

УДК 621.314

Л. Э. РОГИНСКАЯ, А. К. БЕЛКИН, А. А. ШУЛЯК

## ВЛИЯНИЕ ДРОССЕЛЕЙ НАСЫЩЕНИЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ВЫСОКОЧАСТОТНОМ ИНВЕРТОРЕ

В статье рассматривается анализ электромагнитных процессов в высокочастотном инверторе с дросселями насыщения и продемонстрированы характеристики переходного процесса. *Анализ электромагнитных процессов; дифференциальные уравнения; дроссель насыщения; инвертор; индукционные установки; режимы работы инвертора; тиристорные преобразователи частоты*

Индукционные установки, созданные на базе тиристорных преобразователей частоты, сделались необходимой составной частью крупных механизированных агрегатов, автоматических линий, целых цехов и заводов.

Эксплуатация подтверждает их высокие технико-экономические показатели, которые получены за счет применения в качестве источников высокочастотного питания тиристорных преобразователей частоты. Главные преимущества тиристорных преобразователей заключены в малом расходе электроэнергии, за счет повышенного КПД и высокие регулировочные свойства, с глубиной регулирования 1:20. Используя резонансные свойства нагрузочного колебательного контура и изменяя частоту управления тиристорами, возможно осуществлять плавное регулирование мощности в ходе всего технологического процесса без переключений в силовых цепях и без громоздких коммутирующих устройств. Принципы регулирования, заложенные в тиристорных преобразователях частоты, позволяют использовать микропроцессоры, которые открывают широкие возможности оптимального программного управления самыми сложными технологическими процессами.

Нетрудно заметить, что тиристорный преобразователь частоты является основной составной частью любой индукционной установки. От надежной его работы зависит надежная работа установки в целом, а значит, и результат выполняемого технологического процесса.

Поэтому так важно при создании тиристорного преобразователя частоты правильно определить параметры его составных элементов и узлов.

Наиболее широкое распространение при конструировании и проектировании тиристорных преобразователей частоты индукционных установок нашел высокочастотный инвертор, который относится к классу мостовых последовательных резонансных инверторов со встречно-параллельными диодами и удвоением частоты. От надежной его работы во многом зависит надежная работа преобразователя в целом. Данная работа посвящена изучению вопроса влияния дросселей насыщения на работу высокочастотного инвертора.

На рис. 1, а приведена принципиальная электрическая схема высокочастотного инвертора с дросселями насыщения, а на рис. 1, б приведены временные диаграммы, поясняющие принцип действия инвертора.

Одна диагональ моста представляет собой индуктивно-емкостную коммутирующую цепочку  $C_{K1}, L_{K1}$ , а другая – последовательно соединенные фильтровый конденсатор  $C_{\Phi 1}$  и нагрузку  $Z_{H1}$ . Параллельно этой диагонали через входные дроссели  $L_{d1}, L_{d2}$  подключен источник постоянного напряжения (выпрямитель)  $U_d$ .

В квазиустановившемся режиме постоянная составляющая напряжения на фильтровом конденсаторе  $C_{\Phi 1}$  равна  $U_d$ .

При включении очередной группы силовых тиристорных  $VS1, VS4$  начинается перезаряд коммутирующего конденсатора  $C_{K1}$  с напряжения  $U_{C0}$ , полярность которого показана на рис. 1. Параметры элементов схемы подбираются таким образом, что процесс в ней носит колебательный характер и через нагрузку  $Z_{H1}$  протекает положительная полуволна тока по цепи:  $C_{\Phi 1}-L_{H1}-VS1-C_{K1}-L_{K1}-VS4-L_{H2}-Z_{H1}-C_{\Phi 1}$ .

Коммутирующий конденсатор перезаряжается до некоторого напряжения  $U_{C1}$ , абсолютная величина которого выше  $U_{C0}$ . В момент перехода колебательного тока через нулевое значение тиристоры  $VS1, VS4$  выключаются, и обратную полуволну тока нагрузки перехватывают соответствующие встречные диоды  $VD1, VD4$  по цепи:  $C_{K1}-VD1-L_{H1}-C_{Ф1}-Z_{H1}-L_{H2}-VD4-L_{K1}-C_{K1}$ . При переходе тока диодов  $VD1, VD4$  через нулевое значение они выключаются, а коммутирующий конденсатор  $C_{K1}$  оказывается вновь заряженным до напряжения  $U_{C0}$ , с полярностью, обратной указанной на рис. 1.

В течение промежутка времени, когда ток проводили диоды  $VD1, VD4$ , на тиристорах  $VS1, VS4$  было небольшое обратное напряжение, равное прямому падению напряжения на диодах  $VD1, VD4$  и способствующее восстановлению управляющих свойств тиристоров  $VS1, VS4$ .

Аналогично протекают процессы в схеме при очередном включении тиристоров  $VS2, VS3$  и после их выключения – при работе диодов  $VD2, VD3$ . При работе тиристоров  $VS2, VS3$  ток через нагрузку  $Z_{H1}$  протекает в ту же сторону, в которую он протекал в течение интервала проводимости тиристоров  $VS1, VS4$ . В интервале проводимости диодов  $VD2, VD3$  ток через нагрузку  $Z_{H1}$  протекает опять в обратном направлении.

Из рассмотрения диаграмм, приведенных на рис. 1, б, следует, что за один цикл работы всех полупроводниковых приборов инверторного моста в нагрузке формируются два полных периода тока близкого по форме к синусоидальному.

Наличие дросселей насыщения ограничивает скорость нарастания тока полупроводниковых приборов при их включении. Индуктивность ненасыщенного дросселя  $L_{НЕН}$  в несколько раз больше индуктивности  $L_{K1}$ , а индуктивность насыщенного  $L_{НАС}$  существенно меньше  $L_{K1}$ .

Кроме указанного рабочего режима, характеризующегося состоянием поочередной проводимости двух синфазных плеч моста, при подаче импульсов на синфазные тиристоры возможны следующие варианты:

- «пауза» – режим, характеризующийся отсутствием проводимости всех плеч моста;
- «короткое замыкание» – режим, характеризующийся проводимостью всех плеч моста.

Расчетная схема данного инвертора приведена на рис. 2, а.

Для любого из перечисленных режимов можно составить систему дифференциальных

уравнений состояния, характеризующуюся различным набором коэффициентов и переменных.

Рассмотрим систему дифференциальных уравнений для каждого режима в отдельности.

В рабочем режиме проводящее состояние плеч моста обозначим коэффициентами  $K1$  и  $K2$ . Если проводят полупроводниковые пары  $VS1, VS4$  –  $K1 = 1, K2 = 0$ , если  $VS3, VS2$   $K1 = 0, K2 = 1$  (см. рис. 1).

Расчетная схема для данного режима приведена на рис. 2, б. Так как в данном случае ток проходит лишь по одной паре дросселей насыщения, можно ограничиться определением лишь одной индуктивности  $L_{др}$ . Для удобства записи введем вспомогательные параметры:

$$L'_k = L_k + 2L_{др};$$

$$\Delta p = L_d L_3 + L_d L'_k + L'_k L_3.$$

Переменными в данном режиме служат:

$$i_H(Y1), i_K(Y2), i(Y3), U_{CF}(Y4), U_{CH}(Y5), U_{CK}(Y6).$$

Токи в цепи выпрямителя и в полупроводниковых парах определяются из соотношений:

$$i_d = i_H + (K1 - K2)i_K; i_{B1} = K1 \cdot i_K; i_{B2} = -K2 \cdot i_K.$$

В канонической форме система дифференциальных уравнений имеет вид:

$$\dot{Y} = A_p Y + B_p, \quad (1)$$

где  $\bar{Y}, \dot{Y}$  – векторы переменных и их производных  $Y^T = |Y1, Y2...Y6|$ ,  $B_p$  – вектор входных воздействий,  $A_p$  – матрица коэффициентов для рабочего режима, имеющая шестой порядок.

Коэффициенты матрицы  $A_p$  в (1) равны:

$$A_{11} = -[(L_d + L'_k)R_{CF} + L'_k R_{Ld}] / \Delta p;$$

$$A_{12} = (K1 - K2)(L_d R_{CK} - L'_k R_{Ld}) / \Delta p; A_{13} = 0;$$

$$A_{14} = -(L_d + L'_k) / \Delta p; A_{15} = -(L_d + L'_k) / \Delta p;$$

$$A_{16} = (K1 - K2)L_d / \Delta p;$$

$$A_{21} = -(K1 - K2)(L_3 R_{Ld} + L_d R_{CF}) / \Delta p;$$

$$A_{22} = -[L_3 R_{Ld} + (L_d + L_3)R_{CK}] / \Delta p; A_{23} = 0;$$

$$A_{24} = L_d / \Delta p; A_{25} = A_{24}; A_{26} = -(L_d + L'_k) / \Delta p;$$

$$A_{31} = 0; A_{32} = 0; A_{33} = -R_H / L_H;$$

$$A_{34} = A_{36} = 0; A_{35} = 1/R_H.$$

$$A_{41} = 1/C_{Ф}; A_{42} = A_{43} = A_{44} = A_{45} = A_{46} = 0.$$

$$A_{51} = 1/C_H; A_{52} = A_{54} = A_{55} = A_{56} = 0;$$

$$A_{53} = -1/C_H.$$

$$A_{62} = 1/C_K; A_{61} = A_{63} = A_{64} = A_{65} = A_{66} = 0.$$

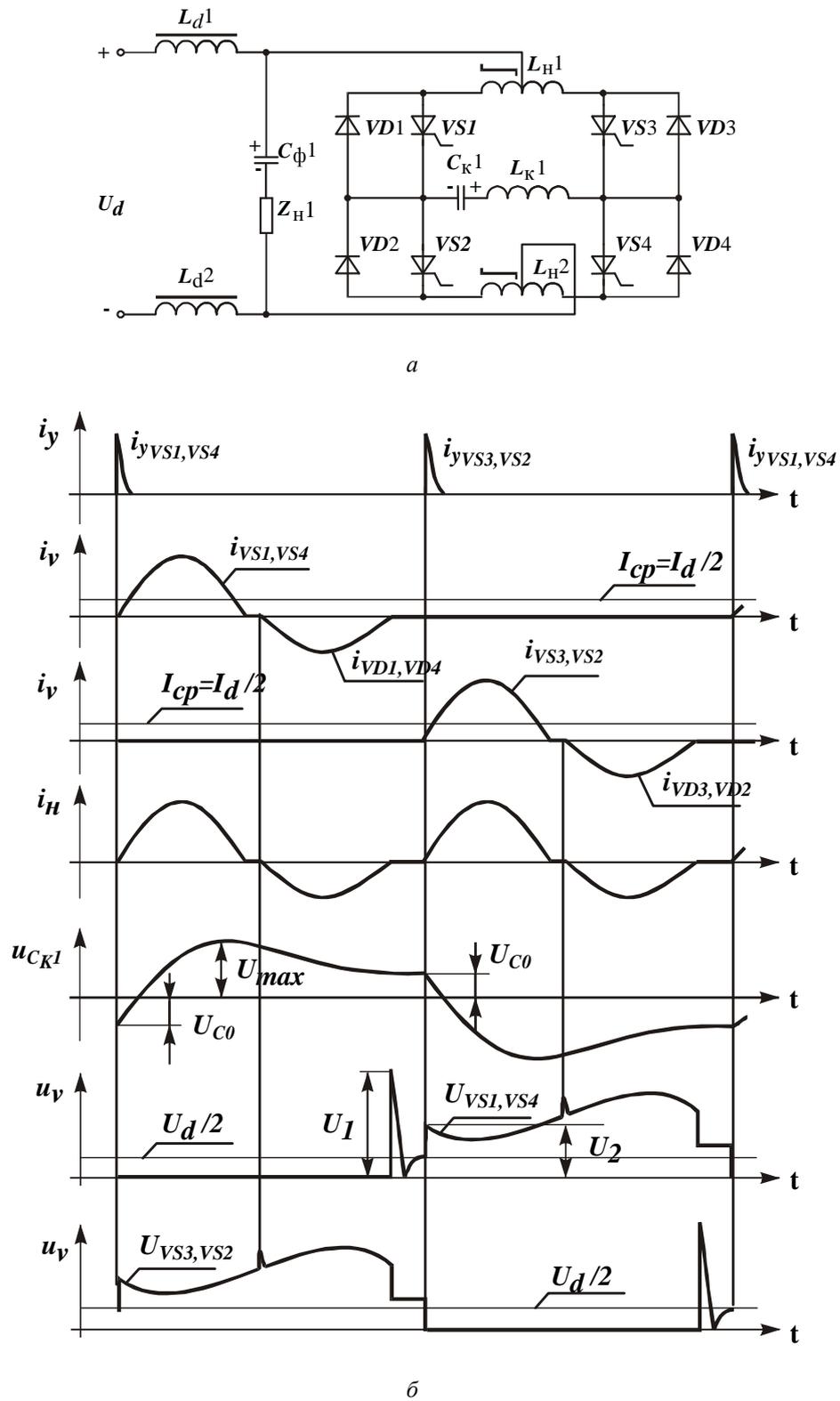


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема высокочастотного инвертора с дросселями насыщения и временные диаграммы, поясняющие принцип его действия

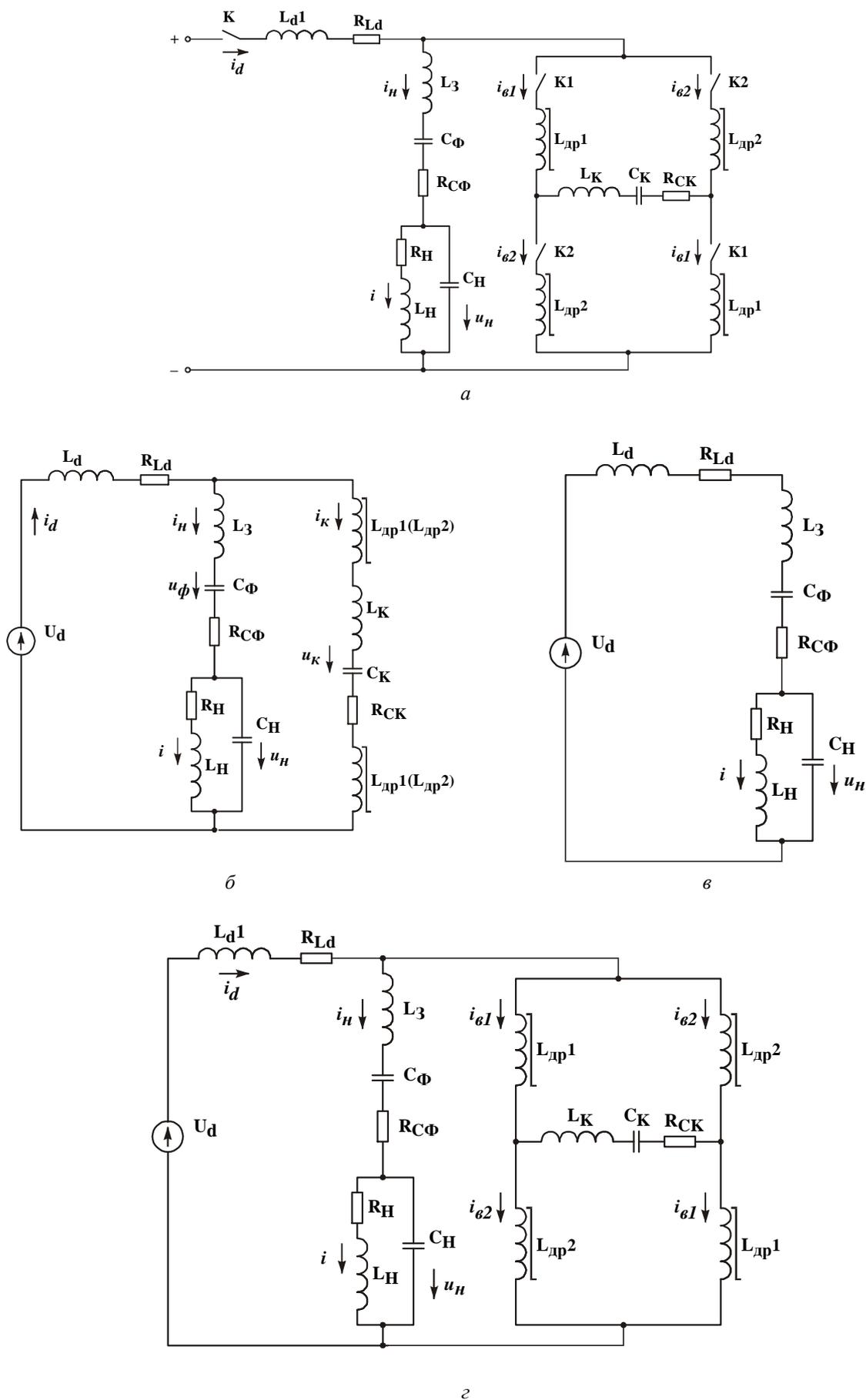


Рис. 2. Расчетные схемы инвертора

Вектор входных воздействий имеет вид  
 $B_1 = U_d L_k / \Delta p$ ;  $B_2 = (K_1 - K_2) L_3 U_d / \Delta p$ ;  
 $B_3 = B_4 = B_5 = B_6 = 0$ .

Данная система дополняется уравнениями напряжений на закрытых полупроводниковых приборах.

Для первой группы ( $K_1 = 0$ ):

$$U_{B1} = -(L_K + L_{др}) di_k / dt - U_{СК} - i_k R_{СК},$$

Для второй группы ( $K_2 = 0$ ):

$$U_{B2} = (L_K + L_{др}) di_k / dt + U_{СК} + i_k R_{СК}.$$

В режиме паузы  $K_1 = K_2 = 0$ .

Так как  $i_k = 0$ , то

$$Y_2 = 0; \dot{Y}_2 = 0; i_d = i_H = Y_1.$$

Коэффициент  $\Delta_{\Pi} = L_d + L_3$ . Матричное уравнение аналогично (1) можно записать:

$$\dot{Y} = A_{\Pi} Y + B_{\Pi}. \quad (2)$$

Схема замещения для данного режима приведена на рис. 2, в. Коэффициенты матрицы  $A_{\Pi}$  и вектора  $B_{\Pi}$  равны соответственно:

$$\begin{aligned} A_{11} &= -[R_{\phi} + R_{Ld}] / \Delta_{\Pi}; \\ A_{31} &= A_{32} = A_{34} = A_{36} = 0; A_{33} = -R_H / L_H; A_{35} = -1 / L_H; \\ A_{41} &= 1 / C_{\phi}; A_{42} = A_{43} = A_{44} = A_{45} = A_{46} = 0; \\ A_{51} &= -A_{53} = -1 / C_H; A_{52} = A_{54} = A_{55} = A_{56} = 0; \\ (K_1 - K_2) &= A(L_d R_{СК} - L'_k R_{Ld}) / \Delta_{\Pi}; A_{13} = 0; \\ A_{61} &= \dots = A_{66} = 0, \text{ т. е. } Y_6 = \text{const.} \\ B_1 &= U_d / \Delta_{\Pi}; B_2 = \dots = B_6 = 0. \end{aligned}$$

Система дифференциальных уравнений дополняется алгебраическими уравнениями напряжений на полупроводниковых группах.

$$\begin{aligned} U_{B1} &= 0,5(U_d - L_d di_H / dt - i_H R_{Ld} - U_{СК}); \\ U_{B2} &= 0,5(U_d - L_d di_H / dt - i_H R_{Ld} + U_{СК}). \end{aligned}$$

В режиме «короткого замыкания»  $K_1 = K_2 = 1$ :

$$\begin{aligned} \Delta_{K3} &= (L_{др1} + L_{др2})(L_d L_3 + L_K L_3 + L_d L_{3K}) / 2 + \\ &+ L_d L_K L_3 + L_{др1} L_{др2} (L_d + L_3); i_d = Y_7. \end{aligned}$$

Схема замещения для данного режима приведена на рис. 2, г. Как видно из данного рисунка, состояние дросселей насыщения может быть различным, поэтому  $L_{др1}$  и  $L_{др2}$  должны учитываться раздельно.

Как и в предыдущих случаях, система дифференциальных уравнений имеет вид

$$\dot{Y} = A_{K3} Y + B_{K3}. \quad (3)$$

Коэффициент матрицы и вектора в (3) равны соответственно:

$$\begin{aligned} A_{11} &= -[L_d L_K + (L_d + L_K)(L_{др1} + L_{др2}) / 2 + L_{др1} L_{др2}] \times \\ &\times R_{СК} / \Delta_{K3}; \\ A_{12} &= -0,5 L_d (L_{др1} + L_{др2}) R_{СК} / \Delta_{K3}; A_{13} = 0; \\ A_{14} &= A_{15} = \\ &= [L_d L_K + (L_d + L_K)(L_{др1} + L_{др2}) / 2 + L_{др1} L_{др2}] / \Delta_{K3}; \\ A_{16} &= 0,5 L_d (L_{др1} + L_{др2}) / \Delta_{K3}; \\ A_{17} &= -[0,5 L_K (L_{др1} + L_{др2}) + L_{др1} L_{др2}] R_{Ld} / \Delta_{K3}; \\ A_{21} &= -0,5 L_d (L_{др1} - L_{др2}) R_{СК} / \Delta_{K3}; \\ A_{22} &= -[0,5(L_d + L_3)(L_{др1} + L_{др2}) + L_d L_3] R_{СК} / \Delta_{K3}; \\ A_{23} &= 0; A_{24} = A_{25} = -0,5 L_d (L_{др1} - L_{др2}) / \Delta_{K3}; \\ A_{26} &= -[L_d L_3 + (L_d + L_3)(L_{др1} + L_{др2}) / 2] / \Delta_{K3}; \\ A_{27} &= 0,5 L_3 (L_{др1} - L_{др2}) R_{Ld} / \Delta_{K3}; \\ A_{31} &= A_{32} = A_{34} = A_{36} = A_{37} = 0; \\ A_{33} &= -R_H / L_H; A_{35} = -1 / L_H; \\ A_{41} &= 1 / C_{\phi}; A_{42} = A_{43} = A_{44} = A_{45} = A_{46} = A_{47} = 0; \\ A_{51} &= A_{53} = 1 / C_H; A_{52} = A_{54} = A_{55} = A_{56} = A_{57} = 0; \\ A_{61} &= 1 / C_K; A_{62} = \dots = A_{67} = 0; \\ A_{71} &= -[L_{др1} L_{др2} + 0,5 L_k (L_{др1} + L_{др2})] R_{СК} / \Delta_{K3}; \\ A_{72} &= L_3 (L_{др1} - L_{др2}) R_{СК} / \Delta_{K3}; A_{73} = 0; \\ A_{74} &= A_{75} = -[L_{др1} L_{др2} + 0,5 L_K (L_{др1} + L_{др2})] / \Delta_{K3}; \\ A_{76} &= 0,5 (L_{др1} - L_{др2}) / \Delta_{K3}; \\ A_{77} &= [L_k L_3 + L_{др1} L_{др2} + 0,5(L_k + L_3)(L_{др1} + L_{др2})] / \Delta_{K3}; \\ B_1 &= U_d [0,5 L_K (L_{др1} + L_{др2}) + L_{др1} L_{др2}] / \Delta_{K3}; \\ B_2 &= -0,5 U_d L_3 (L_{др1} + L_{др2}) / \Delta_{K3}; \\ B_3 &= B_4 = B_5 = B_6 = 0; \\ B_7 &= U_d [L_k L_3 + L_{др1} L_{др2} + 0,5(L_k + L_3)(L_{др1} + L_{др2})] / \Delta_{K3}. \end{aligned}$$

Токи в полупроводниковых парах в этом случае равны

$$\begin{aligned} i_{B1} &= (i_d - i_H + i_K) / 2; i_{B2} = (i_d - i_H - i_K) / 2; \\ U_{B1} &= U_{B2} = 0. \end{aligned}$$

Как видим, во всех режимах параметры схемы полностью определяют коэффициенты матриц  $A$ , а параметры вектора  $B$  зависят как от параметров преобразователя, так и от внешнего воздействия  $U_d$ .

Переход от одного режима к другому происходит при коммутациях полупроводниковых приборов, которые имеют место при смене знаков токов и напряжений и подаче управляющего сигнала на тиристоры.

Так, считая, что сигналы управления на первую группу тиристоров подаются в моменты  $T_y(N-1)$ , где  $T_y$  – промежуток времени между следующими друг за другом сигналами,  $N$  – номер периода ( $N = 1, 2, \dots$ ), получим, что на

полупроводниковые приборы второй группы сигналы подаются в момент времени  $T(2N-1)/2$ . Если напряжение  $U_B > 0$ , то тиристор отпирается. Отпирание диода происходит если  $U_d > 0$ , если  $i_B$  становится меньше нуля, то тиристор и диод закрываются.

Согласно приведенным системам дифференциальных уравнений, выходные параметры инвертора  $U_H, i_B, i, U_B$ , их мгновенные, действующие и средние значения зависят от многих факторов, поэтому эти факторы группируют таким образом, чтобы связь между их величиной и эффективностью преобразования была наиболее ясной.

Как видно из рис. 2, б, в рабочем режиме схема содержит два резонансных контура: нагрузочный, параллельный ( $R_H, L_H, C_H$ ) и коммутирующий, последовательный ( $R_Э, L_0, C_0$ ). Сопротивление  $R_Э$  – сопротивление нагрузочного контура в резонансном режиме, определяющее затухание коммутирующего контура. Таким образом, при исследовании динамических режимов наиболее рационально задаваться параметрами, характеризующими резонансные контуры: собственные частоты  $\omega_{0H} = 1/\sqrt{L_H C_H}$ ,  $\omega_{0K} = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ , волновые сопротивления  $\rho_H = \sqrt{L_H/C_H}$ ,  $\rho_K = \sqrt{L_0/C_0}$ , затухания  $D_H = R_H/\rho_H$ ,  $D_K = R_Э/\rho_K$  или обратные затуханию добротности  $Q_H = \rho_H/R_H$ ,  $Q_K = \rho_K/R_Э$ . Величина  $L_0 = L_K + L_3$ , то есть  $L_K = L_0 - L_3 = K_L L_0$ , где  $K_L = 1 - L_3/L_0$ ,  $C_0 = C_\phi C_K / C_\phi + C_K$ . Достаточно часто  $L_3 = 0$ . Так как питание преобразователей в большинстве случаев осуществляется от выпрямителя, подключенного к промышленной сети напряжением 380 В, напряжение  $U_d = 500$  В.

Для общности результатов параметры преобразователя и нагрузки представляются в относительных единицах. За базовые единицы приняты:

$$U_\delta = U_d; Z_\delta = \sqrt{L_0/C_0} = \rho_K; \omega_\delta = 1/\sqrt{L_0 C_0}.$$

Параметры нагрузочного резонансного контура выбираются таким образом, чтобы при частоте управления, соответствующей номинальному режиму, в нем имел место резонанс токов.

Тогда связь между реальными и эквивалентными величинами будет иметь вид:

$$R_Э = R_H/D_H^2, \\ C_H = D_H \sqrt{1-D_H^2} / R_H \omega_H = \sqrt{1-D_H^2} / R_Э D_H \omega_H,$$

$$L_H = R_Э D_H \sqrt{1-D_H^2} / \omega_H; \omega_H = \omega_{0H} \sqrt{1-D_H^2},$$

где  $\omega_H$  – резонансная частота нагрузочного контура.

На рис. 3, 4 приведены зависимости действующего значения напряжения нагрузки, а также максимальных значений напряжений на конденсаторе, полупроводниковой паре и времени восстановления управляющих свойств тиристора  $t_{восст}$  для выходной частоты 10 кГц ( $\omega_{0K}^* = 0,7$ ), и частоты, отличающейся от номинальной на 5% при пуске инвертора от номера периода  $N$  ( $D_H = 0,15$ ;  $D_K = 0,6 \div 0,7$ ;  $P^* = 0,4$ ;  $U_\delta = 500$  В;  $Z_\delta = 1,7$  Ом;  $C_\phi/C_K = 5$ ; на рис. 3, 4 обозначены пунктирной линией).

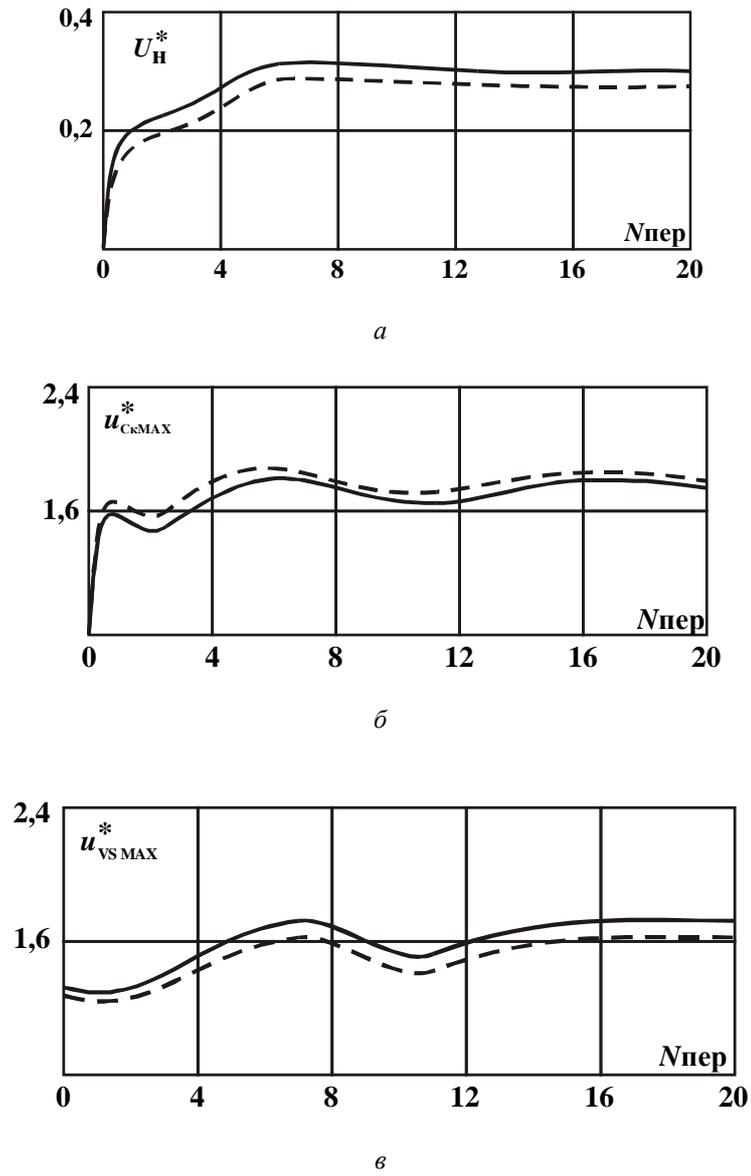
Согласно этим графикам длительность переходного процесса не превышает 16 периодов выходного напряжения, максимальное отклонение напряжения на нагрузке от установившегося значения – 7%, напряжения  $U_{СК}$  – на 20%, напряжения  $U_T$  – на 20%. Ток  $I_d$  остается практически постоянным по величине в течение периода, его пульсации не превышают 4%.

На рис. 5 приведены графики мгновенных значений тока и напряжения на полупроводниковой паре при отсутствии (кривая 1) и наличии (кривая 2) дросселей насыщения, из которых видно, что при наличии дросселей насыщения существенно уменьшается напряжение на полупроводниковой паре, увеличивается длительность протекания тока, и уменьшается крутизна его нарастания.

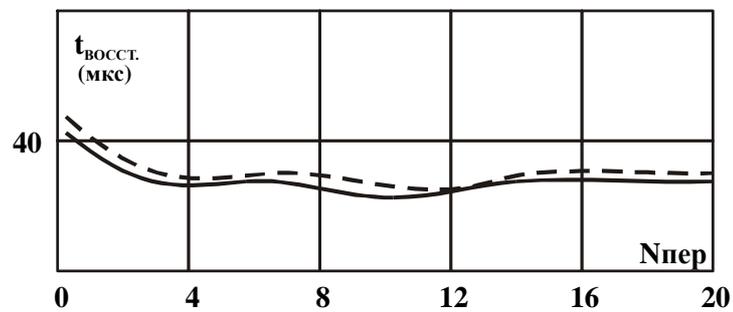
Уравнения (1)–(3) позволяют исследовать динамические режимы инвертора при изменении его параметров и провести сравнительный анализ изменения его электромагнитных процессов при отклонениях от расчетных значений параметров коммутирующего, нагрузочного контуров и частоты управления от номинальных значений.

При расчете квазистационарных процессов рационально воспользоваться закономерностями, определенными при машинном моделировании, для их приближенного анализа [1].

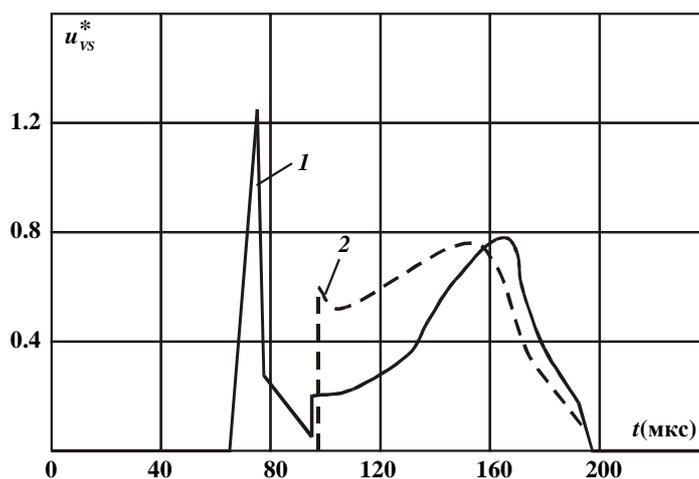
Из рис. 5 видно, что длительность протекания тока через полупроводниковую пару меньше, чем период выходного напряжения инвертора, т. е.  $\omega_{0K} > \omega$ , ( $\omega \approx (0,7 \div 0,9)\omega_{0K}$ ). Так как взаимодействие двух резонансных контуров определяется энергообменом, мало зависящим от формы напряжения на их зажимах, напряжение нагрузки можно принять изменяющимся по прямоугольному закону. Значение напряжения  $U_H$  примем равным среднему напряжению на нагрузке, т. е. период изменения напряжения равен  $2\pi/\omega$ .



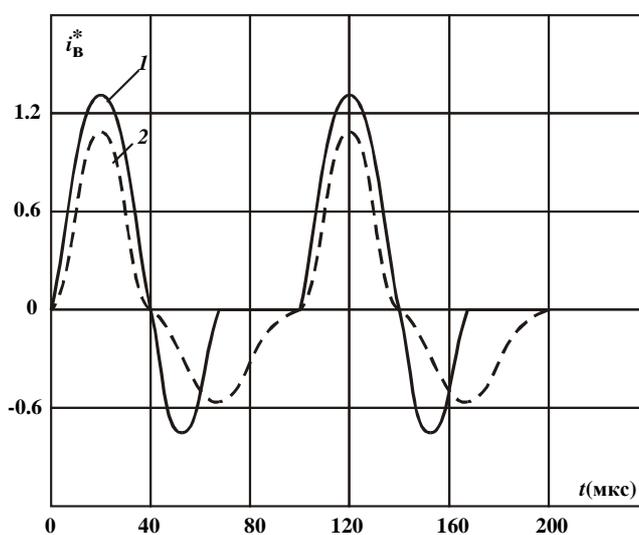
**Рис. 3.** Зависимости действующего значения напряжения нагрузки, максимальных значений напряжений на конденсаторе и полупроводниковой паре



**Рис. 4.** Зависимость времени восстановления управляющих свойств тиристора



а



б

Рис. 5. Графики мгновенных значений тока и напряжения на полупроводниковой паре при отсутствии (кривая 1) и наличии (кривая 2) дросселей насыщения

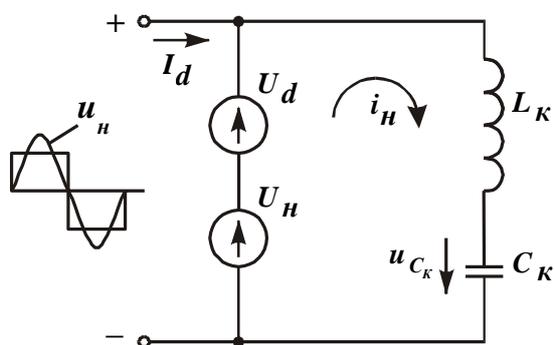


Рис. 6. Схема замещения для рабочего режима инвертора

В этом случае ток в коммутирующем контуре, равный току в полупроводниковых приборах, протекает под действием двух ЭДС:

$$\begin{aligned}
 &U_d + U_{HCP} && (\pi \geq \omega_{0K}t \geq 0); \\
 &U_d - U_{HCP} && (2\pi \geq \omega_{0K}t \geq \pi).
 \end{aligned}$$

Схема замещения для рабочего режима при данном приближении приведена на рис. 6.

Как следует из [2], ток  $I_d$  замыкается через ветвь с ЭДС  $U_d$ . При включении тиристор ЭДС данной ветви перезаряжает конденсатор коммутирующего контура. На интервале постоянства ЭДС ( $\pi \geq \omega_{0k}t \geq 0$ ) уравнения для  $i_k$  и  $U_{CK}$  будут иметь вид

$$\begin{aligned} i_k &= (U_d + U_H) \sin \omega_{0k} t / \rho_k; \\ U_{CK} &= U_d - U_H - (U_d - U_H - U_{CK0}) \cos \omega_{0k} t. \end{aligned} \quad (4)$$

Подставив в (4)  $\omega_{0k} t = \pi$ , получим

$$U_{CK}(\pi) = 2U_d + U_{CK0} - 2U_H.$$

В интервале ( $2\pi \geq \omega_{0k} t \geq \pi$ )

$$\begin{aligned} i_k &= -(U_H - U_d) \sin \omega_{0k} t / \rho_k; \\ U_{CK} &= U_d + U_H + \\ &+ (3U_{HCP} - U_d - U_{CK0}) \cos \omega_{0k} t. \end{aligned} \quad (5)$$

Подставив в (5)  $\omega_{0k} t = 2\pi$ , получим

$$U_{CK}(2\pi) = 4U_H - U_{CK0}.$$

Так как согласно (4) при  $\omega_{0k} t = 0$ ,  $U_C = -U_{CK0}$ , а при  $\omega_{0k} t = 2\pi$ ,  $U_C = U_{CK0}$ , значение  $U_{CK0}$  равно

$$4U_H - U_{CK0} = U_{CK0}; \quad U_{CK0} = 2U_H.$$

Величина  $U_{CK}(\pi)$  соответствует максимальному значению напряжения на конденсаторе

$$U_{CK}(\pi) = 2U_d = U_{CK\max}. \quad (6)$$

Значение  $U_{CK\max}$  совпадает с полученным в [3] для частного значения  $\omega_{0k} = \omega$ .

На основании (4, 5) можно определить основные соотношения для расчета параметров инвертора

$$I_{kp} = I_d = 2U_H \omega / \pi \omega_{0k} \rho_K. \quad (7)$$

Мощность, потребляемая на стороне выпрямленного тока

$$P_d = U_d I_d.$$

Для расчета мощности на стороне переменного тока определяем его первую гармонику согласно (4, 5)

$$\begin{aligned} I_{SM} &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{0k}}} i_k \sin \omega t dt = \\ &= \frac{2}{T} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{0k}}} (U_d - U_H) \sin \omega_{0k} t \sin \omega t dt / \rho_K + \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{0k}}} (U_d + U_H) \sin \omega_{0k} t \sin \omega t dt / \rho \right] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2U_d}{T\rho_K} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{0k}}} [\cos(\omega_{0k} - \omega)t - \cos(\omega_{0k} + \omega)t] dt = \\ &= \frac{2U_d}{\pi\rho_K} \frac{\omega \sin(\pi\omega/\omega_{0k})/\omega_{0k}}{1 - \omega^2/\omega_{0k}^2}. \end{aligned} \quad (8)$$

При изменении  $\omega/\omega_{0k}$  в пределах  $0,6 \div 1$  (8) с достаточной степенью точности можно заменить:

$$I_{SM} = \frac{U_d}{\rho_K} (\omega/\omega_{0k}); \quad (9)$$

$$\begin{aligned} I_{CM} &= \frac{4U_H}{T\rho} \int_0^{\frac{\pi}{\omega_{0k}}} [\sin \omega_{0k} t \cos \omega t] dt \\ &= \frac{4U_H}{\pi\rho_K} \frac{\omega \cos^2(\pi\omega/2\omega_{0k})/\omega_{0k}}{1 - \omega^2/\omega_{0k}^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

При  $\omega \rightarrow \omega_{0k}$ ,  $I_{CM} \rightarrow 0$ , т. е. при собственной частоте коммутирующего контура  $\cos \varphi_1 = 1$ . Отношение максимальных значений токов через тиристор и диод равно (5, 6)

$$\frac{I_{m\max}}{I_{d\max}} = \frac{U_d + U_H}{U_d - U_H}. \quad (11)$$

Согласно моделированию, а также [1], это отношение изменяется в пределах (2...3). Следовательно,  $U_H = (0,33 \div 0,5)U_d$ .

Мощность на стороне постоянного тока, исходя из (7), равна

$$P_d = U_d I_d = \frac{2U_H \omega U_d}{\pi\rho_K \omega_{0k}}. \quad (12)$$

Мощность на стороне переменного тока (напряжение  $U_H \sim$  считаем синусоидальным)

$$P_{\sim} = I_{lm}^2 R_{\Sigma} = \frac{U_d^2}{2\rho_K^2} \left( \frac{\omega}{\omega_{0k}} \right)^2 R_{\Sigma}. \quad (13)$$

Сравнивая (12) и (13) получим:

$$\frac{U_H}{U_d} = \frac{\pi R_{\Sigma} \omega}{4 \rho_K \omega_{0k}}. \quad (14)$$

Согласно (14) отношение  $R_{\Sigma}/\rho_K$  при изменении  $\omega/\omega_{0k}$  и  $U_H/U_d$  в ранее указанных пределах равно

$$R_{\Sigma}/\rho_K = 0,42 \div 0,9.$$

Наиболее рационально изменение  $R_{\Sigma}/\rho_K$  в пределах  $0,6 \div 0,8$ .

Согласно (9, 14) параметры коммутирующего контура можно определить следующим образом

$$L_0 = \rho/\omega_{0k}; \quad C_0 = L_0/\rho_K.$$

При расчете данного инвертора бывают заданы:

– напряжение на выходе выпрямителя –  $U_d$ ;

– мощность нагрузки –  $P_H$ ;

– выходная частота –  $\omega$ .

Расчет производится в следующем порядке.

По заданной мощности определяется  $I_d$ , а следовательно, по (12) величина

$$\frac{2 U_H \omega}{\pi \rho_K \omega_{0K}} = I_d.$$

Величина  $R_3 \omega / \rho \omega_{0K}$  выбирается равной (0,5 ÷ 0,7).

По (14) определяем  $U_H / U_d$  и  $U_H$ , а затем  $\omega / \rho_K \omega_{0K}$ .

Очевидно, (13)

$$I_{SM} = \frac{U_d \omega}{\rho_K \omega_{0K}};$$

$$R_3 = \frac{2P_H}{I_{SM}^2}.$$

Так как выходная частота  $\omega$  задана, то известна величина  $\rho_K \omega_{0K} = 1/C_0$ . Величина  $C_0$  выбирается по [2], равной (5 ÷ 7)  $C_K$ . Откуда  $C_K = C_0 / (1 + 1 / (5 ÷ 7))$ .

Затем определяется величина  $L_0 = \rho_K / \omega_{0K}$ .

Если  $L_3 \neq 0$ , то определяется  $L_K = L_0 - L_3$ . Значение  $L_3$  определяется по [2].

Определяем параметры полупроводниковых приборов:

$$U_{Bm} = U_d + U_{Hm} = U_d + \pi U_H / 2.$$

Среднее значение тока через тиристор и диод

$$I_{Tcp} \approx \frac{1}{\pi} \frac{U_H + U_d}{\rho_K}; \quad I_{Dcp} \approx \frac{U_d + U_H}{\rho_K}.$$

Действующее значение тока коммутирующего дросселя:

$$I_K = \left( \sqrt{(U_H^2 + U_d^2) / 2} \right) \rho_K.$$

Максимальное значение напряжения на коммутирующем конденсаторе

$$U_{CKmax} = 2U_d.$$

Это напряжение несколько завышено, так как распределяется между  $C_\Phi$  и  $C_K$ .

Индуктивность фильтрового дросселя  $L_d$  определяется из условия получения заданного коэффициента пульсации, равного  $2I_m / I_d$ , тогда  $L_d = 2U_{Hm} / (\omega I_d K_{II})$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Выбор структуры и параметрический синтез симметричного резонансного инвертора / Л. Э. Рогинская [и др.] // Электротехника. 1998. № 7. С. 1–5.

2. **Кацнельсон С.М.** Анализ электромагнитных процессов в мостовом тиристорном инверторе со встречно-параллельными диодами и удвоением частоты: Тиристорные преобразователи частоты для индукционного нагрева металлов. Уфа: УАИ, 1971. Вып.1. С. 6–37.

3. Метод базового режима для инженерного расчета автономных инверторов с обратными диодами / П. С. Ройзман [и др.] // ИВУЗ. Электромеханика. 1981. № 4. С. 417–426.

## ОБ АВТОРАХ



**Рогинская Любовь Эммануиловна**, проф. Дипл. инж.-электромех. по электр. машинам и аппаратам (Горьковск. политехн. ин-т, 1959). Д-р техн. наук по преобразовательн. технике (Московск. гос. электротехн. ун-т, 1994).



**Белкин Александр Константинович**, нач. отд. ФГУП НКТБ «Вихрь». Дипл. инж.-электромех. по электр. машинам и аппаратам (УАИ, 1972).



**Шуляк Александр Анатольевич**, и. о. дир. ФГУП НКТБ «Вихрь». Дипл. инж.-электромех. по авиац. приборостроению (УАИ, 1973). Канд. техн. наук по преобразовательн. технике (УАИ, 1988).