

УДК 621.314.27

Л. Э. РОГИНСКАЯ, Ю. М. ГУСЕВ, А. А. ШУЛЯК

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Приведены результаты исследования электромагнитных процессов и оптимизации параметров ряда тиристорных преобразователей частоты, предназначенных для работы в качестве источников питания электротехнологических комплексов. Даны рекомендации по выбору оптимальной частоты, значений параметров реактивных элементов коммутирующего и нагрузочного контуров. Выбрана структура резонансных инверторов, выходное напряжение которых выше напряжения питания. *Электротехнические комплексы; нагрузочные и коммутирующие контуры; оптимизация параметров; резонансные инверторы*

Важным условием технического прогресса служит создание новых и модернизация существующих электротехнологических процессов, которые позволяют повысить производительность и улучшить условия труда, создать материалы с новыми, заранее заданными свойствами, являясь в то же время энергосберегающими.

Так как электротехнологические комплексы, обеспечивающие термообработку материалов, с помощью индукционного нагрева генерирование озона, заряд емкостных накопителей энергии и так далее, весьма разнообразны, разнообразны и требования, предъявляемые к источникам их электропитания.

Уфимский государственный авиационный технический университет и НКГБ «Вихрь» являются одними из ведущих организаций в области разработки, создания и исследования электротехнологических комплексов с полупроводниковыми преобразователями частоты.

При питании индукционных установок от тиристорных преобразователей частоты нередко возникает необходимость в регулировании электромагнитных параметров в ходе всего технологического процесса. Частотный способ регулирования, использующий резонансные свойства нагрузочного колебательного контура, является наиболее простым и удобным применительно к тиристорным преобразователям, выполненным на базе резонансных инверторов тока со встречно-параллельными диодами [1].

При индукционном нагреве металлов нагрузочный колебательный контур обычно имеет высокую добротность и при начальном режиме настраивается на частоту первой гармоники тока.

Со снижением частоты ниже резонансной эквивалентное реактивное сопротивление параллельного нагрузочного контура хотя и имеет индуктивный характер, но возрастает с уменьшением частоты, что приводит к снижению частоты собственных колебаний в коммутирующем контуре инвертора, к уменьшению пауз и появлению отсечки тока встречных диодов.

При увеличении частоты управления выше резонансной эквивалентное реактивное сопротивление нагрузочного контура имеет емкостный характер, но возрастает с ростом частоты, что вызывает увеличение частоты собственных колебаний коммутирующего контура инвертора, появление пауз и уменьшение времени, предоставляемого тиристорам на восстановление их управляющих свойств.

Таким образом, снижение и повышение частоты относительно резонансной приводит к изменению режима работы инвертора и всего преобразователя в целом не только по величине выходной мощности, но и по частоте собственных колебаний коммутирующего контура и времени восстановления тиристоров.

С помощью автоподстройки частоты управления тиристорами инвертора возможно обеспечить номинальный режим его ра-

боты, поддерживая при этом максимальную выходную мощность в широком диапазоне изменения параметров нагрузочного колебательного контура [2].

Нагрузочные колебательные контуры — электротехнологические нагрузки, представляют собой систему индуктор—металл с различными видами емкостной компенсации, приведены на рис. 1. При  $n = 1, k = \infty$  имеет место простой параллельный контур с последовательной схемой замещения индуктора, коэффициенты  $n < 1, k = \infty$  соответствуют автотрансформаторному колебательному контуру  $n = 1, k < \infty$  — последовательно-параллельному колебательному контуру.

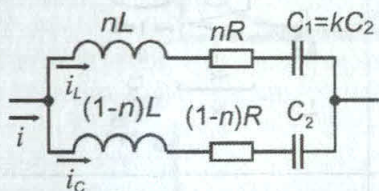


Рис. 1. Обобщенный нагрузочный контур

Считая выходной ток инвертора синусоидальным с амплитудой  $\sqrt{2}I$ , определим в относительных единицах частоты, при которых имеют место максимум мощности, резонанс токов ( $\varphi = 0$ ), разность токов ( $I_L - I_C$ ).

За базовые единицы приняты:  $\omega_\delta = 1/\sqrt{LC_{\text{экв}}}$ , причем для первых двух случаев  $C_{\text{экв}} = C_2 = C$ ; для третьего —  $C_{\text{экв}} = kC_2/(k+1)$ ;  $L_\delta = R, I_\delta = I, P_\delta = I^2R$ ; добротность контура

$$Q = \sqrt{L/C_{\text{экв}}}/R = \rho/R.$$

В таблице приведены полученные зависимости в относительных единицах и частоты, при которых имеет место максимум мощности, резонанс токов ( $\varphi = 0$ ), разность токов ( $I_L - I_C$ ), равная нулю.

Из таблицы видно, что максимальное значение мощности имеет место, независимо от величин  $n$  и  $k$ , при частоте  $\omega_p^* = \sqrt{1 - 1/2Q^2}$ . Эта частота отличается и от резонансной частоты ( $\varphi=0$ ) и от частоты, при которой равна нулю разность токов ( $I_L - I_C$ ). Следует отметить, что все эти частоты отличаются также и от собственной частоты резонансных нагрузочных контуров, которая для всех их одинакова и равна  $\omega_{\text{рез}}^* = \sqrt{1 - 1/4Q^2}$ . Для получения максимальной мощности, очевидно, выходная частота преобразователя долж-

на быть равна  $\omega_p$ , но в этом случае необходимо применение экстремального регулирования, что усложняет систему управления. Учитывая практическое равенство частот  $\omega_p, \omega_\varphi, \omega_{LC}$ , особенно при  $Q \geq 4$ , рационально для автотподстройки частоты использовать  $\omega_\varphi, \omega_{LC}$ , так как при этих частотах сдвиг фаз и разность токов в емкостной  $I_C$  и индуктивной  $I_L$  ветвях нагрузочного колебательного контура переходят через нуль.

При регулировании мощности уменьшением частоты выходной ток можно представить в виде импульсов, представляющих синусоиду с частотой  $\omega_1^*$ , равной одному из значений  $\omega_p^*, \omega_\varphi^*, \omega_{LC}^*$ , а период повторения этих импульсов изменяется, т. е. частота их повторения равна  $\omega_2^*$ . Подобную форму кривой можно разложить в ряд Фурье:

$$i_{\text{вых}} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{2I\sqrt{2}\omega_1}{\omega_2} \times \sin\left(\nu \frac{\pi\omega_2}{\omega_1}\right) \frac{\sin(\nu\omega_2 t)}{(\omega_1/\omega_2)^2 - \nu^2}, \quad (1)$$

$$I_\nu^* = \frac{I_\nu}{\sqrt{2}I} = \frac{2\omega_1}{\pi\omega_2} \times \sin\left(\nu \frac{\pi\omega_2}{\omega_1}\right) \frac{1}{(\omega_1/\omega_2)^2 - \nu^2}.$$

Если  $\omega_1/\omega_2 = \nu$ , т. е. частота управления в целое число раз меньше резонансных частот, то мощность  $I_\nu^2 R_\Omega$  в несколько раз превышает мощность от остальных гармоник токов.

На рис. 2, а–в приведены зависимости  $I_{\nu^*}, R_{\Omega\nu^*}, P_\nu^* = f(\omega_2/\omega_1)$  для  $\nu = 1, 2, 3$ . Нетрудно заметить, что мощность нагрузочного контура имеет ряд максимумов, величина которых убывает с увеличением  $\omega_2/\omega_1$ , а частота, при которой имеет место этот максимум, практически совпадает с  $\omega_2 = \omega_1/\nu$ .

Следовательно, для любого контура (рис. 1) регулирование мощности может осуществляться в диапазоне от максимального до минимального значений, что для  $\nu = 1$  соответствует диапазону

$$0,7 \leq \omega^* \leq \sqrt{1 - 1/2Q^2},$$

а для  $\nu = 2$  — диапазону

$$0,35 \leq \omega^* \leq \frac{1}{2}\sqrt{1 - 1/2Q^2}.$$

Сложность электромагнитных процессов в резонансных инверторах (рис. 3) с электротехнологической сложной нагрузкой обусловлена наличием двух резонансных контуров: нагрузочного, параллельного,  $R_H, L_H, C_H$

Таблица

№	k, n	Мощность $P^*$ , $R_3^*$ , $I_L^*$	Фазовый угол $\varphi_{ul}$	Разность токов $I_L^* - I_C^*$
1	$k = \infty,$ $n = 1$	$R_3^* = \frac{1}{\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2},$ $\omega_p^{*2} = 1 - 1/2Q^2$	$\varphi_{ul} = \arctg Q\omega^* (\omega^{*2} - 1 + 1/Q^2)$ $\omega_p^{*2} = 1 - 1/Q^2$	$I_L^* - I_C^* = \frac{1 - \omega^* \sqrt{\omega^{*2} + 1/Q^2}}{\sqrt{\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2}},$ $\omega_{LC}^2 = -\frac{1}{2Q^2} + \sqrt{1 + 1/4Q^4}$
2	$k = \infty,$ $0 < n < 1$	$R_3^* = n(1-n) + \frac{n^2}{\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2},$ $\omega_p^{*2} = 1 - 1/2Q^2$	$\varphi_{ul} = \arctg Q\omega^* \times \frac{\omega^{*4}(1-n) - \omega^{*2}(2-n - (1-n)/Q^2) + 1 - n/Q^2}{(1-n)(\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2) + n},$ $\omega_p^{*2} = \frac{1}{2} \left( \frac{2-n}{1-n} - \frac{1}{Q^2} \right) \pm \sqrt{0,25 \left( \frac{2-n}{1-n} - \frac{1}{Q^2} \right)^2 - \frac{1-n/Q^2}{1-n}}$	$I_L^* - I_C^* = \frac{\sqrt{[1 - (1-n)\omega^{*2}]^2 + (1-n)^2\omega^{*2}/Q^2} - n\omega^* \sqrt{\omega^{*2} + 1/Q^2}}{\sqrt{(\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2)}},$ $\omega_{LC}^2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{2(1-n)}{1-2n} - \frac{1}{Q^2} \right] \pm \sqrt{\left[ \frac{2(1-n)}{1-2n} - \frac{1}{Q^2} \right]^2 \cdot 0,25 - \frac{1}{1-2n}}$
3	$0 < k < n,$ $n = 1$	$R_3^* = \left( \frac{k}{k+1} \right)^2 \times \frac{1}{\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2},$ $\omega_p^{*2} = 1 - 1/2Q^2$	$\varphi_{ul} = \arctg \frac{Q(k+1)}{-k\omega^*} \times \left[ \omega^{*4} - \omega^{*2} \left( \frac{k+2}{k+1} - \frac{1}{Q^2} \right) + \frac{1}{k+1} \right],$ $\omega_p^{*2} = \frac{1}{2} \left( \frac{k+2}{k+1} - \frac{1}{Q^2} \right) \pm \sqrt{0,25 \left( \frac{k+2}{k+1} - \frac{1}{Q^2} \right)^2 - \frac{1}{k+1}}$	$I_L^* - I_C^* = \frac{1}{(k+1)\sqrt{\omega^{*2}/Q^2 + (1 - \omega^{*2})^2}} \times \left[ k - \sqrt{(k+1)^2\omega^{*2}/Q^2 + (1 - (k+1)\omega^{*2})^2} \right]$ $\omega_{LC}^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{2}{k+1} - \frac{1}{Q^2} \right) \pm \sqrt{0,25 \left( \frac{2}{k+1} - \frac{1}{Q^2} \right)^2 - \frac{1-k}{1+k}}$

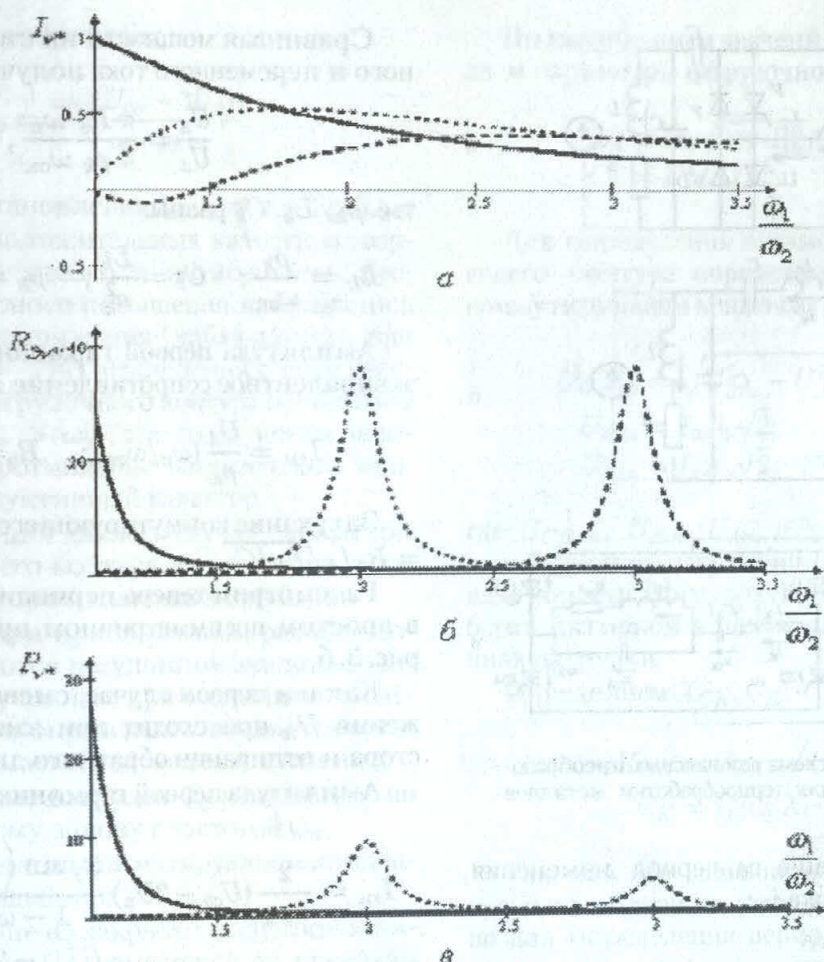


Рис. 2. Зависимости  $I_{n^*}$  (а),  $R_{3n^*}$  (б) и  $P_n^*$  (в) от  $\omega_2/\omega_1$ : —  $\nu = 1$ ; .....  $\nu = 2$ ; - - -  $\nu = 3$

и последовательного, коммутирующего,  $L_k$ ,  $C_k$ , которые охвачены единым электромагнитным процессом. Свойства данных контуров различны. Собственная частота нагрузочного контура

$$\omega_n = (1 - D_n^2/4)^{1/2} \omega_{0n},$$

где  $\omega_{0n} = 1/\sqrt{L_n C_n}$ ,  $D_n = R_n/\sqrt{L_n/C_n}$ , равна или весьма близка к частоте управления  $\omega_y$  (рис. 3, б, в), либо кратна ей (рис. 3, а, б), а затухание  $D_n$  равно 0,1 ... 0,15. Собственная частота коммутирующего контура  $\omega_k$  больше частоты  $\omega_n$  (рис. 3, а), либо  $\omega_y$  (рис. 3, б, в) и равна соответственно

$$(1 - D_k^2/4)^{1/2} \omega_{0k},$$

где  $\omega_{0k} = 1/\sqrt{L_k C_k}$ ,  $D_k = R_3/\sqrt{L_k/C_k}$ , а  $R_3$  — эквивалентное затухание коммутирующего контура, определяющего энергетические процессы в преобразователях (таблица).

Обычно затухание коммутирующего контура значительно больше, чем нагрузочного, и равно 0,6 ... 2.

Так как взаимодействие двух резонансных контуров определяется энергообменом, мало зависящим от формы кривой напряжения на зажимах, удобно принять, что напряжение нагрузки изменяется по прямоугольному закону. Значение  $U_n$  примем равным среднему значению напряжения на нагрузке:  $U_n = 2U_{nm}/\pi$ , а период изменения  $U_n$  — равным  $2\pi/\omega_n$ . Рассмотрим периодический процесс для преобразователя (рис. 3, а).

Ток в коммутирующем контуре, равный току в вентилях, протекает под действием двух ЭДС:

$$\begin{aligned} U_d + U_n (\pi \geq \omega_{ок} t \geq 0); \\ U_d - U_n (2\pi \geq \omega_{ок} t \geq \pi). \end{aligned}$$

Длительность протекания тока через вентиляльную пару меньше, чем период выходного напряжения и  $\omega_n \approx (0,7 \div 0,9)\omega_{ок}$ .

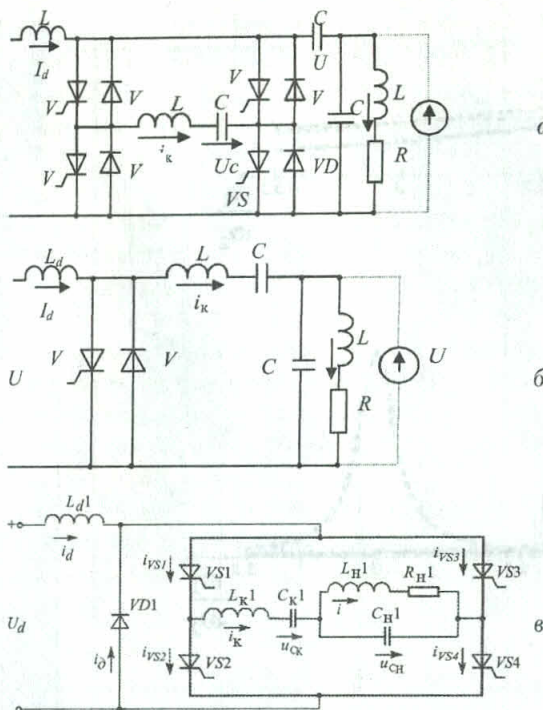


Рис. 3. Расчетная схема резонансных преобразователей частоты для термообработки металлов

Среднее значение за период изменения ( $0 \leq \omega_{OK}t \leq 2\pi$ ) тока  $i_k$ :

$$i_{kcp} = I_d = 2U_H / \pi \omega_{OK} \rho_k \quad (2)$$

Мощность, потребляемая на стороне выпрямленного тока:  $P_d = U_d I_d$ .

Мощность на стороне переменного тока соответствует мощности нагрузки и определяется величиной первых гармоник тока и напряжения.

Первые гармоники тока  $I_{SM}$ ,  $I_{CM}$  равны:

$$I_{SM} = \frac{2U_d \omega_H \sin(\pi \omega_H / \omega_{OK}) \omega_{OK}}{\pi \rho_k (1 - \omega_H^2 / \omega_{OK}^2)}; \quad (3)$$

$$I_{CM} = \frac{4U_H \omega_H \cos^2(\pi \omega_H / 2\omega_{OK})}{\pi \rho_k \omega_{OK} (1 - \omega_H^2 / \omega_{OK}^2)}$$

Если  $\omega_H / \omega_{OK} = 0,7 \div 0,9$ , токи с достаточной степенью точности можно заменить  $I_{SM} = \frac{U_d}{\rho_k} (\omega_H / \omega_{OK})$ ;  $I_{CM} \approx 0$ .

Отношение максимальных значений токов через тиристор и диод (3), (4):

$$\frac{I_{Tmax}}{I_{Dmax}} = \frac{U_d + U_H}{U_d - U_H} \quad (4)$$

Это отношение изменяется в инверторах в пределах (2... 3), т. е.  $U_H = (0,33 \div 0,5)U_d$ .

Сравнивая мощности на стороне постоянного и переменного тока получим:

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{\pi R_\Theta \omega_H}{4 \rho_k \omega_{OK}} \quad (5)$$

т. е.  $\rho_k, L_k, C_k$  равны:

$$L_k = \frac{\rho_k}{\omega_{OK}}; \quad C_k = \frac{L_k}{\rho_k^2}; \quad \rho_k = \frac{2U_H U_d \omega_H}{\pi \rho \omega_{OK}}$$

Амплитуда первой гармоники тока  $I_{SM}$  и эквивалентное сопротивление  $R_\Theta$

$$I_{SM} = \frac{U_d}{\rho_k} (\omega_H / \omega_{OK}); \quad R_\Theta = \frac{2P_H}{I_{SM}^2}$$

Затухание коммутирующего контура  $D_k = R_\Theta / \sqrt{L_k / C_k}$ .

Рассмотрим теперь периодический режим в простом несимметричном преобразователе рис. 3, б.

Как и в первом случае, смена знака напряжения  $U_H$  происходит при запираии тиристора и отпираии обратного диода.

Амплитуда первой гармоники тока равна:

$$I_{SM} = \frac{2}{\pi \rho_k} (U_{CO} - 2U_H) \frac{\omega_y \sin\left(\frac{\pi \omega_y / \omega_{OK}}{\omega_{OK}}\right)}{1 - \omega_y^2 / \omega_{OK}^2} \approx \frac{(U_{CO} - 2U_H) \omega_y / \omega_{OK}}{\rho_k}$$

Сравнивая мощности на стороне постоянного и переменного тока, получим:

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{\pi (\omega_y / \omega_{OK}) R_\Theta}{4 \rho_k (1 - \omega_y / \omega_{OK})}$$

Согласно [3] максимальное напряжение на вентильной паре можно определить так ( $\omega_H = \omega_y$ ):

$$U_{Tmax} \approx \frac{U_d}{(1 - \omega_y / \omega_{OK})}$$

Следовательно, чтобы  $U_{Tmax}$  не превышало  $(2 \dots 2,5)U_d$ , величина  $\omega_y / \omega_{OK}$  должна изменяться в пределах (0,5... 0,6) при  $\omega_H = \omega_y$ . В этом случае  $\omega_{OK} / \omega_y = (1,7 \dots 2)$  и

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{\pi}{4} (0,7 \div 1) \approx 0,55 \div 0,75$$

Средние токи через вентили определяются из следующих соотношений:

$$I_{Tcp} = \frac{\omega_y (U_{CO} - 2U_H)}{\omega_0 \pi \rho_k};$$

$$U_{CO} = 2U_H + \frac{U_d}{1 - \omega_y / \omega_{OK}}$$

Средний ток через диод

$$I_{дср} = \frac{\omega_y (U_{с0} - 3U_H)}{\omega_0 \pi \rho_K}$$

Время восстановления  $t_{восст} = \pi - 2\alpha / \omega_{ок}$ .

Одним из положительных качеств инвертора (рис. 3, в) является возможность бестрансформаторного повышения напряжения. Повышение напряжения наблюдается при небольших ( $\approx 7\%$ ) отклонениях собственной частоты нагрузочного контура от частоты управления  $\omega_{H*} > \omega_{y*}$ , т. е. тогда, когда эквивалентное сопротивление нагрузочного контура имеет индуктивный характер.

Определим для данного случая параметры коммутирующего контура, а также токи и напряжения полупроводниковых приборов.

Принятые при приближенном расчете допущения являются результатом анализа зависимостей, полученных при машинном моделировании. Для определения параметров инвертора принимаем следующие допущения:

- напряжение нагрузки  $U_H$  изменяется по синусоидальному закону с частотой  $\omega_H$ ;
- напряжение на коммутирующем конденсаторе синусоидально;
- напряжение на закрытых полупроводниковых приборах  $U_B$  изменяется по отрезкам синусоиды, так как является суммой синусоидальных напряжений  $U_H$  и  $U_{СК}$ ;
- ток источника питания имеет постоянную величину, равную  $I_d$ .

Считая схему нагрузочного контура и соотношение его параметров при резонансе таким же, как в инверторе (рис. 3, а, б), запишем выражения для  $R_{\Sigma}$ ,  $X_{\Sigma}$ ,  $Z_{\Sigma}$  для общего случая в относительных единицах, приняв за базовые  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_H C_H}$ ;  $R_0 = \sqrt{L_H/C_H}$ . Очевидно, частота, при которой имеет место резонансный режим,  $\omega_{H*} = \sqrt{1 - D_H^2}$ .

Ток нагрузки равен

$$I_H = \frac{P_H}{U_H \cos \varphi_H}$$

Эквивалентные сопротивления  $R_{\Sigma}$ ,  $X_{\Sigma}$  равны:

$$R_{\Sigma} = \frac{P_H}{I_H^2};$$

$$X_{\Sigma} = \frac{K_y R_H (1 - K_y^2 - D_H^2)}{D_{H*} [(K_y D_H)^2 + (1 - K_y^2)^2]};$$

$$R_H = R_{\Sigma} [(K_y D_H)^2 + (1 - K_y^2)^2].$$

По полученным значениям  $R_{\Sigma}$ ,  $K_y$  определяем параметры нагрузочного контура:

$$L_H = R_H \sqrt{1 - D_H^2} / (\omega_H D_H);$$

$$C_H = D_H^2 L_H / R_H^2.$$

Для определения параметров коммутирующего контура определим напряжение на коммутирующем конденсаторе:

$$U_{СКm} = \sqrt{U_{Bm}^2 - U_{Am}^2} + U_{Xm};$$

$$U_{Am} = I_H R_{\Sigma} \sqrt{2};$$

$$U_{Xm} = I_H X_{\Sigma} \sqrt{2},$$

где  $U_{СКm}$ ,  $U_{Bm}$ ,  $U_{Am}$ ,  $U_{Xm}$  — максимальные значения напряжения на коммутирующем конденсаторе, полупроводниковых приборах, активном и индуктивном сопротивлениях нагрузки.

Определяем  $X_{СК}$ ,  $C_K$ :

$$X_{СК} = U_{СКm} / (\sqrt{2} I_H);$$

$$C_K = 1 / (\omega_y X_{СК}).$$

Так как  $U_B$  изменяется по отрезку синусоиды вблизи ее максимума [3], то можно для определения периода  $T_K$  изменения параметров коммутирующей цепи принять  $U_B \approx \text{const} = U_{B \max}$  и для  $K_y = \sqrt{1 - D_H^2}$

$$\frac{U_d}{U_{Bm}} \approx \frac{T_y - T_K}{T_K},$$

откуда с учетом машинного анализа, вводя коэффициенты  $K_{д1}$ ,  $K_{д2}$ , учитывающие влияние  $K_y$ , получим

$$T_K = T_y \left( 1 - \frac{U_d}{U_{Bm}} K_{д1} \right) K_{д2},$$

где  $K_{д1} = 1/K_y$ ;  $K_{д2} = 3/4K_y$ ;  $\omega_K = 2\pi/T_K$ ;  $L_K = 1/(C_K \omega_K^2)$ .

Для выбора тиристорov и диодов определим  $t_{восст}$  и максимальные токи  $I_{T \max}$ ,  $I_{д \max}$ .

Ток в контуре при проводимости всех плеч моста:

$$i_K = U_{СКm} \exp(-D_{K\Sigma} \omega_K t) \sin \omega_K t / \rho_K,$$

где  $D_{K\Sigma} = 2D_H U_H^2 / (P_H \rho_K)$ .

Время восстановления определяется временем, в течение которого  $i_K > I_d$ , т. е.

$$t_{восст} \approx \frac{[\pi - 2 \arcsin (I_d / I_{km})] T_k}{2\pi},$$

где максимальный ток в коммутирующем контуре

$$I_{Kт} \approx U_{CKт} \exp(-D_{K3}\pi/4) / \rho_K.$$

К наиболее распространенным электро-технологиям относятся также электросинтез озона и импульсные нагрузки, потребляющие энергию, накопленную в электрическом поле конденсатора [4, 5]. В обоих случаях рационально применить источник питания с звеном повышенной частоты [4].

Источник питания представляет собой соединение двух блоков — последовательного тиристорного (или транзисторного) инвертора напряжения с обратными диодами и высоковольтного повышающего трансформатора и нагрузки: озонатора или высоковольтного выпрямителя, нагруженного на накопительный конденсатор [5].

Для исследования электромагнитных процессов трансформатор представляется схемой замещения, емкость накопительного конденсатора приведена к первичной обмотке. Схема замещения озонатора представляет собой две последовательно соединенных емкости: барьера  $C_6$  и газового промежутка  $C_{пр}$  ( $C_{пр} \ll 0,1C_6$ ), причем к зажимам  $C_{пр}$  подключен диодный выпрямитель, нагруженный на противо-ЭДС  $E$ , равную приведенному напряжению пробоя  $U_{пр}$ . Схема преобразователя приведена на рис. 4.

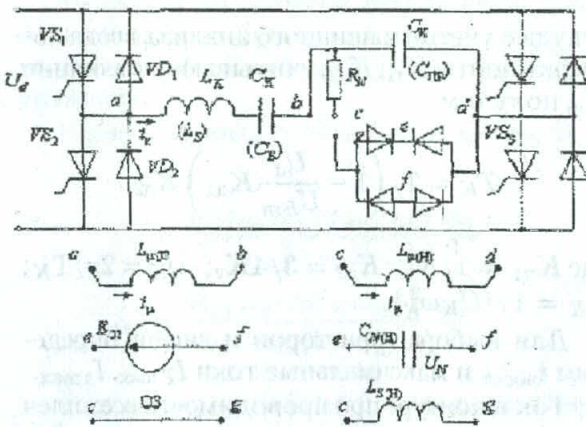


Рис. 4. Расчетная схема инвертора для генерирования озона и заряда емкостного накопителя энергии

При идеальном трансформаторе ( $L\mu = \infty$ ;  $L_s, R_N, C_P = 0$ ) и идеальном промежутке ( $C_{пр} = 0$ ) электромагнитные процессы в преобразователе для обоих видов нагрузки практически идентичны.

Если преобразователь используется как источник питания озонатора, то коммутирующим элементом  $C_k$  является емкость барьера озонатора  $C_6$ .

Среднее значение тока через  $C_N$  и  $E$  постоянно и равно:  $I_{CP} = 2U_d/\pi\rho$ .

Если нагрузкой является озонатор, то потребляемая мощность источника постоянна и равна  $P = 4U_dE/\rho$ .

Наличие индуктивности рассеяния  $L_S$  (ОЗ) реального трансформатора при выборе соответствующей конструкции позволяет использовать ее в качестве коммутирующего элемента (рис. 4).

Отношение типовой мощности трансформатора к активной потребляемой мощности определится следующим образом:

— для накопителя

$$K_u = \frac{S_{тип}}{P} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \left[ 1 + \left( \frac{4NC_k}{C_N} \right)^2 \right]^{1/2}};$$

— для озонатора

$$K_u = \frac{S_{тип}}{P} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \left[ 1 + \left( \frac{E}{U_d} \right)^2 \right]^{1/2}},$$

где  $N$  — номер периода.

Изменение  $L\mu$  путем введения воздушного зазора позволяет увеличить  $K_u$ . Установление связи между параметрами высоковольтного блока и выходными параметрами модуля позволяет определить рациональные значения  $L\mu$ ,  $L_S$  и  $C_P$  трансформатора, способствующие увеличению коэффициента  $K_u$  при озонаторной нагрузке и оптимизации процесса заряда накопительного конденсатора.

Таким образом, анализ электромагнитных процессов в резонансных преобразователях частоты, предназначенных для использования в качестве источников питания электро-технологических комплексов, позволяет выбрать наиболее рациональные параметры нагрузочных и коммутирующих контуров и тем самым обеспечить требуемый режим работы комплекса в целом. Исследуемые комплексы успешно реализуются для термообработки металлов — закалки, нагрева заготовок, пайки твердосплавных изделий, плавки в индукционных печах, генерирования озона, разрядно-импульсных нагрузок.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Белкин А. К., Костиокова Т. П., Рогинская Л. Э., Шуляк А. А.** Тиристорные преобразователи частоты. М.: Энергоатомиздат, 2000. 263 с.
2. **Казанцев В. Г., Рогинская Л. Э.** Анализ способов автоподстройки частоты автономных инверторов, нагруженных на колебательный контур // Электротехника. 1994. № 10. С. 17–20.
3. **Беркович Е. И., Ивенский Г. В., Иоффе Ю. С.** Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 208 с.
4. **Булатов О. Г., Царенко А. И., Поляков В. Д.** Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 1989. 300 с.
5. **Рогинская Л. Э., Рахимов Б. Э., Казанцев В. Г.** Анализ электромагнитных параметров цепи при окончании процесса заряда накопительных конденсаторов // Измерительные преобразователи и информационные технологии: Межвуз. науч. сб. Уфа, 1996. С. 194–198.

## ОБ АВТОРАХ



**Рогинская Любовь Эммануиловна**, профессор, каф. ЭМ УГАТУ. Дипл. инж.-электро-механик (НГТУ, 1959). Д-р техн. наук по полупроводниковым преобразователям электроэнергии (МЭИ, 1994). Исследования в области полупроводниковых преобразователей частоты и взаимоиндуктивных модулей.



**Гусев Юрий Матвеевич**, профессор, зав. каф. пром. электроники УГАТУ. Дипл. инженер (ЛПИ, 1960). Д-р техн. наук по управлению авиационными и космическими системами (защ. в ЦИАМ, 1980). Исследования в области управления, многокритериальной оптимизации, автоматизации проектирования электронных установок.



**Шуляк Александр Анатольевич**, доцент той же кафедры. Дипл. инж.-электромеханик (УАИ, 1973). Канд. техн. наук по системам управления (УАИ, 1989). Исследования в области управляемых полупроводниковых преобразователей частоты.