_c} \sin \omega t - \right. \right. \\ & \left. \left. - \sqrt{2} U_{2\phi c} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t - \right. \\ & \left. - \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2\phi c} \left(\frac{\cos \alpha}{\varepsilon_c} + 1 \right) \cdot (\omega t_2 - \omega t_1) \right\}. \end{aligned} \quad (24)$$

Решение (24) даст

$$S(U_d, t)_c = \frac{2\sqrt{2}\pi\epsilon_c}{3\sqrt{6}\omega(1+\epsilon_c)} \times \left[\frac{1}{\epsilon_c} (\cos\omega t_1 - \cos\omega t_2) + \cos\left(\omega t_2 + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \left(\frac{\cos\alpha}{\epsilon_c} + 1 \right) \cdot (\omega t_2 - \omega t_1) \right]. \quad (25)$$

Пределы регулирования ωt_1 и ωt_2 при указанных условиях находятся из выражения

$$\omega t_{1,2} = \arcsin \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left(\frac{1}{\epsilon_c} + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{\cos\alpha}{\epsilon_c} + 1 \right) \pm \sqrt{\frac{27}{\pi^2} \left(\frac{1}{\epsilon_c} + \frac{1}{2} \right)^2 \left(\frac{\cos\alpha}{\epsilon_c} + 1 \right)^2 - \left(\frac{1}{\epsilon_c^2} + \frac{1}{\epsilon_c} + 1 \right)}}{2 \times \left(\frac{1}{\epsilon_c^2} + \frac{1}{\epsilon_c} + 1 \right)} \rightarrow \left(\frac{1}{\epsilon_c^2} + \frac{1}{\epsilon_c} + 1 \right) \cdot \left[\frac{27}{\pi^2} \left(\frac{\cos\alpha}{\epsilon_c} + 1 \right)^2 - 3 \right] \times 1. \quad (26)$$

Для сравнения на рис. 5 представлены графики зави-

Для предлагаемой схемы выражение для

$S(U_d, t)$ с учетом $m = 3$ для $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$ будет иметь вид

$$S(U_d, t)_n = \frac{\pi}{3\omega} (\cos\omega t_1 - \cos\omega t_2) - \frac{\omega t_2 - \omega t_1}{\omega} \frac{1 + \cos\alpha}{2}, \quad (27)$$

где ωt_1 и ωt_2 при $\omega t_1 < \frac{\pi}{3} - \alpha$ определяется соотношениями

$$\left. \begin{aligned} \omega t_1 &= \alpha; \\ \omega t_2 &= \arcsin \left[\frac{3}{2\pi} \cdot (1 + \cos\alpha) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

На рис.4 приведены зависимости $S(U_d, t)_c = f(\alpha)$, построенные по выражениям (25) и (27).

симостей относительной площади переменной со-

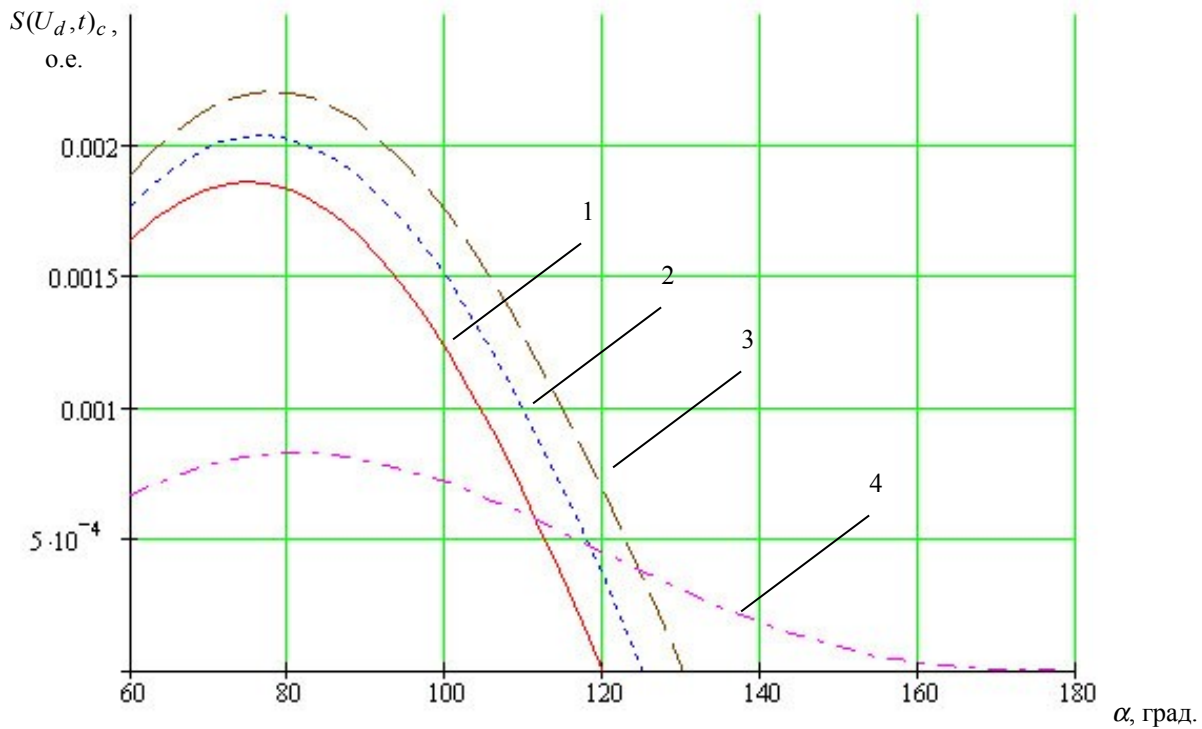
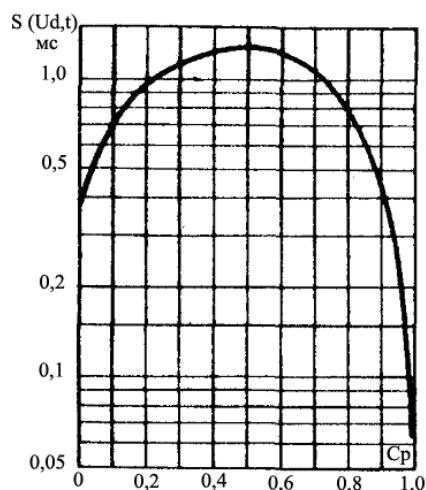


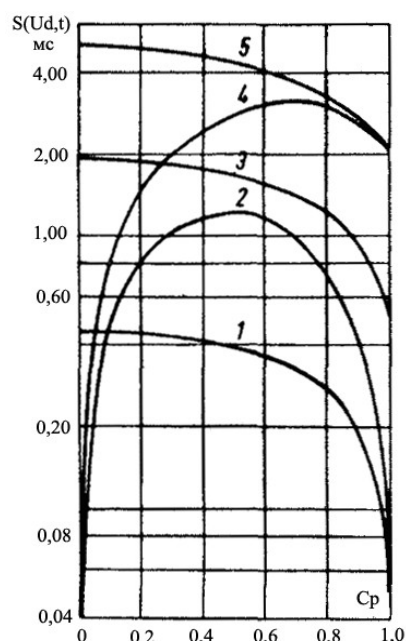
Рис. 4. Зависимости $S(U_d, t)_c = f(\alpha)$, построенные для ряда значений угла регулирования ϵ_c для сравниваемой схемы и $S(U_d, t)_c = f(\alpha)$ для предлагаемой схемы.

На рис. 4 приняты следующие обозначения: 1 – сравниваемая схема при $\epsilon_c = 1,1$; 2 – сравниваемая схема при $\epsilon_c = 1,2$; 3 – сравниваемая схема при $\epsilon_c = 1,3$; 4 – предлагаемая схема

ставляющей выходного напряжения от степени регулирования $S(U_d, t)_c = f(C_p)$ [5].



a)



б)

Рис. 5. Кривые $S(U_d, t)_c = f(C_p)$ для сравниваемой схемы, когда отношение напряжения на диодах к напряжению тиристоров составляет $\sqrt{3}/2$ (а), (б) - то же для полностью управляемой трехфазной мостовой схемы (1), для полууправляемой трехфазной мостовой схемы (2), для трехфазной нулевой схемы (3), для полууправляемой однофазной мостовой схемы (4), для полностью управляемой однофазной мостовой схемы (5)

Выводы. 1. Схемы тиристорных источников питания с изменяющейся структурой силовой части и несимметричным режимом трансформатора при рабочих токах обладают худшими конструктивными и эксплуатационными показателями по сравнению с аналогичными вариантами, но с симметричным режимом работы трансформатора при рабочих токах.

2. Предложенная схема с симметричным режимом работы трансформатора позволяет существенно снизить взаимовлияние по магнитному потоку и обеспечить построение схемы с групповым питанием.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свенчанский А.Д., Жердев И.Т., Кручинин А.М. и др. Электрические промышленные печи: Дуговые печи и установки специального нагрева. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1981. – 296с., ил.
2. Коцюбинский В.С., Зеленов А.Б., Коцюбинская С.М. Опыт разработки и использования тиристорных источников питания плазматронов постоянного тока. Электрическая промышленность. Серия «Электротермия». – 1983., вып. 18 (248).
3. Синолицы А.Ф., Бутенко В.И., Родькин Д.И. Гармоники тока каскада при двукратном включении вентилей инвертора // Из. вузов СССР «Энергетика». – 1976. №1, с.48-52.
4. Каганов И.Л. Электронные и ионные преобразователи 4.3 М.-Л.: Госэнергоиздат, 1956. – 524с., ил.
5. Philipps Werner. Berechnungdes Oberschwingungsgehaltes von Ankerstromen stromrichterger Gleichstrommotoren. "Elektrotechn. Z.", 1968, A 89, №6, 126-130, 2, 3.