

ISSN 0013-5860



1999, № 8-12

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —  
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ  
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ  
Издается с января 1930 года

№ 8 АВГУСТ 1999

## УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ  
МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»  
(г. САРАНСК)  
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ  
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)  
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)  
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)  
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ  
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)  
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-  
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)  
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»  
(г. МОСКВА)  
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-  
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,  
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-  
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-  
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор  
**КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,  
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,  
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,  
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,  
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-  
КИЙ О.В. (зам. главного редактора),  
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,  
УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-  
ЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"  
103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Адрес редакции:

123242, Москва,  
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

**Лихоманов А.М., Алексеев С.П., Панин С.Ю., Писарев А.Ю.**

Синтез систем электропривода с низкой потенциальной  
чувствительностью к параметрическим возмущениям  
механизма ..... 1

**Попов А.Н.** Частотное управление асинхронным двигателем ..... 5

**Шакиров М.А., Кияткин Р.П.** Схемы замещения для систем  
левитации и тяги на переменном токе ..... 11

**Касимов Л.Н., Шаньгин Е.С.** Регулируемый экономичный  
электропривод для станков-качалок малодебитных скважин ..... 19

**Сабинин Ю.А., Денисова А.В.** Безредукторный позиционный  
электропривод ..... 22

### КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

**Овсиенко В.Л., Шувалов М.Ю., Крючков А.А., Троицкая Г.А.**

Внутренние механические напряжения в изоляции высоко-  
вольтных кабелей и их влияние на электрическую  
прочность ..... 28

**Филатов В.В.** О распределении магнитной индукции и плот-  
ности тока в коаксиальных оболочках высокочастотного  
кабеля ..... 33

**Юркевич В.М.** Электрическое сопротивление и энергетические  
соотношения для контактного соединения ..... 42

### УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Долкарт В.М.** "Горячая замена" модулей электронных управ-  
ляющих систем без отключения питания и перерыва в работе .. 50

**Александр Владимирович Гамаюнов** ..... 65

# ЭЛЕКТРОПРИВОД

## Синтез систем электропривода с низкой потенциальной чувствительностью к параметрическим возмущениям механизма

ЛИХОМАНОВ А.М., АЛЕКСЕЕВ С.П., ПАНИН С.Ю., ПИСАРЕВ А.Ю.

Санкт-Петербургский институт машиностроения

Излагается синтез систем электропривода, выполненных на базе структур модального управления при изменении параметров механизма в широких пределах. Приводятся примеры синтеза.

Современное технологическое оборудование (приводы промышленных роботов, металлорежущих станков) характеризуются нестационарностью параметров механизма, к которым можно отнести момент инерции нагрузки и жесткость кинематической цепи. Для получения высоких динамических характеристик при параметрических возмущениях механизма применяются системы адаптивного управления [1] или специальные структуры с низкой потенциальной чувствительностью [2], что приводит к усложнению всей системы в целом.

В статье рассматривается синтез систем электропривода, выполненных на базе широко используемых структур модального управления, в условиях изменения параметров механизма в широких пределах.

**Теоретическое обоснование вопроса.** Пусть дано линейное стационарное дифференциальное уравнение при нулевых начальных условиях

$$A(p)h(t) = B(p)X(t); \quad (1)$$

$$X(t) = 1(t); \quad p = \frac{d}{dt}; \quad A(p) = \sum_{i=0}^n a_i p^{n-i};$$

$$B(p) = \sum_{i=0}^m b_i p^{m-i}; \quad n \geq m - 1.$$

Входное воздействие  $X(t)$  искусственно периодизируется (рис.1), и соответствующее периодическое движение аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье

$$Z(t) = D_0 + \sum_{k=1}^n D_k \sin k\omega t; \quad D_0 = 0,5; \quad D_k = \frac{2}{\pi k}; \quad (2)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}; \quad k = 2\ell + 1; \quad \ell = 0, 1, 2, \dots$$

В соответствии с [3–7] переходная функция  $h(t)$  уравнения (1) на отрезке времени  $(0-T/2)$ , в случае отсутствия кратных кор-

ней характеристического полинома, есть сумма частных решений отдельных составляющих ряда (2) с точностью до  $\Delta(t)$

$$h(t) = \frac{b_m}{a_n} D_0 + \sum_{k=1}^{\infty} D_k |W(j\omega k)| \sin(k\omega t + \phi_k) + \Delta(t) = \\ = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\omega t + \Delta(t); \quad (3)$$

$$\Delta(t) = \sum_{i=1}^n \frac{B(p_i)}{A'(p_i)} e^{p_i t} \left[ \frac{D_0}{p_i} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D_k k \omega}{p_i^2 + k^2 \omega^2} \right];$$

$$|W(j\omega k)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2 W(j\omega k) + \operatorname{Im}^2 W(j\omega k)};$$

$$\phi_k = \arctg \frac{\operatorname{Im} W(j\omega k)}{\operatorname{Re} W(j\omega k)}; \quad W(j\omega k) = \frac{B(j\omega k)}{A(j\omega k)},$$

где  $p_i$  —  $i$ -й корень полинома  $A(p)$ ,  $A'(p_i)$  — производная  $A(p)$  по  $p$  при  $p = p_i$ .

Из выражения для  $\Delta(t)$  следует, что:

— возможна взаимная компенсация собственных движений, вызванных постоянной и гармоническими составляющими в (2);

— для устойчивых  $A(p)$   $\Delta(t)$  может скрываться только на начальном участке траектории.

Теперь, в случае пренебрежения  $\Delta(t)$ , подставляя в (1)  $h(t)$  и  $X(t)$  в форме (3), (2) и сравнивая полиномы при одинаковых функциях времени, получаем:

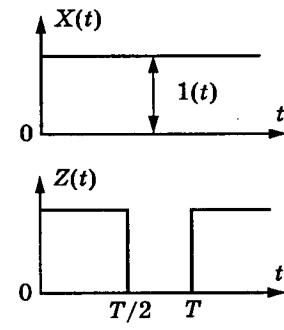


Рис.1.

$$B_k = \frac{D_k [A(k\omega)F(k\omega) + E(k\omega)B(k\omega)]}{A^2(k\omega) + B^2(k\omega)}; \\ A_k = \frac{D_k [-E(k\omega)A(k\omega) + B(k\omega)F(k\omega)]}{A^2(k\omega) + B^2(k\omega)}; \quad (4)$$

$$A(k\omega) = \sum_{r=0}^{[n/2]} (-1)^r (k\omega)^{2r} a_{n-2r};$$

$$B(k\omega) = \sum_{r=0}^{[(n-1)/2]} (-1)^{r+1} (k\omega)^{2r+1} a_{n-2r-1};$$

$$E(k\omega) = \sum_{r=0}^{[(m-1)/2]} (-1)^{r+1} (k\omega)^{2r+1} b_{m-2r-1};$$

$$F(k\omega) = \sum_{r=0}^{[m/2]} (-1)^r (k\omega)^{2r} b_{m-2r},$$

где [ ] — целая часть.

Из выражения (3) следует: если значения  $A_k$ ,  $B_k$  при вариации коэффициентов уравнения (1) изменяются незначительно, то и динамические свойства системы, определяемые переходной функцией  $h(t)$ , изменяются также незначительно.

Задача синтеза ставится следующим образом. Дано уравнение управляемого объекта при нулевых начальных условиях:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BV(t); \quad Y(t) = Q^T X(t).$$

Здесь  $X(t)$  —  $n$ -мерный вектор координат состояния;  $V(t)$  — управляющая функция;  $Y(t)$  — скалярная выходная переменная; элементы матриц  $Q$  и  $B$  постоянны и заданы:

$$B^T = [b_1 b_2 \dots b_n]; \quad Q^T = [q_1 q_2 \dots q_n],$$

а элементы матрицы  $A$

$$A = [a_{ij}], \quad i, j = 1, 2, \dots n$$

нестационарны в зависимости от параметрических возмущений механизма.

Закон управления принимается в виде

$$V(x) = k_n \varepsilon(t) + k_s \int \varepsilon(t) dt + CX; \quad \varepsilon(t) = x_a(t) - Y(t), \quad (5)$$

где  $x_a(t)$  — задающее воздействие вида  $x_a(t) = 1(t)$ .

Параметры регулятора в канале рассогласования  $k_n$ ,  $k_s$  и элементы матрицы обратной связи  $C$  при фиксированных значениях коэффициентов матрицы  $A$  выбираются из условия равенства коэффициентов передаточной функции системы с законом управления (5)

$$\Phi(s) = Q^T [s^2 E - sA + k_n sBQ + k_s BQ - sBC]^{-1} \times \\ \times [sk_n B + k_s B] = \frac{B(s)}{A(s)}$$

коэффициентам выбранной стандартной формы, соответствующей дифференциальному уравнению (1).

Так как отдельные коэффициенты матрицы  $A$  нестационарны, выражения  $A(k\omega)$ ,  $B(k\omega)$  в (4) могут быть записаны в виде

$$A(k\omega) = F_1[a_i(Y)] + F_2(a_i); \quad B(k\omega) = F_3[a_i(Y)] + F_4(a_i),$$

где  $Y$ -нестационарный параметр объекта.

Применительно к объектам без нулей в передаточной функции в зависимости от типа регулятора в канале рассогласования:

$$— B(p) = a_n; \quad F(k\omega) = 0; \quad E(k\omega) = a_n;$$

$$— B(p) = a_{n-1}p + a_n; \quad F(k\omega) = k\omega a_{n-1}; \quad E(k\omega) = a_n.$$

Коэффициенты  $a_{n-1}$ ,  $a_n$  уравнения (1) не зависят от параметров механизма. Следовательно, условие низкой чувствительности динамических характеристик системы к  $Y$  запишется в виде

$$|F_2(a_i)| \gg |F_1[a_i(Y)]|; \quad |F_4(a_i)| \gg |F_3[a_i(Y)]|. \quad (6)$$

Теперь рассмотрим возможность выполнения условия (6) в конкретных системах электропривода.

**Синтез следящего электропривода.** Рассмотрим следящий электропривод, структурная схема которого показана на рис.2. Уравнение движения привода будет

$$(a_0 p^4 + a_1 p^3 + a_3 p^2 + a_4)h(t) = (a_3 p + a_4)l(t); \quad (7)$$

$$a_0 = \frac{L_a J}{k_m}; \quad a_1 = \frac{r_a J + J k_l k_s}{k_m};$$

$$a_2 = k_e + k_\omega k_s; \quad a_3 = k_n k_s; \quad a_4 = k_s k_s,$$

где  $r_a$ ,  $L_a$  — сопротивление и индуктивность якорной цепи;  $k_e$ ,  $k_m$  — конструктивные постоянные двигателя;  $J$  — момент инерции двигателя совместно с моментом инерции нагрузки, приведённым к валу двигателя;  $k_l$ ,  $k_\omega$  — коэффициенты обратных связей по току и скорости;  $k_n$ ,  $k_s$  — коэффициенты ПИ-регулятора;  $k_s$  — коэффициент передачи усилителя мощности.

Выражения для  $A(k\omega)$ ,  $B(k\omega)$  в (4) примут вид:

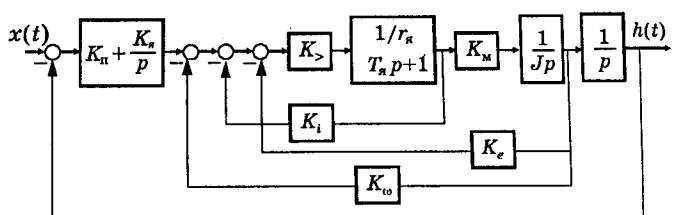


Рис.2.

$$\begin{aligned} A(k\omega) &= a_0 k^4 \omega^4 - a_2 k^2 \omega^2 + a_4; \\ B(k\omega) &= a_1 k^3 \omega^3 - a_3 k\omega. \end{aligned} \quad (8)$$

В качестве параметрического возмущения выступает момент инерции нагрузки. При синтезе данной структуры выбирается стандартная форма вида [4].

$$\left. \begin{aligned} W(s) &= \frac{d_3 s + d_4}{s^4 + d_1 s^3 + d_2 s^2 + d_3 s + d_4}; \\ d_1 &= \alpha_1 \omega; \quad d_2 = \alpha_2 \omega^2; \quad d_3 = \alpha_3 \omega^3; \quad d_4 = \alpha_4 \omega^4, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где  $\alpha_i$  и  $\omega$  определяют форму и время переходного процесса, соответственно.

Сравнивая коэффициенты  $d_i$  в (9) с  $a_i$  в (7) получаем:

$$\begin{aligned} k_s k_{>} &= \frac{d_4 L_{\text{я}} J_p}{k_m}; \quad k_e + k_{\omega} k_{>} = \frac{d_2 L_{\text{я}} J_p}{k_m}; \\ k_n k_{>} &= \frac{d_3 L_{\text{я}} J_p}{k_m}; \quad k_i k_{>} = d_1 L_{\text{я}} - r_{\text{я}}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $J_p$  — расчетный момент инерции.

Подставляя (10) в (8), получаем:

$$\begin{aligned} A(k\omega) &= \frac{L_{\text{я}} J}{k_m} k^4 \omega^4 - \frac{d_2 L_{\text{я}} J_p}{k_m} k^2 \omega^2 + \frac{d_4 L_{\text{я}} J_p}{k_m}; \\ B(k\omega) &= \frac{d_1 L_{\text{я}} J}{k_m} k^3 \omega^3 + \frac{d_3 L_{\text{я}} J_p}{k_m}. \end{aligned}$$

После преобразований условие (6) примет вид:

$$\begin{aligned} |F_2(a_2, a_4)| &= |- \alpha_2 J_p k^2 + \alpha_4 J_p| \gg |F_1(a_0)| = |J k^4|; \\ |F_4(a_3)| &= |\alpha_3 J_p| \gg |F_3(a_1)| = |J \alpha_1 k^2|. \end{aligned}$$

Из последних выражений вытекают очевидные выводы:

— возможность выполнения условия (6) зависит от соотношения  $\alpha_i$  в (9), т.е. необходимо выполнить

$$|\alpha_2 + \alpha_4| \gg 1; \quad \alpha_3 \gg \alpha_1;$$

— необходимо систему управления настраивать из условия  $J_p = J_{\max}$ , где  $J_{\max}$  — максимально возможный момент инерции;

— выполнение условия (6) не зависит от значения  $\omega$  в (9), т.е. от времени переходного процесса;

— с ростом  $k$  условие (6) будет нарушаться, но так как система является фильтром нижних частот, влияние изменения старших гармоник будет незначительно.

**Пример.** Пусть  $\alpha_1 = 5,29$ ;  $\alpha_2 = 17,68$ ;  $\alpha_3 = 22,83$ ;  $\alpha_4 = 0,5258$ ;  $\omega = 20 \text{ c}^{-1}$ , что

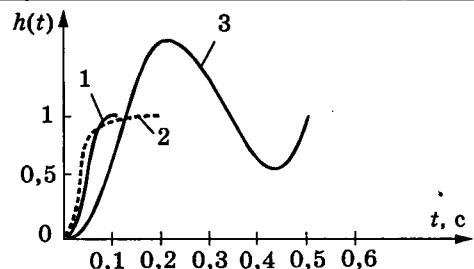


Рис.3.

соответствует времени переходного процесса  $t_y \approx 0,08 \text{ с}$  [4]. Значения  $A_k$ ,  $B_k$  в (3), рассчитанные в соответствии с (4):  $A_1 = -0,427$ ;  $A_3 = -0,0924$ ;  $B_1 = 0,4285$ ;  $B_3 = -0,0928$ . При  $J_p = J_{\max} = 0,001611 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ;  $r_{\text{я}} = 2,5 \text{ Ом}$ ;  $k_e = 0,4377 \text{ В}\cdot\text{с}/\text{рад}$ ;  $k_m = 0,322 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{А}$ ;  $k_{>} = 10$ ;  $k_{n1} = 2,972$ ;  $k_s = 1,387$ ;  $k_{\omega} = 0,07223$ ;  $k_i = 0,09308$ .

На рис.3 представлены графики желаемой переходной функции (кривая 1), переходной функции при  $J = J_{\max}/10$  (кривая 2); и при  $J = 10J_{\max}$  (кривая 3). Значения  $A_k$ ,  $B_k$  в (3) при  $J = J_{\max}/10$  будут  $A_1 = -0,326$ ;  $A_3 = -0,084$ ;  $B_1 = 0,3962$ ;  $B_3 = 0,028$ , а при  $J = 10J_{\max}$  —  $A_1 = -0,0916$ ;  $A_3 = 0,0041$ ;  $B_1 = -0,4412$ ;  $B_3 = -0,0084$ .

**Синтез двухмассовой системы стабилизации скорости (ДМЭС).** Рассмотрим систему стабилизации скорости, структурная схема которой представлена на рис.4. Сделаем предположение о возможности безынерционного измерения или восстановления скорости второй массы  $n_2$  и упругого момента  $M_y$ . Уравнение движения системы:

$$(a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5) h(t) = a_5 l(t);$$

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{L_{\text{я}} J_1 J_2}{c k_m}; \quad a_1 = \frac{J_1 J_2}{c k_m} k_i k_{>} + \frac{r_{\text{я}} J_1 J_2}{c k_m}; \\ a_2 &= \frac{L_{\text{я}} J_1}{k_m} + \frac{J_2}{c} k_{n1} k_{>} + \frac{J_2}{c} k_e + \frac{L_{\text{я}}}{k_m} J_2; \\ a_3 &= \frac{k_s k_{>} J_2}{c} + \frac{J_1 k_i k_{>}}{k_m} + \frac{k_i k_{>} J_2}{k_m} + k_n k_{>} J_2; \end{aligned} \quad (11)$$

$$a_4 = k_e + k_{n1} k_{>} + k_{n2} k_{>} ; \quad a_5 = k_s k_{>} ,$$

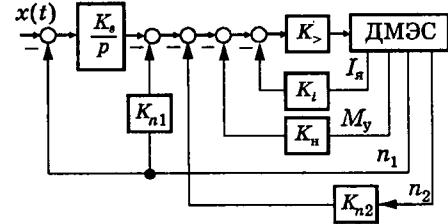


Рис.4.

где  $J_1, J_2$  — моменты инерции первой и второй массы;  $c$  — жесткость кинематической цепи;  $k_{n_1}, k_{n_2}, k_H$  — коэффициенты обратных связей по скорости первой, второй масс и упругому моменту;  $k_s$  — коэффициент передачи И-регулятора.

Выражения для  $A(k\omega), B(k\omega)$  в (4) примут вид:

$$\begin{aligned} A(k\omega) &= a_1 k^4 \omega^4 - a_3 k^2 \omega^2 + a_5; \\ B(k\omega) &= -a_0 k^5 \omega^5 + a_2 k^3 \omega^3 - a_4 k\omega. \end{aligned} \quad (12)$$

В качестве параметрических возмущений могут выступить момент инерции второй массы  $J_2$  и жесткость кинематической цепи  $c$ .

При синтезе данной структуры выбирается стандартная форма

$$W(s) = \frac{d_5}{s^5 + d_1 s^4 + d_2 s^3 + d_3 s^2 + d_4 s + d_5}; \quad d_i = \alpha_i \omega^i. \quad (13)$$

Сравнивая коэффициенты  $d_i$  в (13) с  $a_i$  в (11), получаем:

$$\begin{aligned} k_s k_s &= \frac{d_5 L_a J_1 J_{2p}}{c_p k_m}; \quad k_l k_s = d_1 L_a - r_a; \\ k_{n1} k_s &= \frac{d_2 L_a J_1}{k_m J_{2p}} - \frac{L_a J_1 c_p}{k_m J_{2p}} - k_e - \frac{L_a c_p}{k_m}; \\ k_{n2} k_s &= \frac{d_4 L_a J_1 J_{2p}}{c_p k_m} - \frac{d_2 L_a J_1}{k_m} - \frac{L_a c_p}{k_m} \left[ 1 + \frac{J_1}{J_{2p}} \right]; \\ k_H k_s &= \frac{d_3 L_a J_1}{c_p k_m} - \frac{d_5 L_a J_1 J_{2p}}{c_p^2 k_m} - \frac{d_1 L_a J_1}{k_m J_{2p}} - \frac{d_1 L_a}{k_m}; \end{aligned} \quad (14)$$

где  $c_p$  и  $J_{2p}$  — расчетные значения жесткости кинематической цепи и момента инерции второй массы.

Подставляя (14) в (12), получаем:

$$\begin{aligned} A(k\omega) &= \frac{d_1 L_a J_1 J_2}{c k_m} k^4 \omega^4 - \left[ \frac{J_2}{c} \frac{d_5 L_a J_1 J_{2p}}{c_p k_m} + \right. \\ &+ \frac{d_1 L_a J_1}{k_m} + \frac{J_2 d_3 L_a J_1}{c_p k_m} - \frac{J_2 d_5 L_a J_1 J_{2p}}{c_p^2 k_m} - \frac{J_2 d_1 L_a J_1}{k_m J_{2p}} \times \\ &\times k^2 \omega^2 + \frac{d_5 L_a J_1 J_{2p}}{c_p k_m}; \\ B(k\omega) &= \frac{L_a J_1 J_2}{c k_m} k^5 \omega^5 + \left[ \frac{J_2 d_2 L_a J_1}{c k_m} - \frac{J_2}{c} \left( \frac{L_a J_1 c_p}{k_m J_{2p}} + \right. \right. \\ &+ \left. \frac{L_a c_p}{k_m} \right) + \frac{L_a J_1}{k_m} + \frac{L_a J_2}{k_m} \left. \right] k^3 \omega^3 - \frac{d_4 L_a J_1 J_{2p}}{c_p k_m}. \end{aligned}$$

Условие (6) при  $c = c_{\min} = \text{const}$  после преобразований примет вид:

$$\begin{aligned} |F_2(a_5)| &= |\alpha_5 J_{2p}| \gg |F_1(a_1, a_3)| = \\ &= \left| J_2 k^4 \alpha_1 - J_2 k^2 \alpha_3 - \frac{c_p k^2 \alpha_1}{\omega^2} \left( 1 - \frac{J_2}{J_{2p}} \right) \right|; \\ |F_4(a_4)| &= |-\alpha_4 J_{2p}| \gg |F_3(a_0, a_2)| = \\ &= \left| -J_2 k^4 + J_2 k^2 \alpha_2 + \frac{c_p k^2}{\omega^2} \left( 1 - \frac{J_2}{J_{2p}} \right) \right|. \end{aligned}$$

Из последних выражений следуют выводы:

— значения  $\alpha_i$  в (13) должны удовлетворять условиям

$$\alpha_5 \gg |\alpha_1 - \alpha_3|; \quad \alpha_4 \gg \alpha_2 - 1;$$

— систему необходимо настраивать из условия  $J_{2p} = J_{2\max}$ , где  $J_{2\max}$  — максимальное значение момента инерции второй массы;

— влияние члена

$$\frac{c_p}{\omega^2} \left( 1 - \frac{J_2}{J_{2p}} \right)$$

отрицательно сказывается на выполнении условия (6), степень которого определяется параметрами кинематической цепи и быстродействием системы, определяемой значением  $\omega$  в (13);

— влияние роста  $k$  аналогично ранее сделанному выводу.

Теперь рассмотрим случай  $J_2 = J_{2p} = \text{const}, c = \text{var}$ . Условие (6) примет вид:

$$\begin{aligned} |F_2(a_5)| &= \left| \frac{\alpha_5}{c_p} \right| \gg |F_1(a_1, a_3)| = \\ &= \left| \frac{\alpha_1}{c} k^4 - \frac{\alpha_3}{c_p} k^2 + \frac{\alpha_5 k^2 \omega^2 J_{2p}}{c_p^2} \left( 1 - \frac{c_p}{c} \right) \right|; \\ |F_4(a_4)| &= \left| -\frac{\alpha_4}{c_p} \right| \gg |F_3(a_0, a_2)| = \\ &= \left| -\frac{k^4}{c} + \frac{\alpha_2}{c} k^2 + \frac{k^2}{\omega^2} \left( \frac{1}{J_{2p}} + \frac{1}{J_1} \right) \left( 1 - \frac{c_p}{c} \right) \right|. \end{aligned}$$

Из приведенных выражений вытекает вывод, дополняющий ранее полученные результаты. В данном случае для выполнения условия (6) необходимо настраивать систему из условия  $c = c_{\min}$ , где  $c_{\min}$  — минимальное значение жесткости кинематической цепи.

**Пример.** Пусть  $\alpha_1 = 34,47; \alpha_2 = 521,6; \alpha_3 = 2281,0; \alpha_4 = 6181,0; \alpha_5 = 6436,0; c_{\min} = 2 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}; J_{2\max} = 0,001 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$  и  $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ ,

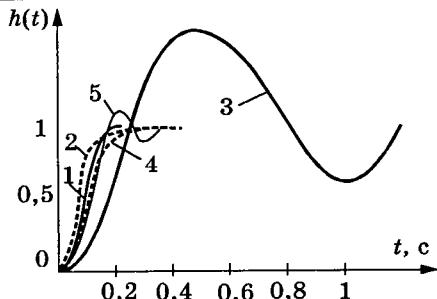


Рис.5.

что соответствует времени переходного процесса  $t_y \approx 0,15$  с [5]. Остальные параметры аналогичны предыдущему примеру. Сравнивая коэффициенты дифференциального уравнения (11) с желаемыми (13), получаем:

$$\begin{aligned} k_i &= 0,8703; k_s = 5,2325; k_{n_1} = 0,7516; \\ k_{n_2} &= -0,2929; k_H = 6,8444. \end{aligned}$$

На рис.5 представлены графики желаемой переходной функции (кривая 1); переходной функции при  $J_2 = J_{2\max}/10$  (кривая 2);  $J_2 = 2J_{2\max}$  (кривая 3); при  $c = 5c_{\min}$  (кривая 4) и  $c = c_{\min}/2$  (кривая 5).

Из приведённых примеров следует, что

переходные процессы в системе несколько затягиваются по сравнению с желаемыми, но работоспособность системы сохраняется в широких пределах изменения параметров механизма.

#### Список литературы

- Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. С.-П.: Энергоатомиздат, 1992.
- Крутько П.Д. Управление исполнительными системами роботов. М.: Наука, 1991.
- Лихоманов А.М. Параметрический синтез линейных систем на основе искусственной периодизации переходных характеристик//Изв. вузов. Приборостроение. 1990. №2. С.15—22.
- Лихоманов А.М., Куцанов Л.А. Синтез стандартных настроек для следящих электроприводов по назначенному переходным характеристикам//Электротехничество. 1995. №7. С.35—39.
- Лихоманов А.М., Панин С.Ю., Писарев А.Ю. Синтез стандартных настроек для систем стабилизации скорости//Электротехника. 1996. №1. С.6—10.
- Лихоманов А.М., Панин С.Ю., Писарев А.Ю. Синтез следящих электроприводов на основе частотного подхода//Электротехничество. 1997. №1. С.39—42.
- Лихоманов А.М., Панин С.Ю., Писарев А.Ю., Суслова О.В. Синтез программных управлений для систем электроприводов на основе частотного подхода к решению обратных задач динамики//Электротехника. 1997. №7. С.1—5.

## Частотное управление асинхронным двигателем

ПОПОВ А.Н., канд.техн.наук

*Показаны принципиальные недостатки в основах сложившейся методики определения статических рабочих характеристик регулируемого асинхронного электропривода. Получены на уровне основ электромеханики общие закономерности частотного управления асинхронным короткозамкнутым двигателем с использованием предложенной для анализа системы относительных величин.*

Работы Сакае Ямамура в области основ теории электрических машин переменного тока [1,2] открывают новые возможности для применения асинхронного короткозамкнутого двигателя в современном регулируемом электроприводе. Вместе с тем, обнаруживаются существенные недостатки в основах сложившейся за многие десятки лет и принятой в литературе методики определения статических рабочих характеристик регулируемого асинхронного привода. Выявились необходимость внесения некоторых корректиров в теорию электропривода на уровне основ электромеханики.

Используем схему замещения асинхронной машины при равном эффективном чис-

ле витков фаз статора и ротора, когда основные электрические уравнения двигателя в установившемся режиме непосредственно приводят к Т-образной схеме замещения (рис.1), согласно следующим векторным равенствам:

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{I}_1 + j(x_1 + x_m) \dot{I}_1 + jx_m \dot{I}_2; \quad (1)$$

$$0 = jx_m \dot{I}_1 + \frac{R_2}{s} \dot{I}_2 + j(x_2 + x_m) \dot{I}_2; \quad (2)$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2. \quad (3)$$

Здесь

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \quad (4)$$

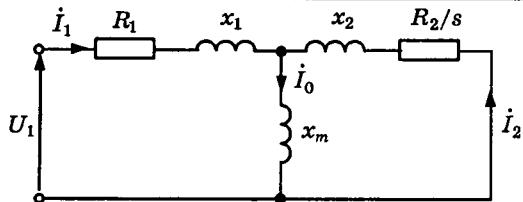


Рис.1. Эквивалентная Т-образная схема замещения одной фазы асинхронной машины

— скольжение ротора;  $\omega_0$  — синхронная угловая скорость;  $\omega$  — угловая скорость двигателя.

Исходные зависимости (1)–(3) дополняются в электроприводе уравнением механического равновесия (уравнением моментов), которое в двигательном установленном режиме представляется в виде

$$M_{\text{эл}} = M_c + \Delta M_{\text{мех}}, \quad (5)$$

где  $M_{\text{эл}}$  — электромагнитный момент, развиваемый двигателем;  $M_c$  — статический момент нагрузки на валу;  $\Delta M_{\text{мех}}$  — момент механических потерь двигателя.

Необходимо отметить, что в рамках сложившейся классической теории электропривода, которой придерживается также и автор [1,2], момент механических потерь асинхронного двигателя относят к статической нагрузке [3–6], принимая тем самым электромагнитный момент двигателя в качестве независимой переменной величины и рассматривая управление двигателем в функции этого момента, что не согласуется с общими физическими представлениями, так как электромагнитный момент двигателя физически не может изменяться произвольно, а сам является функцией нагрузочных моментов — статического, динамического, момента потерь. Это обстоятельство может приводить при исследовании регулируемых электроприводов не только к расчетным погрешностям, но в некоторых случаях и к ошибкам принципиального характера.

С помощью схемы замещения находятся следующие уравнения напряжений и токов асинхронной машины [1,2]:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{R_1 + jx_1 + \frac{jx_m(R_2/s + jx_2)}{R_2/s + j(x_m + x_2)}}; \quad (6)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{-jx_m}{R_2/s + j(x_m + x_2)} \dot{I}_1; \quad (7)$$

$$\dot{I}_0 = \frac{R_2/s + jx_2}{R_2/s + j(x_m + x_2)} \dot{I}_1. \quad (8)$$

Зависимости (6)–(8) приводят к расчетным формулам при обращении к скалярным величинам. Однако их непосредственное использование при рассматриваемом движении асинхронного двигателя, регулируемого по двум каналам (изменением подводимого напряжения и подводимой частоты напряжения), становится затруднительным без перехода к относительным величинам (к системе относительных величин и к системе относительных единиц).

Чтобы относительные величины образовали единую систему, они всегда должны быть следствием основных исходных уравнений (законов) движения асинхронного электропривода (1), (2) и (5). Вместе с тем, учитывая современную тенденцию развития такого привода, они должны по возможности иметь ту же структуру, что и используемые в электроприводе постоянного тока [7].

Принимаем за базовые номинальные значения тока статора  $I_{1n}$ , синхронной скорости  $\omega_{0n}$  и частоты  $f_{1n}$  подводимого напряжения. Составляем исходные отношения

$$i_1 = \frac{I_1}{I_{1n}}; \quad \varepsilon = \varepsilon_1 = \frac{f_1}{f_{1n}}; \quad v = \frac{\omega}{\omega_{0n}}. \quad (9)$$

В уравнения (1), (2) индуктивные сопротивления определяются равенствами:  $x_1 = l_1 \omega_0$ ;  $x_2 = l_2 \omega_0$ ;  $x_m = L_m \omega_0$ , в которых  $l_1$  и  $l_2$  обозначают индуктивности рассеяния фазы статора и ротора, а  $L_m$  — индуктивность контура намагничивания.

С помощью отношений (9) вместо формул (1), (2) получаем их выражения в относительных величинах:

$$\dot{i}_1 = \rho_1 \dot{i}_1 + j(\sigma_1 + 1)\varepsilon \dot{i}_1 + j\varepsilon \dot{i}_2; \quad (10)$$

$$0 = j\varepsilon \dot{i}_1 + \frac{1}{s} \rho_2 \dot{i}_2 + j(\sigma_2 + 1)\varepsilon \dot{i}_2, \quad (11)$$

$$\text{где } s = 1 - \frac{v}{\varepsilon}; \quad i_2 = \frac{I_2}{I_{1n}}; \quad \sigma_1 = \frac{l_1}{L_m} = \frac{x_1}{x_m};$$

$$\sigma_2 = \frac{l_2}{L_m} = \frac{x_2}{x_m}; \quad u_1 = \frac{U_1}{E_{0n}}; \quad \rho_1 = \frac{I_{1n} R_1}{E_{0n}};$$

$$\rho_2 = \frac{I_{1n} R_2}{E_{0n}}; \quad E_{0n} = \omega_{0n} L_m I_{1n} = \omega_{0n} \Psi_{1n}.$$

Из условия  $s = 0$  определяется в относительных величинах синхронная скорость идеального холостого хода двигателя:  $v_0 = \frac{\omega_0}{\omega_{0n}} = \varepsilon$ . Так же  $s\varepsilon = \varepsilon - v = \varepsilon_2 = \frac{f_2}{f_{1n}}$ , где  $f_2$  — частота тока ротора и  $\varepsilon_2$  — ее относительное выражение. По физическому смыслу в двигательном режиме всегда  $\varepsilon > v$ .

Здесь  $E_{0n}$  физически обозначает действующее значение базисной ЭДС, наводимой в фазе статора при номинальной синхронной скорости идеального холостого хода  $\omega_{0n}$  и номинальном токе статора  $I_{1n}$ , при магнитном потоке (потокосцеплении)  $\Psi_{1n}$ . Такому режиму согласно схеме замещения (рис.1) соответствует напряжение

$$U_{0n} = I_{1n} \sqrt{R_1^2 + (x_1 + x_m)^2} > U_{1n}. \quad (12)$$

Соответственно коэффициенты активных сопротивлений  $\rho_1$  и  $\rho_2$  обозначают падения напряжения в сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  при протекании по ним номинального тока статора  $I_{1n}$ , отнесенные к фазной базисной ЭДС  $E_{0n}$ .

Следует отметить также, что скольжение  $s$  в уравнении (11) является относительной (безразмерной) величиной и неоправданно используется в литературе в качестве «абсолютного скольжения» [3—6].

ЭДС  $E_1$  и  $E_2$ , наводимые в фазах статора и ротора, согласно уравнениям (1), (2) представляются в следующем виде:  $E_1 = x_m I_1 = \omega_0 L_m I_1 = \omega_0 \Psi_1$ ;  $E_2 = x_m I_2 = \omega_0 L_m I_2 = \omega_0 \Psi_2$ , где  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  — магнитные потоки (потокосцепления) обмоток. Переходя в этих уравнениях к относительным величинам (9), получаем:

$$e_1 = \frac{E_1}{E_{0n}} = \varepsilon i_1 = \varepsilon \lambda_1; e_2 = \frac{E_2}{E_{0n}} = \varepsilon i_2 = \varepsilon \lambda_2, \quad (13)$$

где  $\lambda_1 = \frac{\Psi_1}{\Psi_{1n}}$  и  $\lambda_2 = \frac{\Psi_2}{\Psi_{1n}}$  — относительные магнитные потоки, создаваемые токами статора и ротора.

Полученные соотношения показывают, что вследствие принятой линейной аппроксимации зависимости между токами и магнитными потоками в исходных уравнениях (1), (2) при  $\Psi_1/I_1 = \Psi_2/I_2 = L_m$  относительные значения токов и магнитных потоков совпадают:  $i_1 = \lambda_1$ ;  $i_2 = \lambda_2$ . Также  $i_0 = \lambda_0 = \frac{\Psi_0}{\Psi_{1n}}$ ,

где  $\Psi_0 = L_m I_0$  — потокосцепление, вызываемое током  $I_0$ .

Рассматривая уравнения (10), (11) применительно к номинальному режиму двигателя, когда  $i_{1n} = 1$ ,  $\varepsilon_n = 1$ ,  $v_n = \frac{\omega_n}{\omega_{0n}}$  и  $s_n = 1 - v_n$ ,

находим значения относительного номинального напряжения  $u_{1n}$  и относительного номинального тока ротора  $i_{2n}$ .

Уравнение (11) приводит к векторному

равенству, подобному (7):

$$i_2 = \frac{j\varepsilon i_1}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}, \quad (14)$$

откуда, переходя к скалярным величинам в номинальном режиме, получаем:

$$i_{2n} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\rho_2}{s_n}\right)^2 + (\sigma_2 + 1)^2}}. \quad (15)$$

Аналогично, уравнения (10), (11) приводят к векторному равенству, подобному (6):

$$\dot{i}_1 = \frac{\dot{u}_1}{\rho_1 + j(\sigma_1 + 1)\varepsilon + \frac{\varepsilon^2}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}}. \quad (16)$$

Из этого уравнения, переходя к скалярным величинам в номинальном режиме с учетом (15), находим

$$u_{1n}^2 = \left( \rho_1 + \frac{\rho_2}{s_n} i_{2n}^2 \right)^2 + \left[ (\sigma_1 + 1) - (\sigma_2 + 1) i_{2n}^2 \right]^2. \quad (17)$$

Уравнение токов (3) с учетом (9) переписывается в виде

$$i_0 = i_1 + i_2, \quad (18)$$

где  $i_0 = I_0/I_{1n}$ .

Для определения относительного номинального значения намагничивающего тока  $i_{0n}$  получаем из уравнения (11) с учетом (14) следующее векторное равенство, подобное (8):

$$i_0 = \frac{\left( \frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon\sigma_2 \right) i_1}{\frac{\rho_2}{s} + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}. \quad (19)$$

Отсюда при номинальном режиме с учетом (15)

$$i_{0n} = i_{2n} \sqrt{\left( \frac{\rho_2}{s_n} \right)^2 + \sigma_2^2}. \quad (20)$$

Векторные уравнения мощности фазы статора и ротора получаются из (1), (2) при умножении обеих частей соответственно на  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$ :

$$\dot{U}_1 \dot{I}_1 = R_1 \dot{I}_1^2 + j(x_1 + x_m) \dot{I}_1^2 + jx_m \dot{I}_1 \dot{I}_2; \quad (21)$$

$$0 = jx_m \dot{I}_1 \dot{I}_2 + \frac{R_2}{s} \dot{I}_2^2 + j(x_2 + x_m) \dot{I}_2^2. \quad (22)$$

Электромагнитная мощность трехфазной

машины  $P_{\text{эл}}$ , соответствующая электромагнитной энергии, передаваемой через воздушный зазор от статора к ротору, будет согласно рис.1 равна потерям в переменном сопротивлении ротора:

$$P_{\text{эл}} = 3 \frac{R_2}{s} I_2^2. \quad (23)$$

Можно установить, что слагаемое  $jx_m \dot{I}_1 \dot{I}_2$  в уравнениях (21) и (22) выражает в векторной форме электромагнитную мощность  $P_{\text{эл1}}$  одной фазы двигателя, так как с учетом (7)

$$\begin{aligned} P_{\text{эл1}} &= jx_m \dot{I}_1 \dot{I}_2 = jx_m \dot{I}_2 \frac{R_2/s + j(x_2 + x_m)}{-jx_m} \dot{I}_2 = \\ &= -\dot{I}_2^2 \left[ \frac{R_2}{s} + j(x_2 + x_m) \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

Уравнения (21) — (23) можно представить в относительных величинах (9), если согласно (10), (11) разделить обе части каждого уравнения на базисную электромагнитную мощность  $P_{\text{эл0н}} = E_{0n} I_{1n}$ , которая соответствует мощности, развиваемой в фазе статора при номинальной синхронной скорости идеального холостого хода  $\omega_{0n}$  и номинальном токе статора  $I_{1n}$ :

$$\dot{u}_1 \dot{i}_1 = \rho_1 \dot{i}_1^2 + j(\sigma_1 + 1) \varepsilon \dot{i}_1^2 + j\varepsilon \dot{i}_1 \dot{i}_2; \quad (25)$$

$$0 = j\varepsilon \dot{i}_1 \dot{i}_2 + \frac{1}{s} \rho_2 \dot{i}_2^2 + j(\sigma_2 + 1) \varepsilon \dot{i}_2^2; \quad (26)$$

$$P_{\text{эл}} = \frac{P_{\text{эл}}}{P_{\text{эл0н}}} = \frac{3\rho_2 i_2^2}{s}. \quad (27)$$

Отсюда при номинальном режиме определяется относительная номинальная электромагнитная мощность

$$P_{\text{эл.н}} = \frac{3\rho_2 i_{2n}^2}{s_n}. \quad (28)$$

Электромагнитный момент двигателя  $M_{\text{эл}}$  определяется на основании формулы (23):

$$M_{\text{эл}} = \frac{P_{\text{эл}}}{\omega_0} = \frac{3 R_2 I_2^2}{s \omega_0}. \quad (29)$$

Для перехода к относительным величинам нужно разделить обе части этого равенства на базисный электромагнитный момент  $M_{\text{эл0н}} = E_{0n} I_{1n}/\omega_{0n}$ :

$$\mu_{\text{эл}} = \frac{M_{\text{эл}}}{M_{\text{эл0н}}} = \frac{3 \rho_2 i_2^2}{\varepsilon - v}. \quad (30)$$

При номинальном режиме

$$\mu_{\text{эл.н}} = \frac{3 \rho_2 i_{2n}^2}{1 - v_n} = \frac{3 \rho_2 i_{2n}^2}{s_n}. \quad (31)$$

Как видно, правые части уравнений (31) и (28) совпадают, а значит в относительных единицах имеют одинаковые значения.

Аналогичным путем, с учетом отношений (9), представляем в относительных величинах общее уравнение (5) моментов двигателя:

$$\mu_{\text{эл}} = \mu_c + \Delta\mu_{\text{мех}}, \quad (32)$$

$$\text{где } \mu_c = \frac{M_c}{M_{\text{эл0н}}}; \quad \Delta\mu_{\text{мех}} = \frac{\Delta M_{\text{мех}}}{M_{\text{эл0н}}}.$$

Слагаемые в правой части уравнения (5) выражают также механический момент двигателя  $M_{\text{мех}}$ , который определяется по механической мощности  $P_{\text{мех}}$  и скорости двигателя  $\omega$ :

$$M_{\text{эл}} = M_{\text{мех}} = \frac{P_{\text{мех}}}{\omega} = M_c + \Delta M_{\text{мех}}. \quad (33)$$

Механическая мощность  $P_{\text{мех}}$  находится как разность между электромагнитной мощностью  $P_{\text{эл}}$ , передаваемой ротору, и мощностью скольжения  $Q_2$ , теряемой вследствие электрических потерь в цепи ротора (потери в меди ротора):

$$Q_2 = 3I_2^2 R_2 = P_{\text{эл}} s. \quad (34)$$

Следовательно,

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{эл}} - Q_2 = 3R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2. \quad (35)$$

Механическая мощность включает в себя статическую мощность  $P_c$ , разрабатываемую на валу двигателя, и мощность механических потерь  $\Delta P_{\text{мех}}$  от всех видов механического трения (потери в подшипниках и вентиляционные):

$$P_{\text{мех}} = P_c + \Delta P_{\text{мех}}. \quad (36)$$

Из равенства (36) получается зависимость (33), в которой момент механических потерь устанавливается исходя из того, что значение  $\Delta M_{\text{мех}}$  изменяется линейно со скоростью двигателя [7, 8]

$$\Delta M_{\text{мех}} = A + B\omega, \quad (37)$$

где постоянные коэффициенты  $A$  и  $B$  определяются по номинальным данным двигателя.

Коэффициент  $A$  физически представляет собой расчетный (условный) момент трения в начале движения (вращения) двигателя  $A = M_{\text{мех0}}$  (рис.2) и находится из опыта короткого замыкания при скольжении  $s = 1$  и номинальном токе ротора  $I_{2n}$ , когда электромагнитная мощность равна  $P_{\text{эл.к.з}} = 3I_{2n}^2 R_2$ , а развиваемый электромагнитный момент  $M_{\text{эл.к.з}} = M_{\text{мех0}}$  согласно (29) будет

$$A = M_{\text{мех0}} = \frac{P_{\text{эл.к.з}}}{\omega_0} = \frac{3 I_{2n}^2 R_2}{\omega_0}. \quad (38)$$

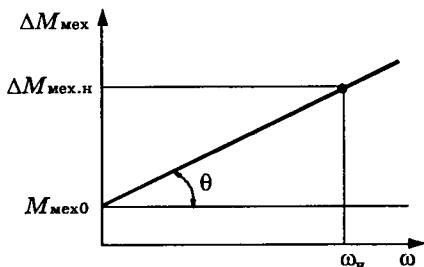


Рис.2. Изменение момента механических потерь  $\Delta M_{\text{мех}}$  асинхронной машины в функции скорости  $\omega$

Согласно (35), (36) и (33) номинальный момент механических потерь

$$\Delta M_{\text{мех.н}} = \frac{P_{\text{мех.н}} - P_{\text{с.н}}}{\omega_n} = \frac{3 R_2 \frac{1-s_n}{s_n} I_{2n}^2 - P_{\text{с.н}}}{\omega_n}, \quad (39)$$

где  $P_{\text{с.н}}$  — номинальная (на валу) статическая мощность двигателя, соответствующая номинальным параметрам — току ротора  $I_{2n}$ , скольжению  $s_n$  и угловой скорости  $\omega_n$ .

С учетом уравнения (39) и рис.2

$$B = \operatorname{tg} \theta = \frac{\Delta M_{\text{мех.н}} - M_{\text{мех.0}}}{\omega_n}. \quad (40)$$

Как видно из рис.2, имеет место неравенство  $\Delta M_{\text{мех}} > M_{\text{мех.0}}$ , определяющее с учетом (36), (38) и (39) следующее обязательное свойство асинхронной машины

$$\frac{\Delta P_{\text{мех}}}{\omega} > \frac{3 I_{2n}^2 R_2}{\omega_0}, \quad (41)$$

которое может быть полезным при определении ее энергетических характеристик.

В относительных величинах (9) уравнение (37) записывается в виде

$$\Delta \mu_{\text{мех}} = \alpha + \beta v, \quad (42)$$

$$\text{где } \alpha = \frac{A}{M_{\text{эл.0}}}; \quad \beta = \frac{B \omega_0}{M_{\text{эл.0}}}.$$

Уравнение механического равновесия двигателя (32) согласно (30) и (42) принимает вид

$$\frac{3 \rho_2 i_2^2}{\varepsilon - v} = \mu_c + \alpha + \beta v, \quad (43)$$

где при номинальной нагрузке

$$\mu_c = \mu_{\text{с.н}} = \frac{M_{\text{с.н}}}{M_{\text{эл.0}}}.$$

Используя зависимости (27), (14) и (16), составим уравнение механической характеристики двигателя

$$\begin{aligned} \mu_{\text{эл}} &= \frac{3 \rho_2 u_1^2 \varepsilon s}{[\rho_1 \rho_2 - \varepsilon^2 s (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)]^2 + \\ &+ \varepsilon^2 [(\sigma_1 + 1) \rho_2 + (\sigma_2 + 1) \rho_1 s]^2}. \end{aligned} \quad (44)$$

Из уравнения (44), приравнивая к нулю

производную  $\frac{d\mu_{\text{эл}}}{ds}$  находим критическое скольжение и критический электромагнитный момент:

$$s_{\text{кр}}^2 = \frac{\rho_2^2 [\rho_1^2 + \varepsilon^2 (\sigma_1 + 1)^2]}{\varepsilon^2 [\varepsilon^2 (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)^2 + \rho_1^2 (\sigma_2 + 1)^2]}; \quad (45)$$

$$\mu_{\text{эл.кр}} = \frac{3 u_1^2 \varepsilon s_{\text{кр}}}{2 \rho_1 \varepsilon^2 s_{\text{кр}} + 2 \rho_2 (\rho_1^2 + \varepsilon^2 (\sigma_1 + 1)^2)}. \quad (46)$$

Уравнения (44)–(46) приводят к модернизированной универсальной формуле Клосса, применимой к регулируемому электроприводу:

$$\mu_{\text{эл}} = \frac{2 \mu_{\text{эл.кр}} (1 + a s_{\text{кр}})}{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s} + 2 a s_{\text{кр}}}, \quad (47)$$

где

$$a = \frac{\rho_1 \varepsilon^2}{\rho_2 (\rho_1^2 + \varepsilon^2 (\sigma_1 + 1)^2)}. \quad (48)$$

Отметим, что эта задача до сих пор не находила достаточно строгого решения [3–6].

Определяя по уравнению (46) критический момент для номинального режима ( $u_1 = u_{1n}$ ,  $\varepsilon = 1$ ) и приравнивая его к текущему критическому моменту, находим закономерность регулирования напряжения  $u_1 = u_1^I$ , обеспечивающую неизменный (номинальный) критический момент при всех изменениях частоты  $\varepsilon$  питающего напряжения, существенно уточняющую известные решения [3–6]:

$$\begin{aligned} \frac{(u_1^I)^2}{u_{1n}^2} &= \frac{\rho_1 \varepsilon + \sqrt{[\rho_1^2 + \varepsilon^2 (\sigma_1 + 1)^2] \times}}{\rho_1 + \sqrt{[\rho_1^2 + (\sigma_1 + 1)^2] \times}} \\ &\times \frac{[\varepsilon^2 (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)^2 + \rho_1^2 (\sigma_2 + 1)^2]}{[(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)^2 + \rho_1^2 (\sigma_2 + 1)^2]}. \end{aligned} \quad (49)$$

Как видно из уравнений (45), (46), изменение напряжения на двигателе  $u_1$  не оказывает влияния на критическое скольжение  $s_{\text{кр}}$ , а воздействует только на критический момент  $\mu_{\text{эл.кр}}$ . Поэтому, если обычно при частотном регулировании скорости двигателя

напряжение  $u_1 = u_1''$  изменяют пропорционально частоте

$$\frac{u_1''}{\varepsilon} = \frac{u_{1n}}{1}, \quad (50)$$

то в формуле (47) изменяется только элекромагнитный критический момент:

$$\mu_{el,kp} = \frac{3(u_{1n}\varepsilon)^2 \varepsilon s_{kp}}{2\rho_1\varepsilon^2 s_{kp} + 2\rho_2[\rho_1^2 + \varepsilon^2(\sigma_1 + 1)^2]}. \quad (51)$$

Аналогично определяются критические моменты при других используемых способах регулирования напряжения [5]:

$$\frac{U_1}{f^2} = \text{const}; \quad \frac{U_1}{\sqrt{f}} = \text{const}. \quad (52)$$

В первом случае напряжение в формуле критического момента (46) будет равно:

$$u_1 = u_1''' = u_{1n}\varepsilon^2; \quad (53)$$

во втором случае

$$u_1 = u_1'''' = u_{1n}\sqrt{\varepsilon}. \quad (54)$$

Изменения напряжения  $u_1$  в функции частоты  $\varepsilon$  для рассмотренных способов регулирования скорости показаны на рис.3 по данным двигателя А2-81-8 (21,5 кВт) [9].

При частотном управлении находит применение способ регулирования скорости с постоянным скольжением  $s = \text{const}$ , когда согласно обозначениям (11):

$$s = \text{const}; \quad \frac{v}{\varepsilon} = \text{const}. \quad (55)$$

Используется также способ регулирования скорости при постоянной частоте тока ротора

$$s_2 = \varepsilon - v = \text{const}. \quad (56)$$

Уравнение механической характеристики двигателя при управлении (55) получается из уравнения (44), если в нем исключить частоту  $\varepsilon = v/(1-s)$ :

$$\mu_{el} = \frac{3\rho_2 u_1^2 s (1-s)^3 v}{[\rho_1 \rho_2 (1-s)^2 - v^2 s (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)]^2} \rightarrow \\ \rightarrow + v^2 (1-s)^2 [(\sigma_1 + 1) \rho_2 + (\sigma_2 + 1) \rho_1 s]^2. \quad (57)$$

При управлении (56) уравнение механической характеристики двигателя получается из (44) заменой  $s\varepsilon = s_2$ :

$$\mu_{el} = \frac{3\rho_2 u_1^2 \varepsilon_2}{[\rho_1 \rho_2 - \varepsilon \varepsilon_2 (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_2)]^2} \rightarrow \\ \rightarrow + [\varepsilon (\sigma_1 + 1) \rho_2 + (\sigma_2 + 1) \rho_1 \varepsilon_2]^2. \quad (58)$$

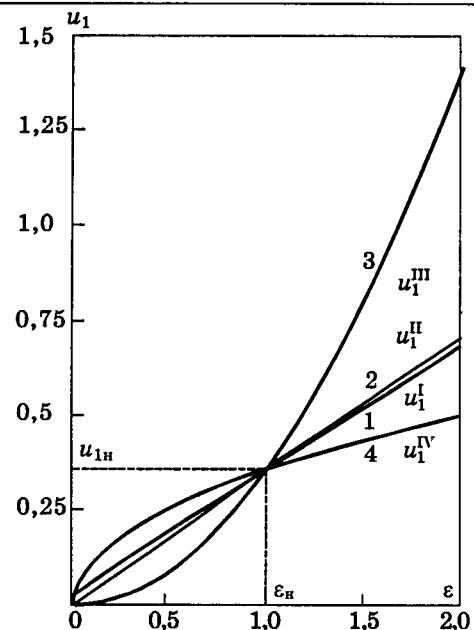


Рис.3. Кривые ( $u_1^I$ ,  $u_1^{II}$ ,  $u_1^{III}$ ,  $u_1^{IV}$ ) изменения подводимого напряжения  $u_1$  в функции частоты  $\varepsilon$  при регулировании скорости по законам (49), (50), (53), (54) для двигателя типа А2-81-8 (21,5 кВт)

На рис.4 построены для иллюстрации по формулам (44), (57) и (58) естественная механическая характеристика (кривая 1) двигателя А2-81-8 и получающиеся при использовании зависимостей (55) и (56), которые поддерживаются при номинальном напряжении  $u_1 = u_{1n}$  путем регулирования частоты  $\varepsilon = \text{var}$  (кривые 2 и 3). Как видно, последние характеристики являются мягкими, поэтому их практическая реализация предполагает применение обратной связи по скорости двигателя.

Таким образом, полученные новые общие закономерности создают строгую базу для анализа движения асинхронного короткозамкнутого двигателя в установившемся режиме при всех условиях частотного управления.

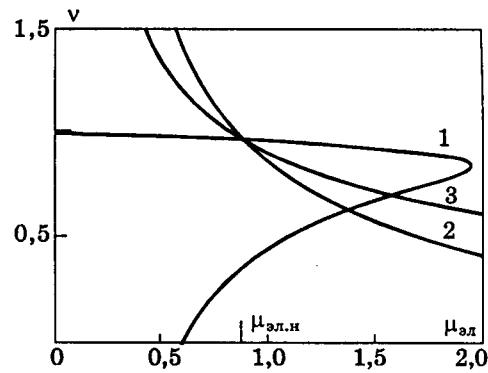


Рис.4. Естественная механическая характеристика (кривая 1) двигателя А2-81-8 и получающиеся при  $s_n = \text{const}$  (кривая 2) и  $\varepsilon_n = \text{const}$  (кривая 3) за счет регулирования частоты подводимого напряжения  $\varepsilon = \text{var}$

## Список литературы

1. Ямамура С. Спирально-векторная теория электрических машин переменного тока//Электротехника. 1996. № 10. С.7—15.
2. Ямамура С. Спирально-векторная теория электрических цепей и машин переменного тока. С-Пб.: МЦЭНиТ, 1993.
3. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979.
4. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981.
6. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
7. Попов А.Н. Новые исследования в теории электропривода постоянного тока. Т.1: Основы электромеханики. М.: Энергоатомиздат, 1997.
8. Попов А.Н. Применение принципа Гамильтона-Остроградского к определению энергетических свойств машины постоянного тока//Изв.вузов. Энергетика. 1987. № 1. С.24—28.
9. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. М.—Л.: Энергия, 1966.

## Схемы замещения для систем левитации и тяги на переменном токе

ШАКИРОВ М.А., доктор техн.наук, чл.-кор. РАЭН, КИЯТКИН Р.П., канд. техн.наук

С.-Петербургский ГТУ

*На примерах установки для демонстрации полной статической магнитной подвески и бесконтактной транспортной системы с магнитным подвесом, работающих на переменном токе, описан алгоритм применения веерных схем замещения массивных токоведущих частей электродинамических систем для расчета электромагнитных сил в них. Достоверность методики подтверждена хорошим совпадением результатов расчетов с опытными данными и с результатами, опубликованными другими авторами.*

Проблема развития и совершенствования наземного транспорта на магнитном подвесе рассматривается инженерами, начиная с 70-х годов. Значительный интерес представляют транспортные системы (ТС), электромагнитный полет которых, т.е. подвешивание над проводящим путевым полотном (называемым также проводящим немагнитным рельсом) и тяга подвижной части (экипажа), осуществляются на переменном токе [1—6]. Сложность анализа этих систем заключается в трудности расчленения расчетов на цепную и полевую задачи. Решение получают либо в результате численного решения полевых задач, что связано с выполнением весьма громоздких вычислений, либо (ради получения аналитических зависимостей) путем существенного упрощения постановки и идеализации условий задачи, что приводит, как отмечено в [7], к весьма неточным формулам. Поэтому поиск и апробация новых подходов к анализу названных ТС весьма актуальны.

В статье рассматривается численно-аналитический метод анализа левитации и тяги в системах переменного тока с применением наглядных и вместе с тем достаточно

реалистичных так называемых *веерных схемных моделей*, разработанных ранее в [8—14] для анализа скин-эффекта в мощных токопроводах. Достоверность метода оценивается путем сравнения результатов расчетов с экспериментальными данными. Задача решается в плоскопараллельной постановке.

**Веерная схемная модель.** На рис.1,а изображена упрощенная конструкция ТС [3, с. 79], в которой *вторичная* часть представлена магнитным ( $\mu = \infty$ ) ярмом и немагнитной проводящей полосой (полотном) толщиной  $h$  и длиной  $l_2$ , а *первичная подвижная* часть (экипаж) — магнитопроводом ( $\mu = \infty$ ) длиной  $l_1$  с индуктором в виде  $m$ -фазной обмотки. Через  $t$  обозначено полюсное деление для случая  $m = 3$ . Число пар полюсов индуктора  $p$ . Частота тока индуктора  $f_1$ . Удельные проводимости магнитопроводов приняты равными нулю (вихревые токи в них не учитываются). Левитация и тяга подвижной части ТС возникают вследствие наведения переменным магнитным полем первичной части *вихревых токов* в проводящей полосе вторичной части (они протекают в направлении, перпендикуляр-

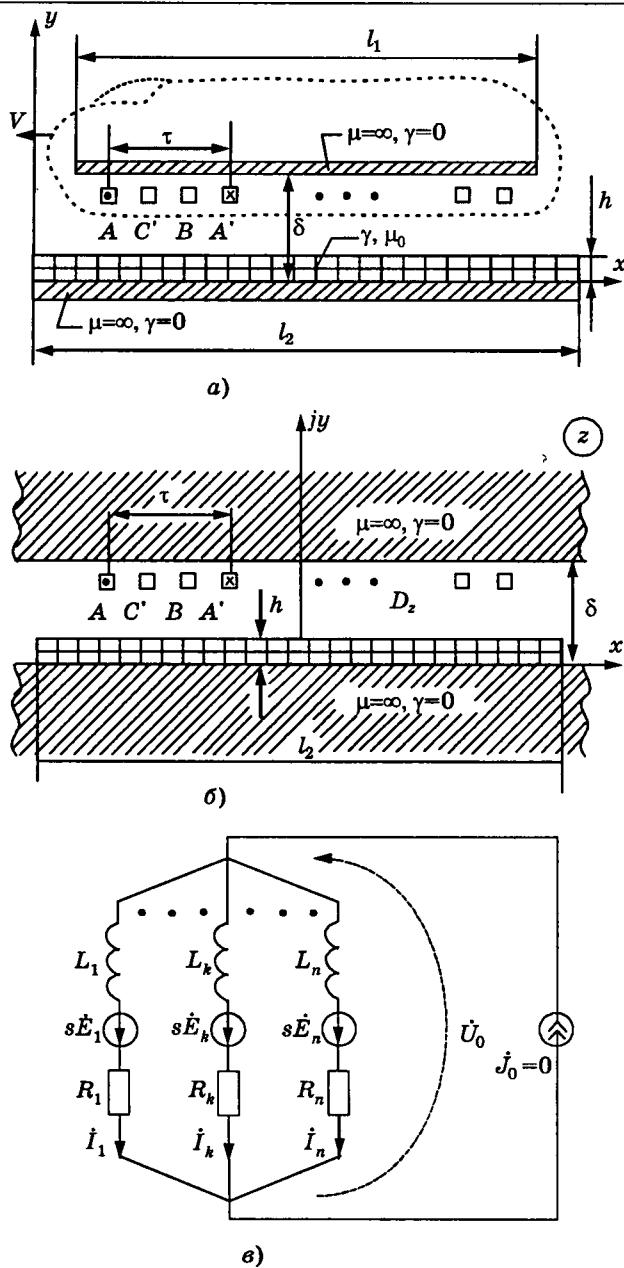


Рис.1. Модели транспортной системы с конечными (а) и бесконечно протяженными (б) магнитопроводами и их веерная схема замещения (в)

ном плоскости рис.1,а) частоты  $f_2 = sf_1$ , где  $s$  — скольжение. Если  $v$  — скорость полета экипажа, то  $s = (1 - v/v_c)$ , где  $v_c = 2\pi f_1$ .

Проводящая полоса представляет собой массивный проводник ( $\mu = \mu_0$ ) с удельной проводимостью  $\gamma$ . Численно-аналитический метод, изложенный в [8—10], позволяет рассчитывать вихревые токи в массивных проводниках путем решения системы уравнений, порядок которой практически определяется лишь числом элементарных проводников (ЭП) весьма малого сечения, на которые условно расщепляются массивные проводники. На рис.1,а проводящая полоса

расщеплена на  $n$  одинаковых ЭП прямоугольного сечения с номерами  $1, 2, \dots, n/2$  в верхнем ряду и с номерами  $n/2+1, n/2+2, \dots, n$  в нижнем ряду. В пределах сечения  $k$ -го ЭП его ток  $I_k$  частоты  $f_2$  считается распределенным равномерно, поэтому активное сопротивление  $k$ -го ЭП рассчитывается по формуле

$$R_k = l_0 / (\gamma S_k), \quad (1)$$

где  $S_k$  — площадь сечения  $k$ -го ЭП ( $k = 1, 2, \dots, n$ );  $l_0$  — ширина полосы в направлении, перпендикулярном плоскости рис.1,а.

Очевидно, суммарный ток полосы  $\dot{J}_0$  (через сечение  $l_2 \times h$ ) равен нулю, поэтому элементарные токи должны удовлетворять условию

$$\dot{J}_0 = \sum_{k=1}^n \dot{J}_k = 0. \quad (2)$$

Ключевой является идея образования из системы ЭП совокупности *условных элементарных витков* (УЭВ) таким образом, чтобы *прямым* проводником УЭВ с номером  $k$  служил  $k$ -й ЭП, а *обратным* — некоторый искусственно введенный и общий для всех УЭВ проводник: 0-нить радиуса  $r_0 \rightarrow 0$  с нулевым электрическим сопротивлением. Образуется как бы *веер* УЭВ с общей для всех них частью (рис.1,в). Из условия (2) следует, что суммарный ток 0-нити равен нулю и ее присутствие не имеет значения в распределении поля в заданной  $D_z$ -области, т.е. в части  $z$ -плоскости, находящейся вне идеальных магнитных экранов (рис.1,а). Поэтому 0-нить можно поместить в произвольную точку  $z_0$   $D_z$ -области. *Веерная схемная модель* наиболее достоверно описывает процессы при отсутствии движения в системе ТС. Поэтому рассмотрим вначале ТС при неподвижном экипаже.

На схеме (рис.1,в)  $k$ -му УЭВ соответствует  $k$ -я ветвь с условной индуктивностью  $L_k = M_{kk}$  при  $v = 0$ . Магнитные связи между УЭВ характеризуются условными взаимными индуктивностями между ветвями схемы  $M_{kq}$  ( $k \neq q$ ). В совокупности индуктивности  $M_{kq}$  ( $k, q = 1, 2, \dots, n$ ) образуют матрицу условных индуктивностей  $M$  при  $v = 0$ . Обозначим через  $m_{kq}$  взаимную индуктивность между  $k$ -м УЭВ и  $q$ -й условной катушкой индуктора при  $v = 0$ , образованной (как и УЭВ) из одного проводника индуктора и 0-нити. Тогда при неподвижном экипаже ( $s = 1$ ) ЭДС, наводимая в  $k$ -м УЭВ токами индуктора, может быть рассчитана по формуле

$$\dot{E}_k = - \sum_{q=1}^{N_S} j\omega_1 m_{kq} \dot{J}_q, \quad (3)$$

где  $\dot{J}_q$  — заданный комплекс тока  $q$ -го проводника индуктора;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $N_S$  — число пазов в магнитопроводе экипажа.

При равномерном движении экипажа со скоростью  $v$  вдоль оси  $x$  в *первом приближении* можно считать, что происходит то же, что и в случае, когда экипаж остается неподвижным, но частота тока в обмотке индуктора уменьшается до частоты скольжения  $f_2 = sf_1$ . При таком предположении ЭДС, наводимая токами индуктора в  $k$ -м УЭВ при движении экипажа, получается равной

$$\dot{E}'_k = - \sum_{q=1}^{N_S} j\omega_2 m_{kq} \dot{J}_q = - \sum_{q=1}^{N_S} j\omega_1 s m_{kq} \dot{J}_q = s \dot{E}_k. \quad (4)$$

Введем обозначения:

$R$  — диагональная матрица активных сопротивлений УЭВ (размером  $n \times n$ ) с элементами, рассчитываемыми по формуле (1);

$I = \{\dot{I}_k\}$  — матрица-столбец искомых токов ЭП ( $n \times 1$ );

$1 = \{1\}$  — матрица-столбец ( $n \times 1$ ), состоящая из единиц ( $1^T$  — транспонированный столбец);

$E = \{\dot{E}_k\}$  — матрица-столбец ЭДС ( $N_S \times 1$ ) при  $s = 1$ .

Согласно схеме замещения рис.1,*в* расчет токов ЭП пластины сводится к решению следующей системы ( $n + 1$ ) уравнений:

$$(R + j\omega_1 s M) I + 1 \cdot \dot{U}_0 = s E; \quad (5)$$

$$1^T I = 0, \quad (6)$$

где  $\dot{U}_0$  — напряжение между узлами верхней схемы.

Очевидно, уравнение (6) повторяет уравнение (2).

**Примечание 1.** Из уравнения (5) следует, что при  $s = 0$  столбец элементарных вихревых токов  $I$  становится нулевым и сила тяги экипажа обращается в нуль, что соответствует идеализированному подходу [1, с. 12—20, 88—89]. Однако, как следует из материала, приведенного в Приложении, при  $s = 1$  рассматриваемая схемная модель весьма строго (с точностью до принятой дискретизации проводящей полосы) учитывает *концевые эффекты*. Можно ожидать, что это имеет место и при скольжениях, весьма близких к единице.

**Примечание 2.** Поделив матричное уравнение (5) на  $s$ , получим систему уравнений, приведенную к первичной части частоты  $f_1$  и более удобную для реализации при

изменении  $s$ :

$$(R/s + j\omega_1 M) I + 1 \cdot \dot{U}'_0 = E, \quad (7)$$

где  $\dot{U}'_0$  введено вместо  $\dot{U}_0/s$ , что не имеет существенного значения, так как напряжение  $\dot{U}_0$  не используется в расчетах.

Из уравнения (7) следует, что механическая мощность экипажа

$$F_t v = \sum_{k=1}^n \left( \frac{R_k}{s} - R_k \right) I_k^2 = \frac{1-s}{s} \sum_{k=1}^n R_k I_k^2, \quad (8)$$

где  $F_t = |F_x|$  — среднее за период тяговое электромагнитное усилие (ЭМУ), действующее на экипаж.

Из выражения (8)

$$F_t = \frac{1}{v_c s} \sum_{k=1}^n R_k I_k^2. \quad (9)$$

ЭМУ, вычисленное по формуле (9), следует сравнить с ЭМУ, получаемым после расчета магнитного поля ТС.

**Расчет электромагнитных усилий.** Если электромагнитное поле рассчитывается с использованием конформных преобразований, то для определения ЭМУ, действующего на любой участок проводящего полотна, можно воспользоваться *теоремой* [15] о средней силе  $F_{zk}$ , действующей на  $k$ -й ЭП с комплексным током  $\dot{I}_k$ , центр сечения которого расположен в точке  $z_k$   $D_z$ -области:

$$F_{zk} = F_{xk} + jF_{yk} = F_{\omega k} \omega_k^{**} - (\mu_0 I_k^2 / 4\pi) (\omega_k''/\omega_k')^*, \quad (10)$$

где  $^{**}$  — знак сопряжения комплексной величины;  $F_{\omega k} = F_{\xi k} + jF_{\eta k}$  — средняя сила, действующая на ток  $\dot{I}_k$  в более простой  $D_\omega$ -области, на которую отображается  $D_z$ -область с помощью функции  $\omega(z)$ .

Суммарное ЭМУ, действующее на полосу,

$$F = F_x + jF_y = \sum_{k=1}^n F_{zk}. \quad (11)$$

Таким же способом можно определить силы, действующие на часть или все проводники индуктора.

Другой способ определения ЭМУ состоит в прямом использовании *тензорного соотношения Максвелла* для натяжений в электромагнитных полях, которое при использовании функций комплексного переменного может быть представлено в виде [10]:

$$F = F_x + jF_y = j(\mu_0/2) \left[ \int_L (HH')^* dz \right]^*. \quad (12)$$

Абстрактный комплекс

$$H = \dot{H}_x + j\dot{H}_y \quad (13)$$

назван в [10] бикомплексом, так как он содержит как пространственную мнимую единицу в виде множителя во втором слагаемом, так и временную мнимую единицу, поскольку  $\dot{H}_x$  и  $\dot{H}_y$  являются обычными (комплексными по времени) составляющими вектора напряженности магнитного поля:

$$\dot{H}_x = |H_x| \exp(j\psi_x); \quad \dot{H}_y = |H_y| \exp(j\psi_y), \quad (14)$$

где  $j$  — временная мнимая единица.

Обе мнимые единицы в (13) смешиваются. В общем случае  $\dot{H}_x$  и  $\dot{H}_y$  не совпадают по фазе ( $\psi_x \neq \psi_y$ ), поэтому вектор напряженности магнитного поля изменяется не по синусоидальному закону и представление его комплексной величиной по времени бессмысленно. Величина  $H'$  в (12) имеет смысл *сопряженного по времени* бикомплекса напряженности поля:

$$H' = H_x^* + jH_y^*. \quad (15)$$

Если в формуле (12) взять интеграл по контуру, окружающему сечение экипажа, то получим результирующую среднюю силу, действующую на весь экипаж. Если взять интеграл по контуру, окружающему лишь полосу (не захватывая железа), то формула (12) должна, очевидно, дать результат, совпадающий с результатом расчета по формуле (11).

**Пример 1.** Цель примера — иллюстрация алгоритма и сравнение найденных на его основе ЭМУ с экспериментальными результатами, которые получены на лабораторной установке, созданной на кафедре ТОЭ СПбГТУ доцентом А.А.Модеровым для демонстрации сил левитации. Индуктор состоит из двух последовательно включенных катушек, насыщенных на сердечник из шихтованного железа П-образной формы (рис.2,а). Число витков каждой катушки равно  $w = 285$ . Над проводящей алюминиевой ( $\gamma_{20} = 3,5 \cdot 10^7$  См/м при температуре 20°C) полосой железа нет. Масса полосы 522 г. При пропускании переменного тока частоты  $f_1 = 50$  Гц по катушкам индуктора полоса парит в воздухе. Расчетная длина сердечника индуктора и полосы в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка,  $l_0 = 24$  см. Массу полосы можно менять путем наложения на нее непроводящих, например, деревянных брусков. Геометрические параметры установки (в метрах):  $l_2 = 0,12$ ;  $h = 0,003$ ;  $a = 0,02$ ;  $b = 0,04$ ;  $c = 0,06$ . В данном примере для наглядности

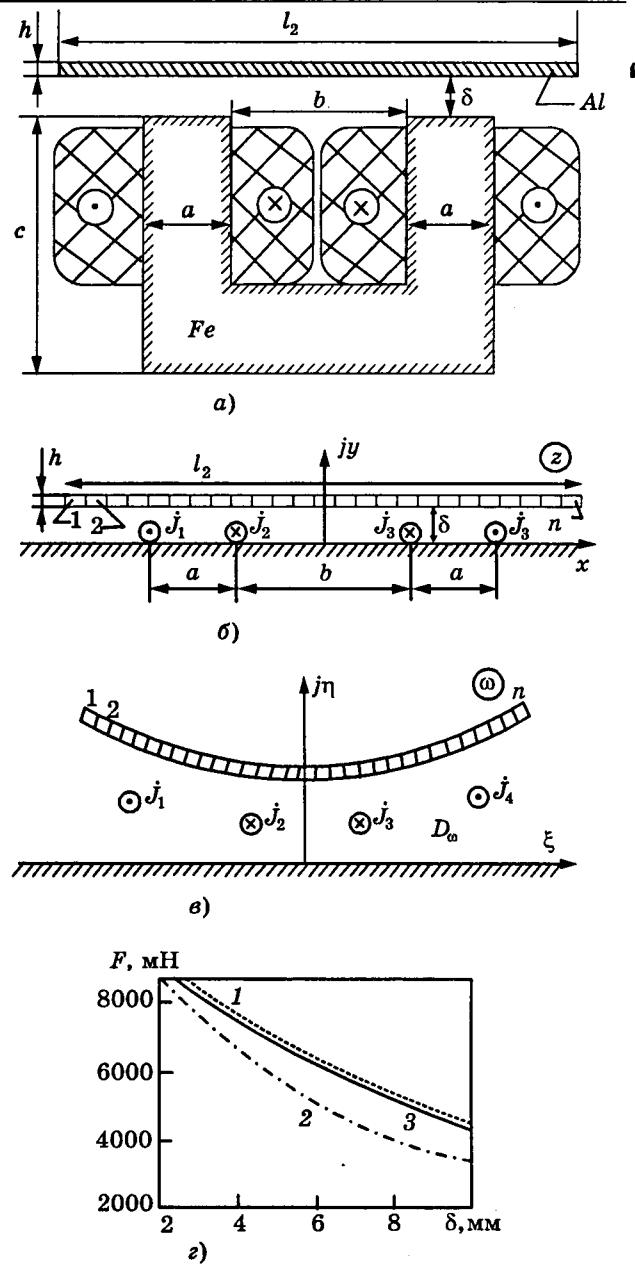


Рис. 2. Расчет силы левитации полосы в системе (а) на упрощенной модели (б) и с использованием конформного отображения (в); кривые на графике (г) получены:  
1 — экспериментально; 2 — с помощью модели (б);  
3 — с помощью модели (в)

в качестве расчетной принята весьма упрощенная модель установки (рис.2,б), позволяющая легко найти все коэффициенты, входящие в уравнение (5) при  $s = 1$ , и определить ЭМУ, пользуясь лишь методом зеркальных изображений. Катушки индуктора представлены линейными проводниками ( $N_S = 4$ ) с токами  $J_1 = -J_2 = -J_3 = J_4 = wI_{\text{витка}} = 1425$  А (где  $I_{\text{витка}} = 5$  А — ток витка катушки).

При расщеплении полосы на  $n = 184$  одинаковые части образуются ЭП прямоугольного сечения со сторонами  $a_h = 0,652$  мм и

Таблица 1

Расчет вихревых токов и ЭМУ в левитирующей полосе (рис.2,б) при  $\delta = 0,0085$  м

$k$	1	2	3	...	184
$10^2 \cdot z_k, \text{м}$	$-5,967+j1,0$	$-5,902+j1,0$	$-5,837+j1,0$	...	$5,967+j1,0$
$10^7 \cdot L_k, \text{Гн}$	5,291	5,291	5,291	...	5,291
$10^7 \cdot M_{k,1}, \text{Гн}$	5,291	5,398	5,065	...	2,034
$10^7 \cdot m_{k,185}, \text{Гн}$	3,700	3,726	3,753	...	2,199
$\dot{I}_k, \text{А}$	$-4,430-j7,971$	$-4,539-j8,041$	$-4,624-j8,129$	...	$-4,430-j7,971$
$\delta_k, \text{А/мм}^2$	4,661	4,719	4,780	...	4,661
$F_{zh}, \text{мН}$	1,372+j0,508	0,702+j0,583	0,331+j0,661	...	-1,372+j0,508

$b_k = h = 3$  мм, существенно меньшими глубины проникновения электромагнитной волны в алюминий, равной  $\Delta = \sqrt{2/(\omega_1 \mu_0 \gamma_2)} = 12$  мм. Площадь сечения ЭП  $S_k = 1,957$  мм<sup>2</sup>. Согласно (1) имеем  $R_k = 3,505 \cdot 10^{-3}$  Ом. Элементы матрицы М определяются по формулам [8]:

$$M_{kk} = (\mu_0 l_0 / 2\pi) [\ln(1/g_k) + \ln(1/d_{kk})];$$

$$M_{kq} = (\mu_0 l_0 / 2\pi) [\ln(1/d_{kq}) + \ln(1/d_{qk})],$$

где  $g_k = 0,2236(a_k + b_k)$  — среднее геометрическое расстояние (СГР) площади  $k$ -го ЭП от самой себя;  $d_{kk'} = |z_k - z_k^*|$  — расстояние от центра  $k$ -го ЭП до своего зеркального изображения в поверхности  $y = 0$ ;  $d_{kq} = |z_k - z_q|$  — расстояние от центра  $k$ -го ЭП до центра  $q$ -го ЭП.

По аналогичным выражениям рассчитываются значения  $m_{kq}$ . В качестве примера в табл.1 приведены результаты расчета этих величин для случая, когда зазор  $\delta = 0,0085$  м. В табл.1 представлены также значения комплексных токов  $\dot{I}_k$  ЭП полосы, найденные в результате решения системы (5), (6) при  $s=1$ . Приведенные значения плотности вихревого тока рассчитаны по формуле  $\delta_k = |\dot{I}_k| / S_k$  и соответствуют центрам сечений ЭП. Среднее за период изменения тока значение ЭМУ  $F_{zh}$ , действующего на  $k$ -й ЭП полосы, легко вычисляется методом зеркальных изображений [10]:

$$F_{zh} = -\frac{\mu_0 I_k}{2\pi} \left[ +j \frac{I_k}{d_{kk'}} + \sum_{q=1}^{n+N_S} \left( \frac{1}{z_k - z_q} + \frac{1}{z_k - z_q^*} \right)^* I_q \cos(\dot{I}_k, \dot{I}_q) \right]. \quad (16)$$

По данным табл.1 суммарное ЭМУ на полосу, вычисленное по формуле (11), полу-

чилось равным  $F_{\delta=0,0085} = (0 + j3,766)\text{Н} = (0 + j384)$  мН. Такое же значение получено по формуле (12) (необходимые значения напряженности поля рассчитывались методом зеркальных изображений). Зависимость ЭМУ от зазора при заданном токе в проводниках индуктора  $I_{\text{витка}} = 5$  А представлена на рис.2,г кривой 2. Цифрой 1 отмечена кривая ЭМУ, построенная по результатам эксперимента при температуре 20°C. Отличие от нее кривой 2 объясняется очевидными неточностями упрощенной модели.

**Пример 2.** Для иллюстрации достоверности алгоритма решим предыдущую задачу без упрощения магнитной системы (рис.2,а), представив катушки индуктора линейными проводниками ( $N_S = 4$ ) с токами  $j_1 = -j_2 = -j_3 = j_4 = 1425$  А, проходящими через центры сечений катушек  $z_{j1} = -0,05-j0,02$ ,  $z_{j2} = -0,01-j0,02$ ,  $z_{j3} = 0,01-j0,02$ ,  $z_{j4} = 0,05-j0,02$ . Задачу можно свести к предыдущей, предварительно выполнив конформное преобразование  $D_z$ -области (т.е. области вне железа (рис. 2,а)) на  $D_\omega$ -область в виде верхней полуплоскости (рис.2,б). Цель отображения — расчет индуктивностей УЭВ для веерной схемы замещения, инвариантных относительно конформных отображений. В данной работе использовано конформное преобразование *методом фундаментальной области*, в качестве которой была взята вся  $z$ -плоскость вне подошвы  $A_1 A_2$  [16]. Токовые нити отобразились в точки  $\omega_{j1} = (2,346+j0,430) \cdot 10^{-5}$ ,  $\omega_{j2} = (0,297 + j0,027) \cdot 10^{-5}$ ,  $\omega_{j3} = (0,351 + j0,024) \cdot 10^{-5}$ ,  $\omega_{j4} = (0,985 + j0,044) \cdot 10^{-5}$   $D_\omega$ -области. Как и в предыдущем примере полоса была расщеплена на  $n = 184$  одинаковых ЭП прямоугольного сечения площадью  $S_k = a_k \times b_k = 0,652 \times 3 \cdot 10^{-6}$  м<sup>2</sup>. Координаты центров сечений ЭП в  $D_z$ -области ( $z_k$ ) и в  $D_\omega$ -области

Расчет вихревых токов в левитирующей полосе (рис.2,а,в) при  $\delta = 0,0085$  м

$k$	1	2	3	...	184
$10^2 \cdot z_k$ , м	$-5,967+j1,0$	$-5,902+j1,0$	$-5,837+j1,0$	...	$5,967+j1,0$
$10^5 \cdot \omega_k$	$1,429+j1,374$	$1,422+j1,398$	$1,415+j1,424$	...	$0,897+j0,156$
$10^4 \cdot \omega_k^*$	$-0,927+j3,693$	$-1,065+j3,840$	$-1,219+j3,991$	...	$0,380+j0,208$
$10^7 \cdot G_k$	3,109	3,254	3,408	...	0,354
$10^7 \cdot L_k$ , Гн	12,233	12,203	12,172	...	14,320
$10^7 \cdot M_{k,1}$ , Гн	12,233	12,326	11,978	...	10,685
$10^7 \cdot m_{k,185}$ , Гн	10,582	10,568	10,554	...	10,652
$\dot{I}_k$ , А	$-6,160-j16,783$	$-6,338-j16,559$	$-6,460-j16,346$	...	$-6,156-j16,775$
$\delta_k$ , А/мм <sup>2</sup>	9,137	9,062	8,984	...	9,133

ти ( $\omega_k$ ) приведены в табл.2. Там же представлены значения производной отображающей функции  $\omega'(z_k)$  в этих точках. Собственная индуктивность  $k$ -го УЭВ вычислялась по формуле

$$L_k \equiv M_{kk} = (\mu_0 l_0 / 2\pi) \cdot [\ln(1/G_k) + \ln(1/D_{kk})],$$

где  $G_k = |\omega'(z_k)| g_k$  — СГР площади сечения ЭП от самой себя в  $D_z$ -области, а  $g_k = 0,2236(a_k+b_k) = 8,166 \cdot 10^{-4}$  м — то же в  $D_z$ -области;  $D_{kk'} = |\omega_k - \omega_{k'}|$ .

Кроме значений  $G_k$  и  $M_{kk}$  в табл.2 приведены также некоторые результаты расчета взаимных индуктивностей  $M_{kq}$  ( $k, q = 1, \dots, n, k \neq q$ ) с использованием выражения

$$M_{kq} = (\mu_0 l_0 / 2\pi) \cdot [\ln(1/D_{kq}) + \ln(1/D_{qk})],$$

где  $D_{kq} = |\omega_k - \omega_q|$ ;  $D_{qk} = |\omega_k - \omega_q^*|$ .

Значения  $M_{kq}$  рассчитывались по этой же формуле для  $k = 1, \dots, n$  и  $q = n+1, \dots, n+N_S$ .

Активное сопротивление каждого ЭП равно  $R_k = l_0 / (\gamma S_k) = 3,505 \cdot 10^{-3}$  Ом.

Результаты решения системы уравнений (5), (6) при  $s = 1$  представлены в табл.2 токами ЭП  $I_k$  и плотностями токов в пределах сечений ЭП  $\delta_k = |\dot{I}_k| / S_k$ .

Суммарное ЭМУ на полосу, вычисленное по формуле (11), получилось равным  $F_{\delta=0,0085} = +j4,979$  Н =  $+j508$  Г. Кривая зависимости ЭМУ от зазора при заданном токе в проводниках индуктора  $I_{\text{витка}} = 5$  А представлена на рис.2,г кривой 3, отличающейся от кривой 1, полученной экспериментально, менее чем на 5%.

**Пример 3.** Для иллюстрации процедуры совместного вычисления сил тяги и левитации с применением конформных преобразований рассмотрим идеализированную модель ТС (рис.1,б), область  $D_z$  которой является

ется (в отличие от  $D_z$ -области на рис.1,а) односвязной, весьма просто отображающейся на верхнюю  $\omega$ -полуплоскость ( $D_\omega$ -область) при помощи функции  $\omega(z) = \exp(\pi z/\delta)$ . Даные расчетной модели: число фаз и полюсов индуктора  $m = 3$  и  $2p = 4$ ; частота тока индуктора  $f_1 = 600$  Гц; полюсное деление  $\tau = 0,12$  м. Синхронная скорость  $v_c = 2f_1\tau = 144$  м/с. Проводимость немагнитной полосы  $\gamma = 10^6$  См/м, а ее толщина  $h = 0,012$  м и расчетная длина  $l_2 = 0,8$  м. Ширина воздушного зазора между магнитопроводами  $\delta = 0,024$  м. Число пазов  $N_S = 15$ . Обмотка индуктора простая петлевая ( $q = 1$ ) с полу заполненными концевыми пазами: в трех крайних пазах слева и справа расположено по одной токовой нити, тогда как в остальных девяти пазах их по две. Поэтому амплитуда линейной нагрузки индуктора  $A = \sqrt{2}(6J + 9 \cdot 2J)/(5\tau)$ , где  $J$  — действующее значение тока фазы. Комплексы токов фаз  $\dot{J}_A = J$ ;  $\dot{J}_B = J \exp(-j2\pi/3)$ ;  $\dot{J}_C = J \exp(j2\pi/3)$ .

При  $J = 2500/\sqrt{2}$  А амплитуда линейной токовой нагрузки индуктора  $A$  равна  $10^5$  А/м, что соответствует значению, принятому в примере [3, с.88].

Для наглядности решения представим его отдельными этапами, численные результаты которых при  $s = 1$  частично сведены в табл.3.

**Этап 1.** Деление сечения проводящего полотна  $l_2 \times h$  (рис.1,б) на  $n = 75 \times 2 = 150$  одинаковых прямоугольных элементов ( $a_i = l_2/75 \approx 0,0107$  м,  $b_i = h/2 = 0,006$  м) с площадями  $S_i = a_i \times b_i = 6,4 \cdot 10^{-5}$  м<sup>2</sup>. Номера ( $i$ ) и координаты ( $z_i$ ) центров сечений ЭП приведены в табл.3.

**Этап 2.** Расчет активных сопротивлений ЭП на единицу ширины полотна:

Таблица 3

Расчет вихревых токов и ЭМУ в проводящей полосе (рис.1,б) при скольжении  $s = 1$ 

$i$	1	2	...	149	150
$z_i \cdot 10^{-1}$ , м	$-3,947+j0,09$	$-3,840+j0,09$	...	$3,840+j0,03$	$3,947+j0,08$
$\omega_i$	$1,401 \cdot 10^{-23}+j3,382 \cdot 10^{-23}$	$5,660 \cdot 10^{-23}+j1,366 \cdot 10^{-22}$	...	$6,246 \cdot 10^{21}+j2,587 \cdot 10^{21}$	$2,524 \cdot 10^{22}+j1,045 \cdot 10^{22}$
$ \omega'_i $	$4,792 \cdot 10^{-21}$	$1,936 \cdot 10^{-20}$	...	$8,850 \cdot 10^{23}$	$3,576 \cdot 10^{24}$
$G_i$	$1,786 \cdot 10^{-23}$	$7,215 \cdot 10^{-23}$	...	$3,298 \cdot 10^{21}$	$1,333 \cdot 10^{22}$
$L_i \cdot 10^5$ , Гн/м	2,069	2,013	...	-1,991	-2,047
$M_{i,1} \cdot 10^5$ , Гн/м	2,069	2,013	...	-2,011	-2,066
$m_{i,151} \cdot 10^5$ , Гн/м	1,466	1,466	...	-2,011	-2,066
$I_k$ , А	$2,971+j0,145$	$2,988+j0,917$	...	$-1,168-j4,651$	$-2,091-j4,038$
$\delta_i \cdot 10^2$ , А/мм <sup>2</sup>	4,647	4,884	...	7,493	7,106
$F_{\omega i}$	$1,007 \cdot 10^{17}-j1,023 \cdot 10^{17}$	$1,556 \cdot 10^{16}-j7,856 \cdot 10^{16}$	...	$3,996 \cdot 10^{-27}+j8,819 \cdot 10^{-28}$	$2,878 \cdot 10^{-28}-j1,456 \cdot 10^{-29}$
$F_{z_i} \cdot 10^3$ , Гн/м	-0,384-j0,633	-1,418-j0,860	...	3,265-j0,632	0,660-j0,442

$$R_i = 1/(\gamma S_i) = 1,563 \text{ Ом/м.}$$

Этап 3. Определение СГР площадей  $S_i$  от самих себя в исходной области  $D_z$ :

$$g_i = 0,2236 (a_i + b_i) = 3,727 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Этап 4. Определение координат  $\omega_i$  точек (в которые отображаются центры сечений ЭП  $z_i$ ) и значений производных отображающей функции в этих точках по формулам

$$\begin{aligned} \omega_i &= \exp(\pi z_i/\delta); \quad \omega'_i = (\pi/\delta)\exp(\pi z_i/\delta) = \\ &= (\pi/\delta)\omega_i; \quad \omega''_i = (\pi/\delta)^2\omega_i; \quad \omega''_i/\omega'_i = \pi/\delta. \end{aligned}$$

В табл.3 кроме значений  $\omega_i$  приведены также значения модуля производной  $|\omega'_i|$ . На этом же этапе определяются координаты  $\omega_i$  точек, в которые отображаются токовые нити индуктора.

Этап 5. Вычисление СГР площадей сечений ЭП от самих себя в  $D_\omega$ -области по формуле

$$G_i = |\omega'(z_i)| g_i.$$

Этап 6. Выбор положения 0-нити  $z_0$  и расчет собственных условных индуктивностей УЭВ (на единицу ширины полосы). Если принять  $z_0 = \infty$ , то соответствующая ей точка на плоскости  $\omega$  окажется также в бесконечности, что позволит вычислять эти индуктивности по формуле

$$L_i \equiv M_{ii} = (\mu_0/2\pi) \cdot [\ln(1/G_i) + \ln(1/D_{ii})],$$

где  $D_{ii} = |\omega_i - \omega'_i|$ .

Согласно данным табл.3 для первого ЭП имеем

$$G_1 = 1,786 \cdot 10^{-23}; \quad D_{1,1} = |\omega_1 - \omega'_1| = 6,764 \cdot 10^{-23}.$$

Следовательно,

$$L_1 \equiv M_{1,1} = (\mu_0/2\pi) \cdot [\ln(1/1,786 \cdot 10^{-23}) + \\ + \ln(1/6,764 \cdot 10^{-23})] = 2,069 \cdot 10^{-5} \text{ Гн/м};$$

$$j\omega L_1 \equiv j\omega M_{1,1} = j2\pi 600 L_1 = j7,798 \cdot 10^{-2} \text{ Ом/м.}$$

Аналогичным образом вычисляются значения  $L_i$  и  $j\omega L_i$  для всех 150 ЭП (табл.3).

Этап 7. Расчет взаимных условных индуктивностей  $M_{ij}$  между УЭВ ( $i, j = 1, \dots, n$ , причем  $i \neq j$ ):

$$M_{ij} = (\mu_0/2\pi) \cdot [\ln(1/D_{ij}) + \ln(1/D_{ji})].$$

Для примера в табл. 3 иллюстрируются значения  $M_{ij}$  при  $j = 1$ .

Этап 8. Расчет взаимных условных индуктивностей  $m_{ij}$  между УЭВ и условными катушками индуктора ( $i=1,\dots,n$ ;  $j=n+1,\dots,n+N_S$ ):

$$m_{ij} = (\mu_0/2\pi) \cdot [\ln(1/D_{ij}) + \ln(1/D_{ji})].$$

Для примера в табл. 3 иллюстрируются значения  $m_{ij}$  между УЭВ и первой условной катушкой индуктора с общим порядковым номером  $j = n+1 = 150+1 = 151$ .

Этап 9. Расчет матрицы-столбца ЭДС  $E_i$  по формуле (3).

Этап 10. Формирование и решение системы уравнений (5), (6) при  $s = 1$ . Порядок системы равен  $n+1 = 151$ . Приведенные в табл.3 приближенные значения плотности

тока в пределах сечения  $i$ -го ЭП вычислены по формуле  $\delta_i = I_i / S_i$ .

**Этап 11.** Расчет ЭМУ, действующего на проводящее полотно. Вначале рассчитываются силы  $F_{\omega i}$  ( $i = 1, \dots, n$ ), действующие на каждый ЭП в  $\omega$ -полуплоскости по формуле вида (16). Далее определяются ЭМУ, действующие на ЭП в области  $D_2$ , по формуле (10), которая в рассматриваемом случае принимает вид

$$F_{zi} = (\pi/\delta) \cdot [F_{\omega i} \omega_i^* - (\mu_0 I_i^2 / 4\pi)]. \quad (17)$$

В итоге по формуле (11) подсчитывается сила, действующая на единицу ширины полосы (полотна):

$$F_{\text{пол}} = (1409 - j1611) \text{ Н/м.}$$

**Этап 12.** Расчет ЭМУ, действующего на экипаж, по формуле (12). Здесь достаточно взять интеграл вдоль линии, проходящей по середине зазора между полотном и индуктором, с началом на одну секцию слева от индуктора и концом на одну секцию справа от него. В рассматриваемом случае ЭМУ

$$F_{\text{эк}} = (-1409 + j1240) \text{ Н/м.}$$

Из последних результатов следует, что сила тяги  $F_t = |F_x| = 1409 \text{ Н/м}$ , сила левитации (подвески)  $F_l = 1611 \text{ Н/м}$ , а сила притяжения магнитопроводов  $|F_\mu| = |-1611 + 1240| = 351 \text{ Н/м}$ .

**Этап 13.** Расчет ЭМУ при скольжениях  $s \neq 1$ , для чего повторяются расчеты, начиная с этапа 8.

Результаты расчета ЭМУ при различных скольжениях представлены графически на рис.3. Там же для сравнения приведены идеальные кривые ЭМУ из [3], полученные в результате аналитического расчета электромагнитного поля ТС в предположении о синусоидальном характере распределения токового слоя индуктора. Из анализа рис. 3 следует, что кривые, полученные с помощью рассмотренной методики, в целом повторяют зависимости ЭМУ от скольжения, рассчитанные в [3]. Особый интерес представляет "близость" кривой 3, рассчитанной с использованием выражения (17), и кривой 5, найденной с помощью энергетического соотношения (9). Их расхождение в диапазоне изменения скольжения от 1 до 0,2 составляет около 10%, что косвенно подтверждает возможность применения веерной схемной модели для приближенных расчетов ТС при небольших скольжениях. Следует отметить и сходный характер распределения  $y$ -состав-

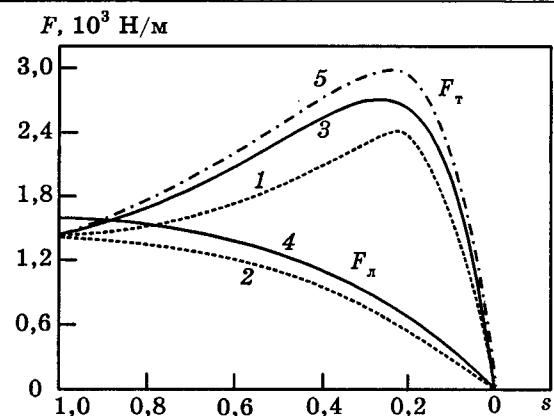


Рис.3. Зависимости сил тяги  $F_t$  и левитации  $F_l$  от скольжения в системе (рис.1,б), полученные:

1, 2 — в [3, с. 89, 91] для идеализированной ТС; 3, 4 — расчетом с использованием формулы (17); 5 — расчетом по формуле (9)

ляющей вектора магнитной индукции вдоль оси  $x$  в воздушном зазоре, рассчитанного при скольжении  $s = 0,1$ , с аналогичными зависимостями для идеализированной модели ТС, приведенными в [1, с.166] и [3, с.91]: поле как бы "вытягивается" у сбегающего края полотна и резким фронтом падает у набегающего.

#### Выводы

1. Методологическое значение веерных схем замещения заключается в простоте интерпретации физических процессов в массивных проводниках при переменном токе с использованием понятий о собственных и взаимных индуктивностях элементарных витков на постоянном токе.

2. Изложенный алгоритм позволяет свести задачи по расчету вихревых токов, сил левитации и тяги в плоскопараллельных полях к формированию и расчету простейших схемных моделей.

3. Предложенная методика потенциально точнее методов конечных разностей и конечных элементов, так как требует дискретизации не всей области поля, а лишь сечений массивных проводящих элементов системы.

4. Сравнение результатов расчетов и экспериментов в целом подтверждает достоверность методики в рамках принятых допущений.

#### Список литературы

1. Торитон Р. Наземный транспорт 80-х годов. М.: Мир, 1974.
2. Высокоскоростной наземный транспорт. Тематический номер // Изв. вузов. Электромеханика. 1977. № 8. С. 843—900.

3. Насар С.А., Болдеа И. Линейные тяговые электрические машины. М.: Транспорт, 1981.
4. Кочетков В.М., Ким К.И., Трещев И.И. Теория электродинамической левитации. Основные результаты и дальнейшие задачи//Изв. АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1981. № 1. С. 72—91.
5. Байко М.А., Кочетков В.М. Система левитации и тяги на переменном токе//Изв. вузов. Электромеханика. 1985. № 11. С. 40—47.
6. Байко М.А., Хожаинов А.И. Конденсаторный способ пуска ВСНТ с комбинированной системой левитации и тяги на переменном токе//Электричество. 1991. № 4. С. 21—25.
7. Байко М.А., Милютин В.А. Инженерная методика расчета сил, действующих на транспортную установку с комбинированной системой левитации и тяги на переменном токе//Изв. вузов. Электромеханика. 1994. № 1—2. С. 112—114.
8. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Метод анализа поверхностного эффекта в прямолинейных проводниках с учетом влияния идеальных экранов//Электричество. 1994. № 2. С. 29—38.
9. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Учет влияния экранов на вытеснение тока в прямолинейных токоведущих элементах // Изв. РАН. Сер. Энергетика. 1994. № 5. С. 116—124.
10. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Электродинамические усилия в экранированных токопроводах//Изв. вузов и ЭО СНГ. Энергетика. 1996. № 7—8. С. 27—33.
11. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Схемы замещения для анализа переходных процессов в прямолинейных токопроводах с учетом поверхностного эффекта//Электротехника. 1995. № 12. С. 19—23.
12. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Поверхностный эффект в прямолинейной токоведущей системе при разряде емкостного накопителя//Изв. РАН. Сер. Энергетика. 1997. № 6. С. 111—123.
13. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Динамика скин-эффекта при разряде емкостного накопителя через прямолинейные шины//ЖТФ. 1997. Т. 67. № 7. С. 1—7.
14. Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Переходные процессы в токопроводах с массивными стальными шинами//Электротехника. 1997. № 10. С. 40—47.
15. Шакиров М.А. Механические проявления электрических и магнитных полей конформно связанных областей // Электричество. 1994. № 11. С. 67—73.
16. Шакиров М.А. Интегральные схемы замещения конформных отображений односвязных областей плоскопараллельных полей//Изв. РАН. Сер. Энергетика. 1995. № 5. С. 116—124.

**ШАКИРОВ** Мансур Акмелович — профессор кафедры теоретических основ электротехники электромеханического факультета Санкт-Петербургского государственного технического университета (СПбГТУ). В 1961 г. закончил электромеханический факультет ЛПИ. В 1980 г. защитил докторскую диссертацию по теме “Разработка основ общей теории преобразований сложных электрических цепей и применение ее к диакоптике”.

**КИЯТКИН** Родион Петрович — доцент кафедры теоретических основ электротехники электромеханического факультета (СПбГТУ). Закончил в 1971 г. электромеханический факультет ЛПИ. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме “Разработка методик моделирования и машинного расчета электростатических полей в кусочно-однородных средах”.

## Регулируемый экономичный электропривод для станков-качалок малодебитных скважин

КАСИМОВ Л.Н., ШАНЬГИН Е.С., кандидаты техн.наук

Уфимский технологический институт сервиса

Применяемый в настоящее время на всех промыслах асинхронный привод станков-качалок не предусматривает регулирования частоты вращения электродвигателя. Между тем, условия эксплуатации глубинно-насосной установки требуют применения регулируемого электропривода. Можно отметить несколько факторов, влияющих на потребность в регулируемом приводе.

Во-первых, в начальный период эксплуатации скважины должен быть установлен оптимальный режим отбора жидкости, обусловленный геологическими и технико-экономическими факторами. Для установления такого режима необходимо плавно изменять частоту качаний балансира, соответственно

меняя темпы отбора жидкости из скважин и определяя ее дебит при каждом новом положении динамического уровня.

Во-вторых, с течением времени по мере использования насоса производительность скважины начинает уменьшаться, все больше отклоняясь от оптимальной. Длительная работа скважины в оптимальном режиме может быть обеспечена, если по мере износа насоса будет соответственно увеличиваться частота качаний станка-качалки.

В настоящее время скважину останавливают и насос извлекают из нее для ремонта при уменьшении коэффициента подачи насоса в 2 раза против начального значения. При регулируемом электроприводе возмож-

но увеличение межремонтного периода работы насоса и сокращение времени простое скважины, обусловленных необходимостью смены насоса.

В-третьих, имеются такие скважины, на которых необходимо постепенно увеличивать частоту качаний после пуска скважины вследствие большого содержания песка в откачиваемой жидкости.

Смена шкивов не дает возможности плавно изменять частоту качаний, вызывает простои скважины на время перестановки шкивов и может приводить к нежелательным изменениям режима скважины.

Правильный выбор мощности электродвигателей станков-качалок имеет большое значение, так как от этого зависят показатели глубинно-насосной установки: условия самозапуска двигателей, число ходов плунжера насоса, КПД и  $\cos\phi$  двигателя, удельный расход электроэнергии, надежность эксплуатации, потери питающей сети. Сравнение установленных и расчетных мощностей двигателей показывает, что запас установленной мощности колеблется от 1,5 до 4,5, что не оправдывается никакими эксплуатационными характеристиками установок [1].

В Уфимском технологическом институте сервиса для полномасштабной проверки биротативного электропривода замкнутого типа проведена работа по разработке технического проекта автоматического регулируемого биротативного электропривода мощностью 17 кВт, получившего наименование АРБЭ-01-17 [2,3]. Проведены необходимые инженерные расчеты, разработан комплект конструкторской документации, изготовлен и испытан на стенде опытный образец привода.

Привод собран на основании 1 (рис.1), представляющем собой сварную раму из швеллеров. На основании установлен передний подшипниковый узел 2, в котором размещается выходной вал, соединенный со статором биротативного двигателя 3. На противоположном конце статора размещен коллектор 4, предназначенный для подвода трехфазного электропитания. Статор и ротор двигателя 3 через редуктор 5 соединены с дисками 6 фрикционного вариатора. Двигатель 3 закрыт кожухом 7. Диски вариатора 6 объединены в единую кинематическую цепь фрикционными роликами 8, прижимающимися к дискам 6 с помощью подвижного рычага 9, перемещающегося по направ-

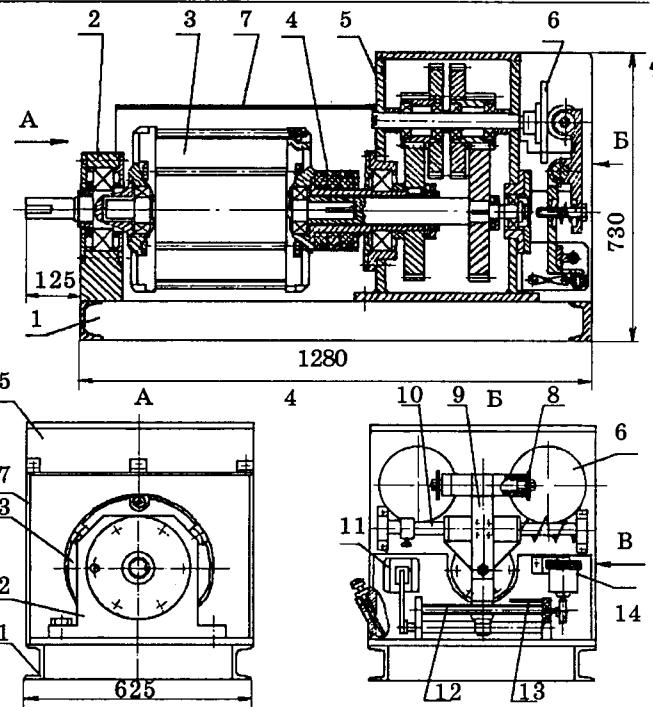


Рис.1. Электропривод АРБЭ-01-17

ляющей 10. С помощью электромагнита 11, ходового винта 12 и сервопривода 14 осуществляется перемещение рычага 9. Шток 13 служит для ограничения перемещения рычага 9 вдоль направляющей 10. Редуктор 5 служит для увеличения частоты вращения ротора и статора до максимальной частоты 1000 об/мин, что необходимо для соответствующего снижения передаваемого фрикционным вариатором крутящего момента и, следовательно, повышения надежности вариатора. В качестве биротативного двигателя использован асинхронный двигатель АОЛ2-71-6У2 (мощность 17 кВт, nominalная частота вращения 960 об/мин).

Привод работает следующим образом.

В начальный момент времени рычаг 9 с фрикционными роликами 8 находится в крайнем левом положении (рис.1, Б). При этом левый ролик 8 касается левого диска 6 в его центре, а правый ролик 8 касается правого диска 6 на его периферии. Оба ролика 8 находятся в не прижатом к дискам 6 состоянии. При подаче электропитания на коллектор 4 одновременно с двигателем 3 включаются электромагнит 11 и сервопривод 14.

Электромагнит 11 через рычажную систему приподнимает рычаг 9, соединяя его с ходовым винтом 12 и создавая одновременно на роликах 8 необходимое усилие прижатия.

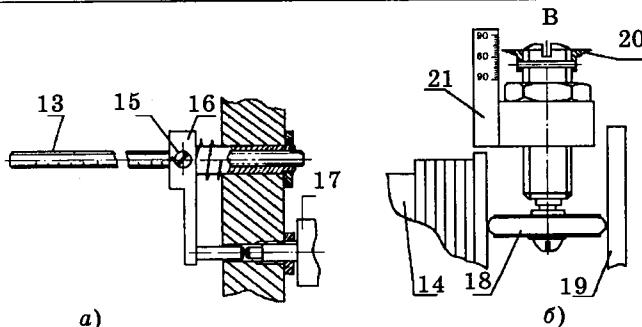


Рис.2. Регулировки частоты вращения выходного вала (а) и времени пуска (б) привода

Вследствие того, что левый ролик 8 касается левого диска 6 в его центре, этот диск, соединенный через редуктор 5 с ротором двигателя 3, вращается свободно, не передавая вращения на ролик 8. Поскольку левый ролик 8 неподвижен, правый ролик, жестко связанный с левым через вал, также неподвижен. Поэтому правый диск 6 неподвижен вместе со статором двигателя 3. Сервопривод 14 через ходовой винт 12 начинает медленно перемещать рычаг 9 с роликами 8 вправо, изменяя тем самым передаточное отношение между дисками 6, при этом уменьшается частота вращения ротора двигателя 3 и увеличивается на это же значение частота вращения статора с выходным валом. Перемещение продолжается до тех пор, пока рычаг 9 не упрется в шток 13, который в свою очередь выключит с помощью выключателя 17 (рис.2, а) сервопривод 14.

К регулируемым рабочим параметрам привода относятся частота вращения выходного вала двигателя и время пуска до достижения выходным валом заданной частоты вращения. Регулировка частоты вращения (установка стационарной скорости) осуществляется путем изменения длины штока 13 (рис.2, а). Для установки необходимой частоты вращения выходного вала с помощью отвертки ослабляется винт 15 на втулке 16, по шкале на штоке 13 устанавливается необходима частота вращения (шкала отградуирована в оборотах в минуту), после чего винт 15 затягивается, закрепляя положение штока 13 относительно втулки 16. Во время пуска привода рычаг 9 (рис.1, Б), перемещаясь по ходовому винту 12, достигает положения, соответствующего установленной частоте вращения привода, после чего он упирается в шток 13, передавая усилие нажатия через втулку 16 на микровыключатель 17, размыкая тем самым цепь элект-

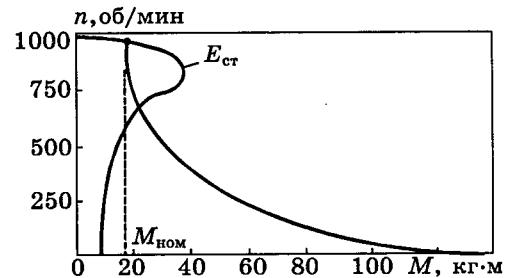


Рис.3. Механическая характеристика привода АРБЭ-01-17

ропитания серводвигателя 14.

Регулирование времени пуска привода осуществляется путем изменения передаточного отношения вариатора биротативного сервопривода 14 (рис.2, б). Передаточное отношение между диском вариатора 19 и серводвигателем 14 изменяется перемещением фрикционного ролика 18 с помощью винтовой оси, снабженной указателем 20. Вращая отверткой винт, устанавливаем указатель 20 против нужного деления на шкале 21. Шкала отградуирована в секундах. Установленное по шкале значение соответствует времени от момента подачи электропитания до достижения установленной частоты выходного вала в секундах.

Стендовые испытания привода АРБЭ-01-17 позволили установить следующие технические параметры:

Мощность привода (max), кВт .....	17
Напряжение питания, В .....	380
Диапазон регулирования частоты вращения, об/мин .....	0—960
Диапазон изменения крутящего момента, кг·м .....	17,6—124
Режим работы .....	Автоматический
Тип регулирования .....	Электромеханический, без изменения параметров электропитания

Проведенные экспериментальные исследования позволили получить механическую характеристику привода (рис.3), откуда видно, что пусковой момент привода в начале движения намного превышает пусковой момент асинхронного двигателя, использованного в качестве биротативного.

#### Выходы

1. Механическая характеристика биротативного привода замкнутого типа с вариатором позволяет производить пуск двигателя без нагрузки, а подключение нагрузки —

плавно, без перегрузки двигателя. Это дает возможность повысить надежность привода, уменьшить мощность двигателя до расчетного значения при 100%-й загрузке его на стационарном режиме.

2. Для биротативных автосинхронных приводов характерно увеличение крутящего момента на выходном валу при уменьшении частоты вращения, что позволяет отнести их к приводам с постоянной мощностью во всем диапазоне регулирования частоты вращения, в которых устранены непроизводительные потери электроэнергии (расчетная годовая экономия электроэнергии при замене асинхронного двигателя станка-качалки мощностью 35 кВт представленным биротативным приводом составляет 8750 кВт·ч).

3. Применение автосинхронной замкнутой схемы построения привода позволяет обеспечить полную загрузку двигателя на всех рабочих режимах путем изменения частоты вращения выходного вала за счет изменения передаточного отношения синхронизатора.

#### Список литературы

1. Дибиров С.М. Увеличение коэффициента загрузки электродвигателей приводов станков-качалок и технико-экономические аспекты оптимизации потребления электроэнергии в системе нефтепромыслового электроснабжения//Электротехника. 1997. № 8. С.17—21.
2. Касимов Л.Н., Шаньгин Е.С. Биротативный электропривод//Электротехника. 1997. № 9. С.34—37.
3. А.с. 1274114 СССР. Регулируемый бесступенчатый электропривод переменного тока/Е.С.Шаньгин//Открытия. Изобретения. 1986. № 44.

## Безредукторный позиционный электропривод

САБИНИН Ю.А., доктор техн.наук, проф., ДЕНИСОВА А.В., инж.

*С.-ПбГ институт точной механики и оптики*

*Рассмотрены особенности работы безредукторного электропривода, достаточно широко используемого в настоящее время для прецизионных механизмов. Показаны его возможности по быстродействию, в частности, по длительности отработки заданного перемещения позиционным приводом. Установлены границы рационального применения безредукторного электропривода, определяемые его статической и динамической нагрузкой.*

Большинство современных механизмов и рабочих машин функционируют при частоте вращения рабочего вала менее 150—200 об/мин. Между тем номинальная частота вращения серийных электродвигателей не опускается ниже 500 и даже 1000 об/мин. Поэтому, как правило, между двигателем и валом рабочей машины вводится редуктор с передаточным отношением  $j=4\div 8$ . Однако использование его приводит к некоторым отрицательным результатам — снижению надежности работы установки из-за износа механических деталей: промежуточных валов, подшипников, зубчатых колес и увеличению погрешности, обусловленной зазорами в передаче и упругими деформациями.

В связи с этим для ряда механизмов предпочтительней оказывается использование безредукторного привода с непосредственным

сочленением двигателя и рабочей машины. Так как двигатель при этом должен работать при сниженной относительно номинального значения частоте вращения, то, естественно, осложняется охлаждение двигателя. В безредукторном приводе поэтому следует применять только двигатели с посторонним принудительным охлаждением.

Поскольку в безредукторном приводе двигатель недоиспользуется по частоте вращения, то, казалось бы, неизбежны существенный проигрыш в энергетических показателях привода, значительное снижение располагаемого момента и, соответственно, проигрыш в производительности. Однако при небольшой статической и динамической нагрузке, напротив, возможно даже улучшение динамики привода: возрастание ускорений при разгоне и торможении, соответ-

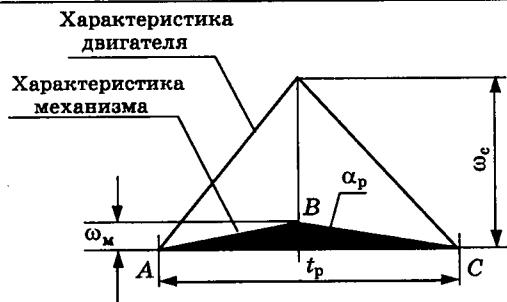


Рис.1.

ствующее сокращение длительности отработки заданного перемещения.

Вопрос о свойствах безредукторного привода и целесообразности его применения в прецизионных системах отработки перемещения рассмотрим на примере электропривода постоянного тока. При этом могут быть использованы простейшие выражения теории привода, соответствующие так называемым механическим переходным режимам. Полученные выводы, естественно, могут быть использованы и для современных приводов переменного тока, но в менее наглядной форме, так как зависимости тока, момента, скорости в этом случае приобретают нелинейный характер.

Будем полагать, что в исходном редукторном приводе использовалось оптимальное по быстродействию передаточное отношение редуктора и соответственно как двигатель, так и механизм работали по треугольному графику частоты вращения (рис.1).

Площадь треугольника  $ABC$  пропорциональна отрабатываемому пути. Длительность перемещения  $t_p$  определяется основанием треугольника  $AC$ . В режиме холостого хода

$$t_p = \frac{2J_d\delta}{M_d} \omega_c, \quad (1)$$

где  $J_d$  — момент инерции двигателя;  $\delta = 1,1 \div 1,15$  — коэффициент, учитывающий инерционные массы на валу двигателя: единичной муфты, тормозного диска и т.д.;  $\omega_c$  — максимальная частота вращения двигателя, соответствующая его номинальному режиму;  $M_d = M_{\text{ном}} \lambda_m$  — максимальный момент двигателя, используемый в переходных режимах и определяемый его перегрузочной способностью.

Перейдя к частоте вращения на оси двигателя, можем записать

$$t_p = \frac{2J_d\delta}{M_d} v\omega_m, \quad (2)$$

где  $\omega_m$  — максимальная частота вращения механизма;  $v$  — соотношение частот вращения двигателя в редукторном и безредукторном приводах, равное передаточному отношению редуктора  $j$ .

Тогда отрабатываемый путь

$$\alpha = \frac{\omega_m t_p}{2} = \frac{2J_d\delta}{M_d} v\omega_m \frac{\omega_m}{2} = \frac{J_d\delta v\omega_m^2}{M_d}. \quad (3)$$

В случае безредукторного привода за время разгона и торможения

$$t_{\text{п.б}} = \frac{2J_d\delta}{M_d} \omega_m \quad (4)$$

механизм будет проходить путь

$$\alpha_{\text{п.б}} = \frac{2J_d\delta\omega_m}{M_d} \frac{\omega_m}{2} = \frac{J_d\delta\omega_m^2}{M_d}. \quad (5)$$

Соответственно большая часть пути будет отрабатываться в установившемся режиме (рис.2) при постоянной частоте вращения  $\omega_m$

$$\alpha_{\text{н.ч}} = \alpha - \alpha_{\text{п.б}} = \frac{J_d\delta v\omega_m^2}{M_d} - \frac{J_d\delta\omega_m^2}{M_d} = \frac{J_d\delta\omega_m^2}{M_d} (v - 1). \quad (6)$$

Длительность вращения оси механизма с неизменной частотой

$$t_{\text{н.ч}} = \frac{\alpha_{\text{н.ч}}}{\omega_m} = \frac{J_d\delta\omega_m^2}{M_d} (v - 1). \quad (7)$$

Откуда полное время движения безредукторного привода

$$t_6 = t_{\text{п.б}} + t_{\text{н.ч}} = \frac{2J_d\delta\omega_m}{M_d} + \frac{J_d\delta\omega_m}{M_d} (v - 1) = \frac{J_d\delta\omega_m}{M_d} (v + 1). \quad (8)$$

Следовательно, выигрыш во времени при переходе к безредукторному приводу может быть оценен по соотношению

$$\tau = \frac{t_6}{t_p} = \frac{J_d\delta\omega_m}{M_d} (v + 1) / \frac{2J_d\delta\omega_m}{M_d} v = \frac{v + 1}{2v}. \quad (9)$$

Соответствующая характеристика, иллюстрирующая эту зависимость, представлена на рис.3. В предельном случае при  $v \rightarrow \infty$  можно иметь двукратный выигрыш во времени.

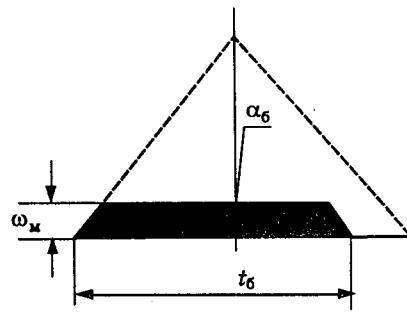


Рис.2.

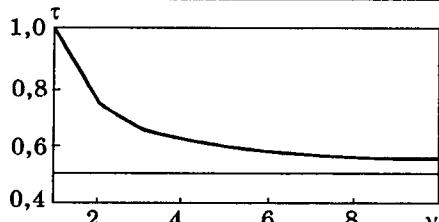


Рис.3.

Рассмотрим теперь общий случай, когда на оси механизма имеется как статическая, так и динамическая нагрузка. Обозначим момент трения на оси механизма как  $M_m$  и момент инерции  $J_m$ .

Уравнение моментов будет иметь вид

$$M_d - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt},$$

где

$$M_c = \frac{M_m}{j}; \quad J_{\Sigma} = J_d \delta + \frac{J_m}{j^2}.$$

Полагаем, что предельный момент  $M_d$ , развиваемый двигателем в переходных режимах, одинаков для разгона и торможения. При использовании редукторного привода длительность переходных процессов, т.е. разгона и торможения, а следовательно, и длительность перемещения равна

$$t_p = \frac{J_{\Sigma}}{M_d - M_c} \omega_c + \frac{J_{\Sigma}}{M_d + M_c} \omega_c = \frac{J_{\Sigma} \omega_c}{M_d} \left[ \frac{1}{1 - \frac{M_m}{j M_d}} + \right. \\ \left. + \frac{1}{1 + \frac{M_m}{M_d}} \right] = \frac{J_{\Sigma} \omega_c}{M_d} \left[ \frac{1}{1 - \frac{\mu}{j}} + \frac{1}{1 + \frac{\mu}{j}} \right] = \frac{2 J_{\Sigma} j^3 \omega_c}{M_d (j^2 - \mu^2)}. \quad (10)$$

Здесь  $M_m = M_c j$ ;  $\mu = M_m / M_d$ .

Развернув выражение для  $J_{\Sigma}$  и произведя дальнейшие преобразования, получим:

$$t_p = \frac{2 J_d \delta \omega_m (j^2 + \xi) j}{M_d (j^2 - \mu^2)}, \quad (11)$$

где

$$\xi = \frac{J_m}{J_d \delta}.$$

Как и ранее,  $j = v$  определяет соотношение частот вращения двигателя в редукторном и безредукторном приводах, т.е. можно записать

$$t_p = \frac{2 J_d \delta \omega_m (v^2 + \xi) v}{M_d (v^2 - \mu^2)}. \quad (12)$$

В безредукторном приводе  $j = 1$  и соответственно длительность переходных процессов разгона и торможения будет

$$t_{\text{п.6}} = \frac{2 J_d \delta \omega_m}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2}. \quad (13)$$

Значительную часть пути двигатель в безредукторном приводе будет отрабатывать с постоянной частотой вращения  $\omega_m$ . Полная длительность процесса

$$t_6 = \frac{2 J_d \delta \omega_m}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} + t_{\text{н.с.}}. \quad (14)$$

Определим, какой путь будет проходить рабочий орган механизма за время  $t_{\text{н.ч.}}$ . Перемещение в процессах разгона и торможения может быть определено из (12) при  $v = 1$ , т.е.

$$\alpha_{\text{п.6}} = \frac{2 J_d \delta \omega_m}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} \frac{\omega_m}{2} = \frac{J_d \delta \omega_m^2}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2}. \quad (15)$$

Полный путь может быть оценен исходя из условий работы редукторного привода:

$$\alpha_p = \frac{t_p \omega_m}{2} = \frac{2 J_d \delta \omega_m}{M_d} \frac{(v^2 + \xi) \omega_m}{v^2 - \mu^2} \frac{1}{2} = \frac{J_d \delta}{M_d} \omega_m^2 \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v. \quad (16)$$

Следовательно, за время установившегося движения будет отрабатываться путь

$$\alpha_{\text{н.ч.}} = \alpha_p - \alpha_{\text{п.6}} = \frac{J_d \delta \omega_m^2}{M_d} \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} - \frac{J_d \delta \omega_m^2}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} = \\ = \frac{J_d \delta \omega_m^2}{M_d} \left[ \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v - \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} \right]. \quad (17)$$

Соответственно длительность процесса движения с неизменной скоростью

$$t_{\text{н.ч.}} = \frac{\alpha_{\text{н.ч.}}}{\omega_m} = \frac{J_d \delta \omega_m}{M_d} \left[ \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v - \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} \right] \quad (18)$$

и полная длительность процесса

$$t_6 = \frac{2 J_d \delta \omega_m}{M_d} \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} + \frac{J_d \delta \omega_m}{M_d} \left[ \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v - \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} \right] = \\ = \frac{J_d \delta \omega_m}{M_d} \left[ \frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} + \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v \right]. \quad (19)$$

Выигрыш (или проигрыш) во времени при переходе на непосредственную механическую связь без редуктора

$$\tau = \frac{t_6}{t_p} = \frac{\frac{1 + \xi}{1 - \mu^2} + \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v}{2 \frac{v^2 + \xi}{v^2 - \mu^2} v} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(1 + \xi)(v^2 + \mu^2)}{(1 - \mu^2)(v^2 - \xi)v} + 1 \right]. \quad (20)$$

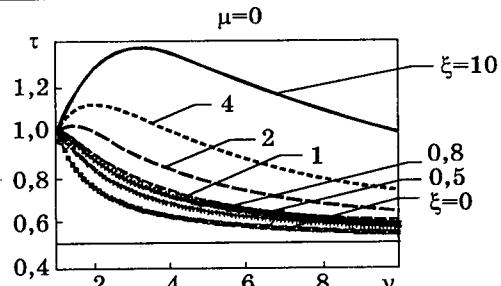


Рис.4.

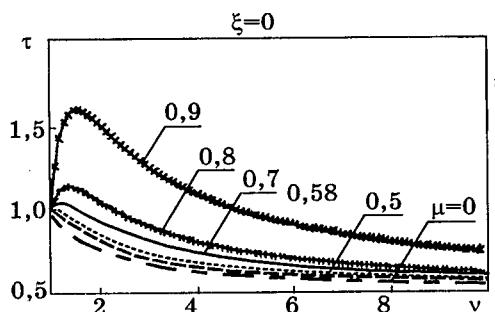


Рис.5.

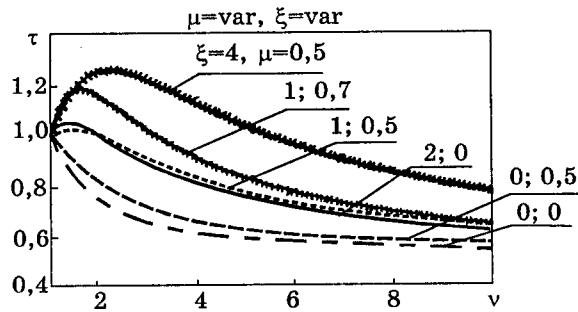


Рис.6.

Положив  $\xi = 0$  и  $\mu = 0$ , придем к формуле (9), полученной выше для режима XX. При  $v \rightarrow \infty$ , так же как и в режиме XX,  $\tau$  стремится к  $1/2$ , что легко показать, разделив числитель и знаменатель на  $v^2$ . На рис.4—6 построены графические зависимости  $\tau = f(v)$  при наличии на валу двигателя нагрузки — статической и динамической. При переходе в зону, где  $\tau > 1$ , естественно, получаем удлинение процессов отработки перемещения.

Интересно построить область, внутри которой  $\tau \leq 1$ , т.е. система с безредукторным приводом обладает большим быстродействием. Для этого целесообразно предварительно найти, при каких значениях  $v$  величина  $\tau$  проходит через максимум. При  $v = 1$   $\tau = 1$ , так как имеем непосредственное сочленение осей. Это следует из выражения (20). Случай  $v < 1$  вообще рассматривать не следует, так как при этом передаточное отношение должно быть повышающим, т.е. при  $v < 1$  следует иметь мультипликатор, который практически не используется.

Проанализируем зависимость  $\tau = f(v)$  при

$v > 1$ . Взяв производную  $\frac{d\tau}{dv}$  и приравняв нулю числитель полученного выражения, получим:

$$2v^2(v^2 + \xi) - (3v^2 + \xi)(v^2 - \mu^2) = 0.$$

Откуда

$$v_s = \sqrt{\frac{3\mu^2 + \xi}{2}} + \sqrt{\frac{(3\mu^2 + \xi)^2}{4} + \xi\mu^2}. \quad (21)$$

Отрицательные знаки исключены, так как соотношение частот вращения не может быть ни отрицательным, ни комплексным.

Как видно, полученное выражение соответствует оптимальному значению передаточного отношения редуктора в редукторном приводе, при котором обеспечивается треугольный график частоты вращения. Однако, как следует из рис.1, при этом создается минимальное ускорение механизма при разгоне и торможении. Выигрыш в скорости отработки здесь достигается за счет использования оптимальной диаграммы частоты вращения.

По выражению (21) построены характеристики (рис.7) для нахождения экстремального значения  $v_s$  по параметрам нагрузки, которые по своей сущности аналогичны характеристикам, используемым для определения  $j_{\text{опт}}$  [2]. Отличие состоит лишь в том, что они построены для малых значений  $v_s = j_{\text{опт}}$  и в иных координатных осях, а именно  $\xi$  и  $\mu$  при  $v = \text{const}$ . Такое начертание характеристик более удобно для последующих расчетов. Характеристики пересекаются с осями координат при

$$v_s = \sqrt{\frac{\xi}{2}} + \sqrt{\frac{\xi^2}{4}} = \sqrt{\xi} \quad (22)$$

и

$$v_s = \sqrt{\frac{3\mu^2}{2}} + \sqrt{\frac{(3\mu^2)^2}{4}} = \sqrt{3}\mu. \quad (23)$$

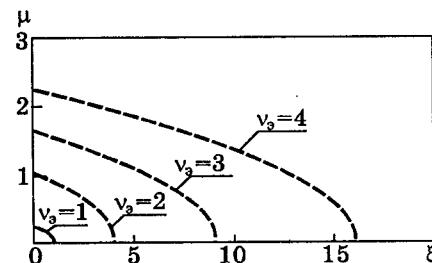


Рис.7.

Отсюда следует, что при  $v_s = 1$  максимальная ордината имеет значение  $\mu = 0,58$ , а абсцисса  $\xi = 1$ .

При разработке привода следует всегда ориентироваться на реально существующее значение  $v$ , т.е. действительное отношение номинальной частоты вращения двигателя и частоты вращения механизма. Однако при пуске и торможении напряжение, подводимое к двигателю, может отличаться от расчетного (номинального) и при этом длительность процессов будет изменяться, т.е.  $\tau$  будет несколько варьироваться. Наихудшие условия будем иметь при  $v = v_s$ , близком к 1, когда  $\tau$  приобретает экстремальное (максимальное) значение.

При больших значениях  $v$  облегчается функционирование привода за счет увеличения ускорения механизма при разгоне и торможении. Однако иметь большое значение  $v$  тоже недопустимо, так как при этом существенно возрастает мощность двигателя и энергетические показатели установки значительно ухудшаются. Как правило, в выбранной серии следует использовать двигатель, имеющий минимальную номинальную частоту вращения (желательно 500 об/мин). При малых  $v$ , приближающихся к 1, режимы работы приводов с редуктором и без него сближаются в результате увеличения нагрузки на оси двигателя редукторного привода, как статической, так и динамической, за счет уменьшения передаточного отношения редуктора. При  $v = 1$  как бы исключается редуктор — трансформатор моментов в редукторном приводе.

На рис.8 показана область, полученная при использовании формулы (20), внутри которой  $\tau \leq 1$ , т.е. безредукторный позиционный привод превосходит по быстродействию редукторный. Границы области рассчитаны для случая  $v = 3$ . Они пересекают оси в точках  $\mu = 0,77$  и  $\xi = 3$ . Следует иметь в виду, что при использовании показанной области нет полной гарантии непременного соблюдения условия  $\tau \leq 1$ . Это обусловлено тем, что при экстремальном значении  $v=v_s$ ,



Рис.8.

может быть выброс в значении  $\tau$ . Границы области, исключающей возможность выхода за пределы  $\tau = 1$ , найденные с учетом выражения (21), т.е. при  $v = v_s$ , показаны на рис.8 штриховой линией. В этом случае предельная нагрузка на оси двигателя не должна превышать  $\mu = 0,58$  и  $\xi = 1$ . С уменьшением  $v$  область  $\tau \leq 1$  сжимается.

В основном следует рассматривать поведение безредукторного привода при расчетных значениях  $v = \text{const}$ , хотя на длительность переходных процессов при вариациях напряжения влияет и  $v_s$ . Однако это влияние на  $\tau$  незначительно, так как переходные процессы протекают достаточно быстро. Исходя из геометрических соображений, пользуясь рис.2, можно записать  $\frac{t_6}{t_p} = \frac{1}{v}$ .

Влияние изменяющегося  $v$  в процессе разгона и торможения следует учитывать, используя  $v = v_s$ , лишь в дополнение к основному расчету, ориентированному на действительное значение  $v$ , которое обычно находится в пределах  $v = 2\div 4$ .

Следует также иметь в виду, что в большинстве случаев можно иметь значение  $\tau$ , несколько превышающее 1, полагая, что некоторое небольшое снижение быстродействия может быть компенсировано упрощением конструктивных свойств привода, исключением редуктора с его неизбежными зазорами и деформациями. В связи с этим на рис.9 построены границы областей не только для условия  $\tau = 1$ , но и для больших значений  $\tau$ . При этом для общности показаны даже характеристики при  $\tau = 2$  и  $\tau = \infty$ . Сплошными линиями нанесены характеристики для неизменного значения  $v$ , которое принято равным 3. Для утяжеляющих условий, когда  $v = v_s$ , границы областей показаны штриховыми линиями.

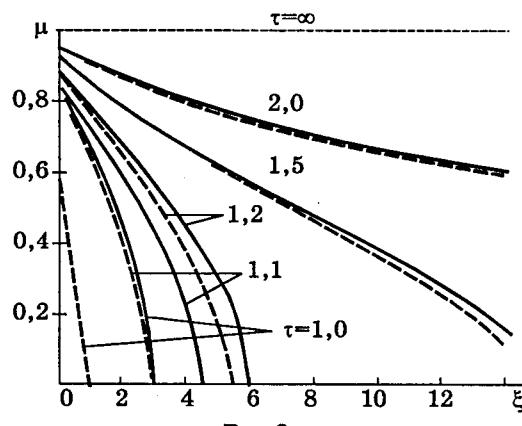


Рис.9.

Возможен еще один способ расширения допустимой зоны использования безредукторного привода — увеличение мощности двигателя со смещением по шкале габаритов на одну-две ступени. При этом все расчетные формулы сохраняются, необходимо лишь ввести дополнительные коэффициенты, учитывающие изменение момента двигателя и его момента инерции. Примем обозначения:

$$K_M = \frac{M_{d, \text{ном}}}{M_{d, \text{ном1}}} ; \quad K_J = \frac{J_d^2}{J_d^1} ; \quad \mu_2 = K_M \mu_1 ; \quad \xi_2 = K_J \xi_1 .$$

Здесь индексы с цифрой 1 относятся к двигателю меньшей мощности, с цифрой 2 — к двигателю следующего габарита. В выражениях для длительности переходных процессов и проходимого пути (1)–(19) следует использовать постоянный сомножитель, приобретающий вид:

$$\frac{J_d \delta \omega_M}{M_d} \frac{K_J}{K_M} . \quad (24)$$

Необходимо отметить, что этот путь не очень эффективен, так как с увеличением

номера габаритных размеров отношение  $\frac{M_d}{J}$ , характеризующее ускорение, обеспечиваемое при номинальных условиях в режиме ХХ, постепенно снижается. Соответствующие характеристики для некоторых серий двигателей постоянного тока, изготавливаемых в России [5], представлены на рис.10.

Как уже отмечалось, безредукторные приводы постоянного тока нашли применение для вспомогательных механизмов металлургического производства. Это вполне оправдано, так как соотношение частот вращения  $v$  для них невелико (2–3), а двигатели серии Д, предназначенные для этих механиз-

мов, имеют независимую, постороннюю вентиляцию. Для этих двигателей была сделана попытка [1] найти аналитическую зависимость для момента инерции от номинального момента в виде показательной функции. Однако это едва ли целесообразно, так как эта функция принципиально не является непрерывной и рациональнее находить коэффициенты  $K_M$  и  $K_J$  непосредственно по каталожным данным. При этом применительно к каждой серии необходимо ориентироваться на двигатели с лучшей геометрией [4], которые отмечаются в условном индексе машины буквой L (удлиненный якорь). Для этих двигателей  $K_M$  и  $K_J$  достаточно постоянны. Для серии 4П они близки к 2 ( $K_M = 1,9 \div 2$ ,  $K_J = 2 \div 2,3$ ). Вследствие того, что  $K_J > K_M$ , с ростом габаритных размеров машины их быстродействие снижается, ускорение падает. Если рассматривать все двигатели одного ряда ( $L$ ,  $M$ ,  $S$ ) для одной неизменной минимальной скорости, то коэффициент  $K_M$  будет и в этом случае изменяться незначительно (1,35–1,45), а коэффициент  $K_J$  варьировать в пределах 1,25–1,7. Для определения области использования безредукторного привода при допустимости перехода к следующему габаритному номеру с неизменной геометрией примем  $K_M = 1,95$ ,  $K_J = 2,15$ . При этом прежние значения для  $\mu$  и  $\xi$  для нового двигателя получим при уровнях нагрузки, превышающих начальные соответственно в  $K_M$  и  $K_J$  раз. Следовательно, границы относительного времени  $\tau = 1$  расширяются примерно в 2 раза. Однако второе обстоятельство, связанное с уменьшением ускорения, напротив, приведет к сужению границ  $\tau = 1$ . Рассчитать итоговую границу можно только для конкретного случая, так как влияние роста вращающего момента и момента инерции и уменьшения ускорения обусловлено различными физическими факторами.

Принципиально для улучшения динамики привода возможен переход и к третьему двигателю с еще большими габаритными размерами. Однако эффект такого мероприятия будет еще менее ощутим. Принципиально, переходя так к двигателям все больших размеров и мощности, в итоге придем к режиму квазихолостого хода, так как нагрузочные моменты (статические и динамические) будут весьма малы по сравнению с возможностями двигателя. В итоге получим двигатель непомерных габаритов. Ориентировочно момент двигателя растет пропорционально третьей степени линейных разме-

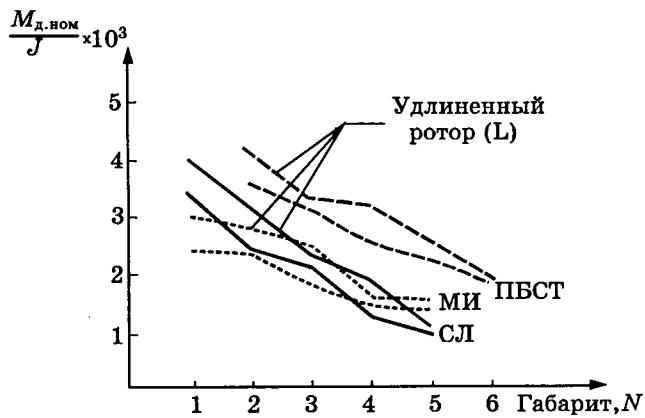


Рис.10.

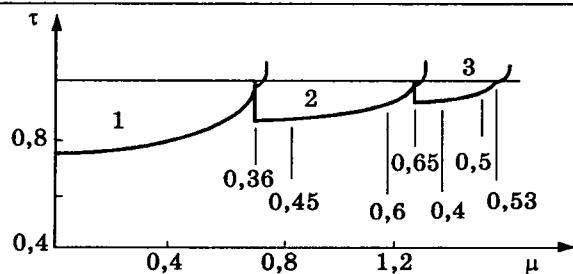


Рис.11.

ров двигателя, а момент инерции — пропорционально пятой степени [3]. Практически можно увеличить мощность двигателя предельно только на одну ступень. На рис.11 показано, как с ростом статического момента и соответственно относительного значения  $\mu$  изменяется достижимый эффект по увеличению быстродействия. Результативно только смещение на один габарит в сторону его увеличения. При построении графика принято исходное значение  $\mu = 0,1$ . В этом случае при  $\lambda = 2,5$  статический момент составляет 25% номинального момента двигателя. Относительное значение момента инерции взято равным  $\xi = 1,2$ . Соотношение частот вращения  $v = 4$ . Около характеристик показана и величина  $\mu$ , относящаяся к замещающему двигателю большего габарита. Он существенно недогружен. Отчетливо видно, что переход к третьему габариту практически бесполезен и вызывает только существенное увеличение затрат.

### Выводы

1. Для повышения надежности работы привода а также уменьшения влияния неизбежных дефектов в механической передаче для ряда прецизионных механизмов целесообразно использовать безредукторные электромеханические системы.

2. Достаточно высокое быстродействие безредукторного привода обусловлено повышенным ускорением оси механизма при непосредственном соединении ее с двигателем.

3. Соотношение номинальной частоты вращения двигателя и частоты вращения механизма не должно превышать трех-четырех. С ростом соотношения частот вращения быстродействие увеличивается; однако при этом непомерно возрастает масса двигателя, а следовательно, существенно увеличивается стоимость установки.

4. В безредукторном приводе целесообразно использовать двигатели с улучшенной геометрией, т.е. с удлиненным якорем.

### Список литературы

1. Исаев И.Н., Сазонов В.Г. Электропривод манипуляторов циклического действия. М.: Энергоатомиздат, 1994.

2. Чистов В.П., Бондаренко В.И., Святославский В.А. Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока. М.: Энергия, 1968.

3. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. С.-Пб.: Энергоатомиздат, 1994.

4. Сабинин Ю.А. Работа электропривода при переменном моменте инерции//Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990.

5. Справочник по электрическим машинам/Под ред. Копылова И.П., Клокова В.К. М.: Энергоатомиздат, 1988, 1989.

## КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

### Внутренние механические напряжения в изоляции высоковольтных кабелей и их влияние на электрическую прочность

ОВСИЕНКО В.Л., ШУВАЛОВ М.Ю., КРЮЧКОВ А.А., ТРОИЦКАЯ Г.А.

Существование внутренних (остаточных) механических напряжений ( $\sigma_i$ ) в экструдированной изоляции силовых кабелей установлено сравнительно давно. Наиболее известное проявление этого феномена — осевая усадка кабеля, происходящая при нагреве; такая усадка может привести к пробою концевых и соединительных муфт [1].

Данное явление сложно и сравнительно мало изучено; плохо изучено и влияние  $\sigma_i$

на электрическую прочность кабеля. Одна из основных проблем, возникающих при исследовании этого предмета, состоит в трудности раздельного учета действия каждого из технологически обусловленных факторов — морфологии изоляции,  $\sigma_i$  и дефектов — на электрическую прочность.

Цель данной статьи — представить некоторые методы и результаты изучения  $\sigma_i$  и их воздействия на электропрочностные ха-

рактеристики кабельной изоляции.

**Методы исследования внутренних напряжений.** На сегодняшний день наш опыт охватывает следующие методы:

- поляризационно-оптический;
- термомеханический анализ (TMA);
- метод сеток.

Поляризационно-оптический метод или метод фотоупругости давно и с успехом используется при исследовании механических напряжений в различных изделиях и конструкциях [2,3]. Мы применяем схему как плоского, так и кругового полярископа, используя в качестве источника монохроматического излучения либо Не-Не лазер (длина волны излучения  $\lambda = 633$  нм) либо галогенную лампу или лампу накаливания, снабженную узкополосным интерференционным светофильтром с  $\lambda = 546$  нм. Принципиальная схема установки в варианте кругового полярископа показана на рис.1. В том случае, когда требуются сравнительно большие увеличения, оптическая часть установки представляет собой поляризационный микроскоп.

Стоит отметить, что при необходимости получить картину интерференционных полос (изохром) во всем поперечном сечении изоляции или в значительной ее части применение лазера сталкивается с трудностью, вызванной неравномерностью интенсивности светового потока по сечению луча, поэтому при необходимости использования больших полей зрения предпочтение отдавалось

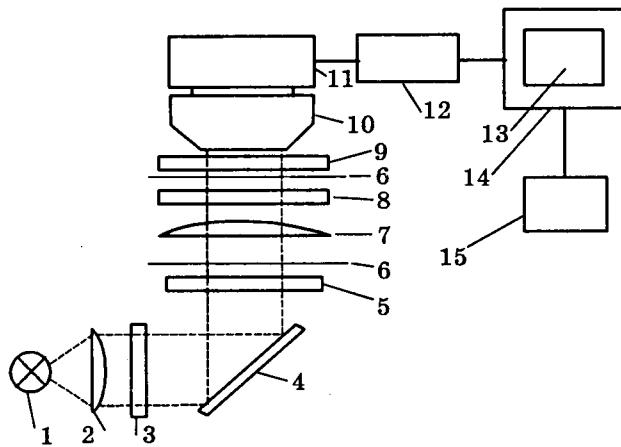


Рис.1. Принципиальная схема анализатора изображений, применяемого для изучения поля механических напряжений в кабельной изоляции:

1 — источник света (лампа или лазер); 2 — коллектор; 3 — светофильтр; 4 — зеркало; 5 — анализатор; 6 — четвертьвольновая пластинка; 7 — конденсатор; 8 — образец; 9 — анализатор; 10 — телекамера; 11 — аналоговый видеопроцессор; 13 — цифровой видеопроцессор; 14 — персональный компьютер; 15 — монитор

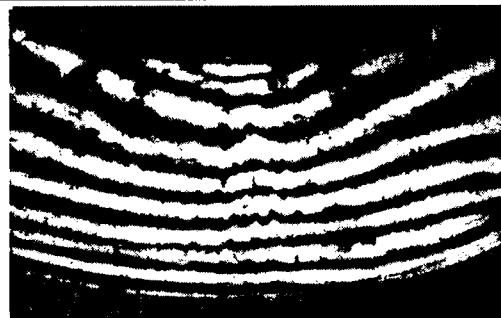


Рис.2. Пример картины изохром (интерференционных полос), отображающий поле внутренних механических напряжений в кабельной изоляции (в связи с тем, что картина изохром осесимметрична, на видеомикрографии показана лишь ее часть)

традиционным осветителям. В то же время, в тех практически важных случаях, когда можно ограничиться полями зрения порядка нескольких миллиметров и когда допустимо использовать оптику микроскопа, использование лазера оказалось вполне эффективно.

Применение метода фотоупругости для количественных исследований  $\sigma_i$  затруднено двумя факторами:

- наличием "собственного" двойного лучепреломления материала изоляции, существующего и в отсутствие  $\sigma_i$ ;
- невозможностью в общем случае определить порядок изохромы.

Поэтому основная цель наблюдений картины  $\sigma_i$  поляризационно-оптическим методом, т.е. картины полос — сравнительная оценка качественного характера распределения  $\sigma_i$  в изоляции в целом и в отдельных ее участках, выявление более или менее механически нагруженных кабелей или областей изоляционного слоя. Характеристиками поля  $\sigma_i$  при этом являются: общее количество полос, их местная концентрация и форма; степень симметрии и однородности распределения изохром. Пример картины полос приведен на рис.2.

Применение ТМА для исследования  $\sigma_i$  в кабельной изоляции известно [4], и задача состояла в отработке методики. Необходимую качественную и количественную информацию в рамках этого метода можно получить на основе термограмм, в том числе дифференциальных, а также по значениям коэффициента линейного теплового расширения  $\alpha$ .

Зависимости деформации образцов изоляции от температуры, полученные в рамках метода ТМА, содержат две составляющие: связанную с высвобождением  $\sigma_i$  и обусловленную

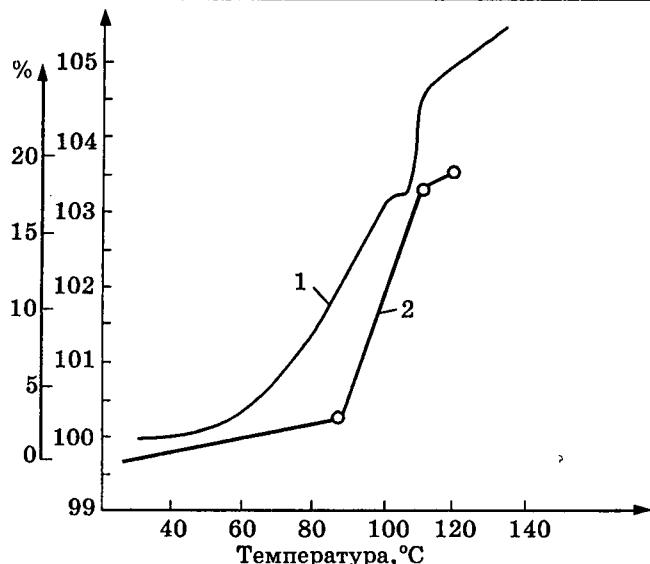


Рис.3. Термограммы, иллюстрирующие термическое расширение образцов в процессе "размораживания" внутренних механических напряжений:

1 — по методу ТМА (приращение размеров образца указано в микрометрах); 2 — по методу "сеток" (приращение размеров образца указано в процентах)

ленную тепловым расширением. Чтобы выделить интересующую нас первую составляющую, можно из исходных значений  $\alpha$  вычесть значение  $\alpha$  равновесного, отожженного образца, заведомо свободного от  $\sigma_i$ . По знаку и величине этой разности можно судить о знаке и относительной величине  $\sigma_i$ . Характерные значения  $\alpha$ , полученные нами, находятся в пределах 400—900 мкм/(м·°С). Типичные термограммы показаны на рис.3.

Для получения более полного представления о  $\sigma_i$  мы используем также метод, условно названный нами методом сеток (по аналогии с [5]). Суть его состоит в следующем. На поверхность образца в виде сравнительно толстого среза изоляции кабеля (обычно представляющего ее полное поперечное сечение или значительную его часть) наносится квадратная или концентрическая сетка, или же какая-либо иная система тонких линий. Образец с нанесенной сеткой отжигают при температуре выше точки аморфизации диэлектрика, затем охлаждают и деформацию сетки измеряют под микроскопом. В другом, более продвинутом варианте этого метода образец с нанесенной сеткой помещается в нагревательный столик микро- или макроскопа и нагревается с любой заданной скоростью. Одновременно измеряется деформация сетки (мы для измерений применяем технику видеомикроскопии с использованием оборудования, показанного на

рис.1). Получаемые при этом зависимости деформации от температуры явно похожи на кривые, полученные методом ТМА, что иллюстрируется рис.3. Собственно, этот прием можно назвать оптическим вариантом метода ТМА. Его достоинствами являются:

- большие размеры образца и, вследствие этого, малая чувствительность результата к методике подготовки образца (в ТМА объем пробы составляет несколько кубических миллиметров);

- возможность одновременно с изменением деформаций наблюдать в процессе нагрева релаксацию  $\sigma_i$ , для чего в оптическую схему установки вводятся поляризатор, анализатор и, если требуется, четвертьволновые пластинки.

Недостаток метода в его втором, более сложном варианте, — сравнительно большая трудоемкость<sup>1</sup>.

**Результаты изучения  $\sigma_i$ .** Опыты, проведенные нами к настоящему времени, позволяют сделать следующие выводы о поле  $\sigma_i$  в изоляции силовых кабелей.

1. Различные кабели различаются и по значению и по характеру распределения  $\sigma_i$ , что, очевидно, обусловлено разнообразием конструкций и технологий. Соответственно,  $\sigma_i$  можно считать одним из критериев качества изделий.

2. Поле  $\sigma_i$  в терминах картины изохром можно чаще характеризовать как приблизительно осесимметричное (рис.2), реже — как зеркально симметричное; наблюдаются также варианты с "промежуточной" степенью симметрии.

3. Наибольшей неоднородностью в распределении  $\sigma_i$ , а также и большими значениями  $\sigma_i$  характеризуется внутренняя область изоляции, где большими также являются и напряженности электрического поля.

4. Изоляция кабелей в продольном направлении всегда растянута, что, впрочем, является хорошо известным фактом. В радиальном же направлении пока обнаружены напряжения сжатия. Это противоречит традиционным взглядам, но согласуется с данными [4], полученными посредством ТМА.

<sup>1</sup> Похожий метод был предложен ранее в [6]. Свообразие нашей методики состоит в том, что она является микроскопической или полумикроскопической, допускает одновременные наблюдения релаксации  $\sigma_i$ , структурных изменений в материале и использует в качестве системы регистрации компьютерную видео-контрастную микроскопию.

5. Что же касается азимутальной составляющей  $\sigma_i$ , то она может быть в пределах одного и того же кабеля как сжимающей, так и растягивающей. Как будет показано ниже, именно растягивающие азимутальные напряжения оказывают существенное влияние на электрические характеристики кабеля.

**Метод исследования локальной электрической прочности.** Как уже отмечалось, любая технология вносит в производимые кабели ряд специфических, присущих именно ей особенностей, таких, как размеры и концентрация дефектов, поле  $\sigma_i$ , морфология изоляции. Поэтому даже в тех случаях, когда проводятся испытания на пробой полномасштабных образцов кабелей одинаковой конструкции, изготовленных из одинаковых материалов, но по разным технологиям, определить какой из технологически вносимых факторов — дефекты, структура или  $\sigma_i$  — является ответственным за различия в электрической прочности, оказывается в общем случае очень сложной и даже неразрешимой задачей; сами же испытания такого рода стоят довольно дорого. Более перспективны с этой точки зрения исследования образцов изоляции кабелей на стойкость к электрическим триингам, что по существу эквивалентно определению локальной электрической прочности. Как, известно, суть соответствующих опытов состоит в том, что в интересующую область диэлектрика вводится игольчатый микроэлектрод с радиусом острия порядка нескольких микрон, к нему прикладывается высокое напряжение и затем электрическими или оптическими методами регистрируются напряжение зарождения триингов и скорость их роста. Принципиальная проблема при проведении таких опытов, однако, состоит в том, что попытка ввести иглу в жесткий материал изоляции при комнатной температуре неизбежно приведет к образованию вокруг острия значительных механических напряжений и к затуплению иглы. Нагрев же образца неизбежно вызовет релаксацию существующих в нем  $\sigma_i$  и также изменение его морфологии. Таким образом, обычные приемы подготовки образцов не позволяют решить поставленную задачу.

Нам удалось разработать оригинальный метод введения микроэлектродов в образцы при комнатной температуре, основанный на применении микроманипуляционной техники и позволяющий избежать искажения картины  $\sigma_i$  и морфологии [7]. Кроме того, этот метод обеспечивает высокую пространственную точность доставки электрода в представ-

ляющую интерес микрообласть изоляции кабеля. Именно он и используется нами при проведении сравнительных исследований кабелей с различными  $\sigma_i$ . Опыты проводятся следующими образом. Образцы изоляции кабелей с введенными микроэлектродами устанавливаются в ячейку из оптического стекла, заливаются кремнийорганическим маслом. К образцу ступенями 1 кВ/мин подается напряжение; зарождение и рост электрического триинга фиксируются методом видеомикроскопии. Скорость роста триинга определяется путем усреднения наблюдений, обычно за время испытаний 1 ч.

Отметить, что, так как на результаты испытаний значительное влияние оказывает не только  $\sigma_i$ , но и морфология изоляции, которая неоднородна по сечению кабеля, все опыты необходимо проводить при строго одинаковом радиальном и азимутальном положениях электрода.

**Результаты исследования стойкости к электрическим триингам.** Было проделано две группы опытов.

1. Испытывались образцы одного и того же кабеля, как содержащие  $\sigma_i$ , так и свободные от них. Устранение  $\sigma_i$  в образцах обеспечивалось путем отжига их в термостате; при этом режим охлаждения после отжига подбирался таким образом, чтобы обеспечить максимальную близость структуры изоляции отожженного кабеля к исходной. Контроль морфологии диэлектрика обеспечивался двумя методами: дифференциальной сканирующей калориметрии и видеомикроскопии.

Результаты испытаний на триингостойкость показали, что средние напряжения зарождения триингов ( $U_3$ ) для отожженных образцов превышают значения  $U_3$  для неотожженных образцов на 20%, тогда как минимальные значения  $U_3$  (каждая выборка составляет во всех случаях, рассмотренных здесь, 10 образцов) различаются в два раза. Различие в средних скоростях роста триинга 70%, также в пользу отожженных образцов. Отметим, что зона изоляции, в неотожженных образцах, подвергавшаяся электрическим испытаниям, характеризовалась растягивающими азимутальными напряжениями.

2. Был найден кабель, поле механических напряжений в котором оказалось непостоянным по длине. Детальное обследование кабеля позволило отобрать из него две партии образцов (обозначенные здесь I и II), отличающиеся между собой картиной интерференционных полос, но совершенно иден-

тические с точки зрения структуры изоляции. Исследования  $\sigma_t$  в выбранных для испытаний зонах изоляции методом сеток показали, что в партии I остаточная относительная деформация в азимутальном направлении составила 7%, тогда как в партии II она оказалась практически равной нулю. Иными словами, партия I характеризуется растягивающими азимутальными напряжениями, тогда как в партии II в выбранной области изоляции азимутальная составляющая  $\sigma_t$  отсутствует. Испытания на триингостойкость показали, что  $U_3$  в партии II на 50% больше, чем в партии I; соотношение между минимальными значениями  $U_3$  такое же.

Что же касается скоростей роста триингов, то в партии I она на 25% больше (в среднем), чем в партии II.

На основании полученных опытных данных можно, таким образом, сделать вывод, что преобладающий вклад в уменьшение электрической прочности кабелей вносит именно азимутальная растягивающая составляющая  $\sigma_t$ . Этот вывод подтверждается также результатами [8], где растягивающие механические усилия, направленные перпендикулярно вектору электрического поля, создавались искусственным путем.

**Анализ результатов.** Выполненные опыты показали, что:

- механическое нагружение изоляции приводит к снижению ее электрической прочности;

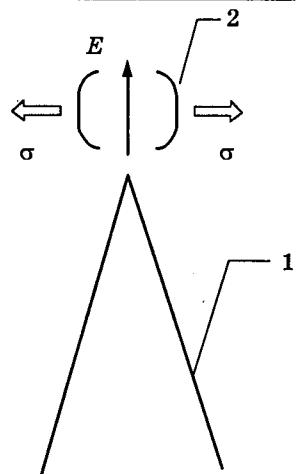
- за уменьшение электрической прочности диэлектрика ответственна составляющая  $\sigma_t$ , направленная нормально к вектору напряженности электрического поля.

Первый факт легко понять, если принять во внимание представления о кинематической природе прочности твердых тел, ставшие уже классическими [9]. Согласно этим представлениям механические напряжения уменьшают энергию химических связей в материале, облегчая тем самым его разрушение, в данном случае — электрическим полем.

Что же касается второго факта, то его можно объяснить, если учсть, что одной из стадий механического разрушения полиэтилена являются трещины серебра или крейзы [10] (используя метод компьютерной видеосиловой микроскопии, мы наблюдали крейзы в искусственно нагруженных образцах изоляции). При приложении поперечной относительно электрического поля механической нагрузки образованию крейза, очевидно, должно предшествовать появление

Рис.4. Иллюстрация к механизму уменьшения электрической прочности в условиях действия поперечных растягивающих механических сил  $\sigma$ :

1 — усиливающий поле дефект в кабеле (выступ электропроводящего экрана, проводящее включение) или игольчатый микроэлектрод; 2 — область материала с пониженной плотностью или крейз ( $E$  — вектор напряженности электрического поля)



микрообласти полимера с пониженной плотностью, ориентированной вдоль электрического поля. Очевидно, что эта область будет электрически слабым местом и приведет к уменьшению напряженности зарождения триинга. Изложенные представления иллюстрируются на рис.4.

### Выводы

Исследования внутренних механических напряжений технологического происхождения в изоляции высоковольтных кабелей показали, что этот фактор может значительно уменьшать электрическую прочность кабелей. Такие исследования целесообразно продолжать в целях дальнейшего совершенствования экспериментальных методик, с тем, чтобы в каждом конкретном случае можно было бы оперативно устанавливать значимость механических напряжений, степень соответствующего уменьшения электрической прочности и желательность или необходимость уменьшения механических напряжений. Примером эффективного решения данной задачи является технология релаксации напряжений непосредственно в процессе производства [11].

### Список литературы

1. Aalst R.J.V., LaarA., Leufkens P.P. Thermo-mechanical stresses in extruded HV cables//CIGRE 1986. Р.21—07.
2. Метод фотоупругости/Под ред. Н.А.Стрельчука, Г.Л.Хесина. М.: Стройиздат, 1975.
3. Славин О.К., Трумбачев В.Ф., Тарабасов Н.Д. Методы фотомеханики в машиностроении. М.: Машиностроение, 1983.
4. Suzuki H., Kanaoka M., Sekii Y. Measurements of the frozen strain in XLPE insulated cables using Thermo-mechanical analysis//Proceedings of the 21-st Symposium on Electrical Insulating Materials. Tokyo, Japan, 1988. Р. 255—258.
5. Фридман Я.Б., Зилова Т.К., Демина Н.И. Изучение пластической деформации и разрушения методом накатанных сеток. М.: Оборонгиз, 1962.

6. Арестова В.В. Механические напряжения в высоковольтной изоляции из крупноблочного полиэтилена и их влияние на электрическую прочность. Автореф.дис. канд.техн.наук. Томск, 1986.
7. Овсиенко В.Л., Шувалов М.Ю., Колосков Д.В., Ромашкин А.В. Возможности микроэксперимента в исследовании электрической изоляции кабелей высокого напряжения//Кабельная техника. 1997. №10—11. С.47—57.
8. Ildstad E., Hagen S.T. Electrical Treeing and Breakdown of Mechanically Strained XLPE Cable Insulation//1992 IEEE International Symposium on Electrical Insulation. Baltimore, USA. P.135—139.
9. Регель В.Е., Слуцкер А.И., Томашевский Э.Е. Кинетическая природа прочности твердых тел. М.: Наука, 1974.
10. Кауш Г. Разрушение полимеров. М.: Мир, 1981.
11. Kouti T., Kagarro J., Huotari P., Hongisto A. Experience in on-line relaxation of XLPE insulated HV cables//Jicable'95. P.45—50.

## О распределении магнитной индукции и плотности тока в коаксиальных оболочках высокочастотного кабеля

ФИЛАТОВ В.В., канд. техн. наук

*НИИ электрофизической аппаратуры им. Д.В. Ефремова*

*Рассмотрена задача о распределении индукции магнитного поля и плотности тока в немагнитных коаксиальных оболочках кабеля при переменном токе высокой частоты. Полученные формулы позволяют достаточно просто рассчитать гармонические электромагнитные процессы в длинных проводящих немагнитных цилиндрических и плоских оболочках, а также омические потери и коэффициент экранирования.*

Для работы на переменном токе часто применяют кабели, состоящие из токонесущих и экранирующих коаксиальных цилиндрических оболочек. В наружной экранирующей оболочке такого кабеля возникают вихревые токи, обусловленные переменным магнитным полем, которое создается токами внутренних оболочек и внешними токами. При высокой частоте тока в оболочках проявляется скин-эффект, когда распределение плотности тока становится неравномерным по толщине оболочек и возрастают омические потери.

Теория переменного электромагнитного поля в проводниках изложена достаточно подробно, например, в [1—13]. Однако некоторые частные задачи этой теории пока не рассмотрены, а решения многих исследованных задач во избежание громоздких формул приводятся в виде промежуточных выражений, которые являются операторными изображениями либо содержат комплексные величины, что затрудняет практическое использование этих решений.

В данной статье рассмотрена задача о распределении индукции магнитного поля и плотности тока в немагнитных коаксиальных оболочках кабеля при переменном токе высокой частоты. Задача решена символическим методом в приближении плоской однородной волны, без учета токов смещения и при условии, что удельное электри-

ческое сопротивление равномерно по сечению каждой оболочки и постоянно во времени. Полученные формулы позволяют просто рассчитать гармонические электромагнитные процессы в длинных проводящих оболочках, а также омические потери и коэффициент экранирования.

**Постановка задачи.** В простейшем случае высокочастотный кабель состоит из двух цилиндрических оболочек, при этом внутренняя оболочка является токонесущей, а наружная — экранирующей (рис.1). Кабель можно считать прямым и бесконечно длинным, а магнитное поле — плоскопараллельным.

Электрический ток  $I$  внутренней оболочки создает снаружи ее на радиусе  $r$  круговое магнитное поле, индукция которого равна:

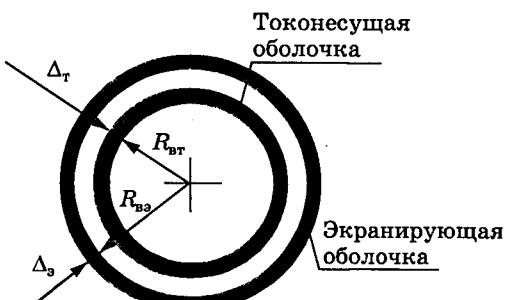


Рис.1. Сечение кабеля

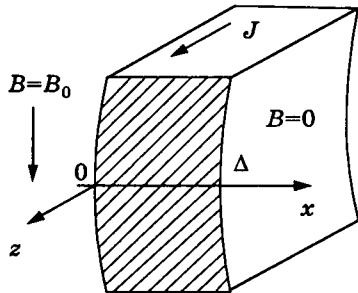


Рис.2. Стенка токонесущей оболочки

$$B(r) = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}, \quad (1)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м — абсолютная магнитная проницаемость.

Собственное магнитное поле внутри токонесущей оболочки отсутствует [6, 14].

При протекании в проводнике переменного во времени  $t$  тока

$$I = I_m \sin(\omega t + \phi_0), \quad (2)$$

круговая частота которого  $\omega$ , начальная фаза  $\phi_0$  и амплитуда  $I_m$ , возникает скин-эффект, который приводит к перераспределению плотности тока по сечению, росту электрического сопротивления проводника и изменению его индуктивности. При этом распределение тока характеризуется глубиной его проникновения:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0 \omega}}, \quad (3)$$

где  $\rho$  — удельное электрическое сопротивление проводника.

Для гармонического закона (2) изменения тока требуется найти распределение магнитной индукции и плотности тока в немагнитной оболочке, имеющей внутренний радиус  $R_b$  и толщину  $\Delta$ . При  $\Delta/R_b < 0,1$  и  $\delta/R_b << 1$  задачу можно решать в приближении плоской электромагнитной волны [6]. Координату  $x$  будем отсчитывать от наружной поверхности оболочки ( $x = 0$ ) в направлении ее внутренней поверхности (рис.2). Используем символическую форму записи магнитной индукции  $B$  и плотности тока  $J$  в виде комплексных величин [2, 4, 15]:

$$\begin{aligned} B &= B_m \sin(\omega t + \phi_B) = \operatorname{Im}\{B_m e^{i(\omega t + \phi_B)}\} \rightarrow \\ &\rightarrow \dot{B} = B_m e^{i(\omega t + \phi_B)} = \dot{B}_m e^{i\omega t}; \\ J &= J_m \sin(\omega t + \phi_J) = \operatorname{Im}\{J_m e^{i(\omega t + \phi_J)}\} \rightarrow \\ &\rightarrow \dot{J} = J_m e^{i(\omega t + \phi_J)} = \dot{J}_m e^{i\omega t}; \end{aligned} \quad (4)$$

где  $B_m$ ,  $\dot{B}_m = B_m e^{i\phi_B}$  — амплитуда и комп-

лексная амплитуда магнитной индукции при  $I = I_m$ ;  $J_m$ ,  $\dot{J}_m = J_m e^{i\phi_J}$  — амплитуда и комплексная амплитуда плотности тока;  $\phi_B$  — локальная начальная фаза магнитной индукции;  $\phi_J$  — локальная начальная фаза плотности тока;  $i = \sqrt{-1}$ ; в частности, снаружи токонесущей оболочки  $\phi_B = \phi_0$ .

Пренебрегая токами смещения в проводнике для частот  $\omega << 1/(\epsilon_0 \rho)$ , где электрическая постоянная  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м, на основе уравнений Максвелла получаем дифференциальное уравнение для комплексной амплитуды  $\dot{B}_m$  [3—6]:

$$\frac{d^2 \dot{B}_m}{dx^2} = \frac{i\omega \mu_0}{\rho} \dot{B}_m. \quad (5)$$

Решение уравнения (5) имеет следующий вид:

$$\dot{B}_m = C_1 \exp(-kx) + C_2 \exp(kx), \quad (6)$$

где  $k = \sqrt{i\omega \mu_0 / \rho}$ , а постоянные  $C_1$  и  $C_2$  определяются из граничных условий.

Одним из них является условие на наружной поверхности оболочки ( $r = R_h = R_b + \Delta$ ):

$$\dot{B}_m|_{x=0} = \dot{B}_{m0} = B_{m0} e^{i\phi_0}. \quad (7)$$

При этом для токонесущей оболочки в соответствии с формулой (1) имеем:

$$B_{m0} = \frac{\mu_0 I_m}{2\pi R_h},$$

а для экранирующей оболочки значение  $B_{m0}$  на ее наружной поверхности определяется всеми токами внутренней и внешних токонесущих оболочек.

Другое граничное условие различно для токонесущей и экранирующей оболочек.

**Распределение магнитной индукции и плотности тока в токонесущей оболочке.** В этом случае второе граничное условие определено отсутствием собственного магнитного поля на внутренней поверхности токонесущей оболочки ( $r = R_b$ ,  $x = \Delta$ ):

$$\dot{B}_m|_{x=\Delta} = 0. \quad (8)$$

Решение уравнения (6) при условиях (7) и (8) имеет следующий вид [6, 9]:

$$\dot{B}_m = \dot{B}_{m0} \frac{\exp(-kx) - \exp[-k(2\Delta - x)]}{1 - \exp(-2k\Delta)}. \quad (9)$$

Преобразуем выражение (9), учитывая, что

согласно (3)  $k = \frac{\sqrt{2i}}{\delta} = \frac{1+i}{\delta} = \frac{\sqrt{2}}{\delta} e^{i\pi/4}$ , и пос-

ле перехода к действительным величинам с помощью соотношений (4) получаем:

$$B(t, x) = B_{m0} \sqrt{\frac{\operatorname{ch}(p - 2x/\delta) - \cos(p - 2x/\delta)}{\operatorname{ch} p - \cos p}} \times \sin(\omega t - \varphi_1 - \varphi_2), \quad (10)$$

$$\text{где } p = \frac{2\Delta}{\delta}; \quad \operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\sin p}{\exp p - \cos p};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\sin(x/\delta) - \exp(2x/\delta - p) \sin(p - x/\delta)}{\cos(x/\delta) - \exp(2x/\delta - p) \cos(p - x/\delta)}.$$

Из уравнения Максвелла  $(\partial B_x / \partial y) - (\partial B_y / \partial x) = \mu_0 J_z$  находим плотность тока:

$$J_m(x) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{d\dot{B}_m}{dx} = \frac{k}{\mu_0} [C_1 \exp(-kx) - C_2 \exp(kx)], \quad (11)$$

откуда, дифференцируя (9) и переходя к действительным величинам, получаем:

$$J(t, x) = J_m(x) \sin(\omega t + \frac{\pi}{4} - \varphi_1 - \varphi_3), \quad (12)$$

где

$$J_m(x) = J_{m0} \sqrt{\frac{\operatorname{ch}(p - 2x/\delta) + \cos(p - 2x/\delta)}{\operatorname{ch} p + \cos p}};$$

$$J_{m0} = \frac{B_{m0}\sqrt{2}}{\mu_0\delta} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} p + \cos p}{\operatorname{ch} p - \cos p}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = \frac{\sin(x/\delta) + \exp(2x/\delta - p) \sin(p - x/\delta)}{\cos(x/\delta) + \exp(2x/\delta - p) \cos(p - x/\delta)}.$$

Интеграл распределения мгновенных значений плотности тока (12) по сечению токонесущей оболочки соответствует мгновенному значению тока (2).

Действующее значение мощности омических потерь на единицу поверхности токонесущей оболочки для распределения (12) рассчитывается по формуле:

$$P_{omS} = \frac{\rho}{2} \int_0^{\Delta} J_m^2(x) dx = \frac{\rho B_{m0}^2 (\operatorname{sh} p + \sin p)}{2\mu_0^2 \delta (\operatorname{ch} p - \cos p)} = \frac{B_{m0}^2 \omega \delta (\operatorname{sh} p + \sin p)}{4\mu_0 (\operatorname{ch} p - \cos p)}. \quad (13)$$

Для цилиндрической токонесущей оболочки при расчете мощности омических потерь на единицу длины оболочки лучше использовать следующую формулу:

$$P_{omL} = \pi \rho \int_0^{\Delta} (R_h - x) J_m^2(x) dx = \frac{\pi \rho B_{m0}^2}{2\mu_0^2} \left[ \frac{2 R_h (\operatorname{sh} p + \sin p)}{\delta (\operatorname{ch} p - \cos p)} - 1 \right]. \quad (14)$$

Выражение (12) показывает, что фаза плотности тока внутри стенки оболочки отличается от фазы на ее наружной поверхности, поэтому амплитуды плотности тока на разных глубинах достигаются в разные моменты времени. Если скин-эффект от собственного поля токонесущей оболочки накладывается на процесс диффузии магнитного поля, создаваемого другими переменными токами, то формулы (13) и (14) применять нельзя, а омические потери нужно рассчитывать численным интегрированием. В этом случае существенными являются не только амплитуда, но и фаза локальной плотности тока в стенке оболочки.

**Распределение магнитной индукции и плотности тока в экранирующей оболочке.** В наружной экранирующей оболочке кабеля возникают вихревые токи при наличии переменного магнитного поля, которое создают токи внутренних оболочек и внешние токи. Рассмотрим отдельно электромагнитные процессы в стенке оболочки, обусловленные внутренним круговым, внешним продольным и внешним поперечным однородным гармоническим магнитным полем. Путем наложения решений этих частных задач можно рассчитать процессы при произвольном направлении магнитного поля.

**Оболочка при наличии внутреннего кругового магнитного поля.** Эта задача соответствует задаче о потерях в плоских листах сердечника трансформатора [4—6]. Ширина петель вихревых токов в наружной оболочке не превышает толщину стенки (рис.3,a). Распределение магнитной индукции в приближении плоской волны является симметричным относительно средней линии стенки, а оболочка не экранирует внутреннее круговое магнитное поле.

Границыми условиями для определения постоянных  $C_1$  и  $C_2$  решения (7) здесь яв-

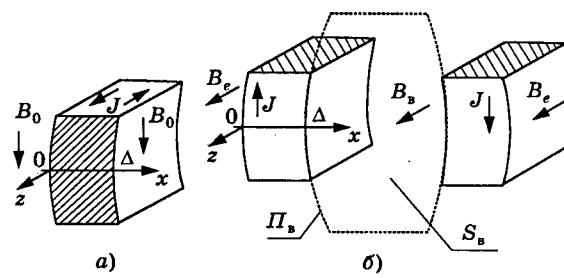


Рис.3. Стенка экранирующей оболочки при наличии:  
а — внутреннего кругового магнитного поля  $B_0 = B_{m0} \sin(\omega t)$ ; б — наружного продольного магнитного поля  $B_e = B_{me} \sin(\omega t)$

ляются амплитуды индукции  $B_{m0} = [B_m(R_b) + B_m(R_a)]/2 = \mu_0 I_m / (2\pi R_a)$  на двух поверхностях оболочки, где  $R_a = R_b + \Delta/2$  — средний радиус оболочки:

$$\dot{B}_m|_{x=0} = \dot{B}_{m0}; \quad \dot{B}_m|_{x=\Delta} = \dot{B}_{m0}. \quad (15)$$

Вместо одного из граничных условий можно также принять  $\dot{J}_m|_{x=\Delta/2} = 0$ . Распределение магнитной индукции по толщине оболочки имеет следующий вид:

$$\dot{B}_m = \dot{B}_{m0} \frac{\exp(-kx) + \exp[-k(\Delta - x)]}{1 + \exp(-k\Delta)}. \quad (16)$$

После преобразований и перехода к действительным величинам получим:

$$B(t, x) = B_{m0} \sqrt{\frac{\operatorname{ch}(p^* - 2x/\delta) + \cos(p^* - 2x/\delta)}{\operatorname{ch} p^* + \cos p^*}} \times \times \sin(\omega t + \phi_1^* - \phi_3^*), \quad (17)$$

где

$$p^* = \frac{\Delta}{\delta}; \quad \operatorname{tg} \phi_1^* = \frac{\sin p^*}{\exp p^* + \cos p^*};$$

$$\operatorname{tg} \phi_3^* = \frac{\sin(x/\delta) + \exp(2x/\delta - p^*) \sin(p^* - x/\delta)}{\cos(x/\delta) + \exp(2x/\delta - p^*) \cos(p^* - x/\delta)}.$$

Распределение плотности вихревого тока по толщине найдем с учетом (11):

$$J(t, x) = J_m(x) \sin(\omega t + \frac{\pi}{4} + \phi_1^* - \phi_2^*), \quad (18)$$

где

$$J_m(x) = J_{m0} \sqrt{\frac{\operatorname{ch}(p^* - 2x/\delta) - \cos(p^* - 2x/\delta)}{\operatorname{ch} p^* - \cos p^*}};$$

$$J_{m0} = \frac{B_{m0}\sqrt{2}}{\mu_0\delta} \sqrt{\frac{\operatorname{ch} p^* - \cos p^*}{\operatorname{ch} p^* + \cos p^*}};$$

$$\operatorname{tg} \phi_2^* = \frac{\sin(x/\delta) - \exp(2x/\delta - p^*) \sin(p^* - x/\delta)}{\cos(x/\delta) - \exp(2x/\delta - p^*) \cos(p^* - x/\delta)}.$$

Вихревой ток на наружной поверхности ( $x = 0$ ) экранирующей оболочки противоположен вихревому току на ее внутренней поверхности ( $x = \Delta$ ) и совпадает по направлению с током внутренней токонесущей оболочки.

Действующее значение мощности омических потерь на единицу поверхности экранирующей оболочки для зависимости (18) рассчитывается по формуле:

$$P_{omS} = \rho \int_0^{\Delta/2} J_m^2(x) dx = \frac{\rho B_{m0}^2 (\operatorname{sh} p^* - \sin p^*)}{\mu_0^2 \delta (\operatorname{ch} p^* + \cos p^*)} = \frac{B_{m0}^2 \omega \delta (\operatorname{sh} p^* - \sin p^*)}{2\mu_0 (\operatorname{ch} p^* + \cos p^*)}. \quad (19)$$

Мощность омических потерь на единицу длины цилиндрической оболочки при этом составляет:

$$P_{omL} = 2\pi R_a P_{omS} = \pi (2R_b + \Delta) P_{omS}. \quad (20)$$

Из формулы (17) следует, что коэффициент экранирования, определенный как отношение амплитуды магнитной индукции на средней линии стенки к амплитуде магнитной индукции на поверхности оболочки, равен

$$K_s = \frac{B_m|_{x=\Delta/2}}{B_{m0}} = \sqrt{\frac{2}{\operatorname{ch} p^* + \cos p^*}}. \quad (21)$$

В приближении плоской волны задача о проникновении внутреннего кругового поля в стенку толщиной  $\Delta$  является частным случаем задачи о проникновении внешнего продольного поля в вытянутую оболочку с плоскими стенками толщиной  $\Delta/2$ , когда зазор между стенками такой оболочки отсутствует.

*Оболочка во внешнем продольном магнитном поле.* При наличии внешнего продольного однородного магнитного поля  $B_e = B_{me} \sin(\omega t)$  вихревой ток протекает вдоль периметра поперечного сечения оболочки (рис.3,б). Кроме заданной внешними токами амплитуды магнитной индукции  $B_{m0} = B_{me}$  на наружной поверхности оболочки граничным условием для определения постоянных  $C_1$  и  $C_2$  решения (7) является также условие на внутренней поверхности экранирующей оболочки, вытекающее из первого уравнения Максвелла, если поле внутри оболочки однородно [3, 6, 8]:

$$J|_{x=\Delta} = -\frac{S_b}{\rho \Pi_b} \frac{\partial B}{\partial t}|_{x=\Delta}, \quad (22)$$

где  $\Pi_b$  — внутренний периметр поперечного сечения оболочки;  $S_b$  — площадь сечения оболочки, ограниченная внутренним периметром.

Условие (22) запишем в символической форме для комплексных амплитуд с учетом

соответствия  $\frac{\partial B}{\partial t} \rightarrow \frac{\partial}{\partial t} (\dot{B}_m e^{i\omega t}) = i\omega \dot{B}_m e^{i\omega t}$ :

$$J_m|_{x=\Delta} = -\frac{i\omega S_b}{\rho \Pi_b} \dot{B}_m|_{x=\Delta}. \quad (23)$$

Плотность тока определяется здесь из

уравнения  $(\partial B_z / \partial x) - (\partial B_x / \partial z) = \mu_0 J_y$ :

$$J_m(x) = \frac{1}{\mu_0} \frac{d\dot{B}_m}{dx} = \frac{k}{\mu_0} [C_2 \exp(kx) - C_1 \exp(-kx)]. \quad (24)$$

Используем безразмерный геометрический параметр  $\alpha = S_b / (\Pi_b \delta)$ . В продольном магнитном поле  $\alpha = \alpha_d = R_b / (2\delta)$  для цилиндрической оболочки внутренним радиусом  $R_b$  и  $\alpha = \alpha_p = D_b / (2\delta)$  для вытянутой оболочки с плоскими стенками, внутреннее расстояние между которыми равно  $D_b$ . Тогда с учетом (3) распределение магнитной индукции по толщине оболочки имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{B}_m &= \dot{B}_{m0} \frac{\operatorname{ch}[k(\Delta - x)] + \operatorname{sh}[k(\Delta - x)] kS_b / \Pi_b}{\operatorname{ch}(k\Delta) + \operatorname{sh}(k\Delta) kS_b / \Pi_b} = \\ &= \dot{B}_{m0} \frac{\exp(-kx) - \Phi \exp[-k(2\Delta - x)]}{1 - \Phi \exp(-2k\Delta)}, \end{aligned} \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} \Phi &= \frac{kS_b / \Pi_b - 1}{kS_b / \Pi_b + 1} = \frac{\alpha - 1 + i\alpha}{\alpha + 1 + i\alpha} = \frac{2\alpha^2 - 1 + i2\alpha}{2\alpha(\alpha + 1) + 1} = \\ &= A (\cos \psi + i \sin \psi) = A e^{i\psi}; \end{aligned}$$

$$A = \frac{\sqrt{4\alpha^4 + 1}}{2\alpha(\alpha + 1) + 1}; \quad \cos \psi = \frac{2\alpha^2 - 1}{\sqrt{4\alpha^4 + 1}}; \quad 0 \leq \psi \leq \pi.$$

После преобразований и перехода к действительным величинам получим:

$$B(t, x) = B_{m0} \sqrt{\frac{e^{p-2x/\delta} + A^2 e^{2x/\delta-p} - 2A \cos(p-2/\delta-\psi)}{e^p + A^2 e^{-p} - 2A \cos(p-\psi)}} \times \sin(\omega t + \varphi_4 - \varphi_5), \quad (26)$$

$$\text{где } \operatorname{tg} \varphi_4 = \frac{\sin(p-\psi)}{\cos(p-\psi) - \exp(p)/A};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_5 = \frac{\sin(x/\delta) - A \exp(2x/\delta-p) \sin(p-x/\delta-\psi)}{\cos(x/\delta) - A \exp(2x/\delta-p) \cos(p-x/\delta-\psi)}.$$

Распределение плотности вихревого тока по толщине найдем с учетом (24):

$$J(t, x) = J_m(x) \sin(\omega t + \frac{\pi}{4} + \varphi_4 - \varphi_6), \quad (27)$$

где

$$\begin{aligned} J_m(x) &= J_{m0} \sqrt{\frac{\exp(p-2x/\delta) + A^2 \exp(2x/\delta-p) +}{\exp p + A^2 \exp(-p) +}} \\ &\rightarrow \frac{+ 2A \cos(p-2x/\delta-\psi)}{+ 2A \cos(p-\psi)}; \end{aligned}$$

$$J_{m0} = \frac{B_{m0}\sqrt{2}}{\mu_0 \delta} \sqrt{\frac{\exp p + A^2 \exp(-p) + 2A \cos(p-\psi)}{\exp p + A^2 \exp(-p) - 2A \cos(p-\psi)}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_6 = \frac{\sin(x/\delta) + A \exp(2x/\delta-p) \sin(p-x/\delta-\psi)}{\cos(x/\delta) + A \exp(2x/\delta-p) \cos(p-x/\delta-\psi)};$$

$$p = \frac{2\Delta}{\delta}.$$

Действующее значение мощности омических потерь на единицу поверхности экранирующей оболочки для зависимости (27) рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} P_{omS} &= \frac{\rho}{2} \int_0^\Delta J_m^2(x) dx = \\ &= \frac{\rho B_{m0}^2 \{\exp p - 1 +}{2\mu_0^2 \delta [\exp p + A^2 \exp(-p) -]} \\ &\rightarrow \frac{+ A^2[1 - \exp(-p)] + 2A [\sin(p-\psi) + \sin \psi]}{- 2A \cos(p-\psi)}. \end{aligned} \quad (28)$$

Для расчета мощности омических потерь на единицу длины цилиндрической оболочки лучше использовать следующую формулу:

$$\begin{aligned} P_{omL} &= \pi \rho \int_0^\Delta (R_h - x) J_m^2(x) dx = \frac{\pi \rho B_{m0}^2}{2\mu_0^2} \times \\ &\times \left[ \frac{2R_h}{\delta} \frac{e^p - 1 + A^2(1 - e^{-p}) + 2A\Theta + \delta\Omega}{e^p + A^2 e^{-p} - 2A \cos(p-\psi)} - 1 \right], \end{aligned} \quad (29)$$

где  $\Theta = \sin(p-\psi) + \sin \psi$ ;  $\Omega = 1 + p + A^2(1-p) - 2A[\cos \psi + \psi \sin \psi - (p-\psi) \sin(p-\psi)]$ .

Из формулы (26) следует, что коэффициент экранирования, определенный как отношение амплитуды магнитной индукции внутри оболочки к амплитуде индукции внешнего магнитного поля, равен

$$\begin{aligned} K_s &= \frac{B_{mb}}{B_{me}} = \frac{B_m|_{x=\Delta}}{B_{m0}} = \\ &= \sqrt{\frac{1 + A^2 - 2A \cos \psi}{\exp p + A^2 \exp(-p) - 2A \cos(p-\psi)}}. \end{aligned} \quad (30)$$

Формулы (22)–(30) справедливы при соответствующих значениях параметра  $\alpha$  для всех экранирующих оболочек, внутри которых магнитное поле однородно, например, для вытянутой оболочки с плоскими стенками. В частном случае отсутствия зазора между стенками такой оболочки ( $\alpha = 0$ ;  $A = 1$ ;  $\psi = \pi$ ) формулы (26)–(30) описывают процессы в плоском листе толщиной  $2\Delta$ . При замене  $2\Delta$  на  $\Delta$  ( $p$  на  $p^*$ ) эти формулы сво-

дятся соответственно к формулам (17)–(21) и позволяют рассчитать процесс проникновения в стенку оболочки внутреннего кругового поля.

Анализ условия (23) показывает, что возрастание параметра  $\alpha$  (например, при увеличении диаметра оболочки) приводит к росту плотности вихревого тока и уменьшению магнитной индукции внутри оболочки. В предельном случае  $\alpha \rightarrow \infty$  ( $A = 1$ ;  $\psi = 0$ ) формулы (26) и (27) для экранирующей оболочки сводятся соответственно к формулам (10) и (12) для токонесущей оболочки и позволяют рассчитывать скин-эффект в стенке оболочки при высокой частоте продольного тока.

**Оболочка во внешнем поперечном магнитном поле.** При наличии внешнего поперечного однородного магнитного поля  $B_e = B_{me} \sin(\omega t)$  вихревые токи в стенке оболочки образуют петли в плоскостях, перпендикулярных направлению внешнего поля, и изменяют магнитное поле как внутри, так и снаружи оболочки (рис.4). В этом случае требуется решить двумерную задачу о распределении магнитной индукции в наружной и внутренней областях, а также в стенке оболочки. В каждой точке  $(r, \theta)$  сечения оболочки магнитное поле имеет радиальную  $B_r$  и тангенциальную  $B_\theta$  составляющие со следующим распределением их комплексных амплитуд [3, 6, 7, 13]:

$$\begin{cases} \dot{B}_{mr}(r, \theta) = \dot{B}_{me} K_s \sin \theta \\ \dot{B}_{m\theta}(r, \theta) = \dot{B}_{me} K_s \cos \theta \end{cases} \text{при } r \leq R_b; \quad (31)$$

$$\begin{cases} \dot{B}_{mr}(r, \theta) = \dot{B}_{me} \sin \theta (1 - W_s R_h^2 / r^2) \\ \dot{B}_{m\theta}(r, \theta) = \dot{B}_{me} \cos \theta (1 + W_s R_h^2 / r^2) \end{cases} \text{при } r \geq R_h, \quad (32)$$

где  $K_s$  — функция экранирования;  $W_s$  — функция обратного действия.

Отметим, что согласно (31) магнитное поле  $B_b$  внутри оболочки тоже однородно.

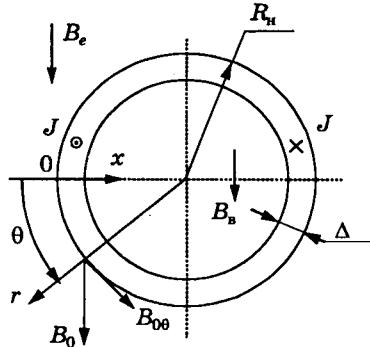


Рис.4. Экранирующая оболочка в поперечном магнитном поле  $B_e = B_{me} \sin(\omega t)$

Плотность вихревого тока в стенке оболочки ( $R_b \leq r \leq R_h$ ) имеет только одну продольную составляющую  $J_z$ . Это позволяет на основе уравнений Максвелла

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r B_\theta) - \frac{1}{r} \frac{\partial B_r}{\partial \theta} = \mu_0 J_z; \quad (33)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial J_z}{\partial \theta} - \frac{\partial J_\theta}{\partial z} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial B_r}{\partial t}; \quad \frac{\partial J_r}{\partial z} - \frac{\partial J_z}{\partial r} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial B_\theta}{\partial t},$$

записанных в цилиндрических координатах для плоскопараллельного поля, получить с учетом соответствия  $\partial B / \partial t \rightarrow i \omega \dot{B}_m e^{i\omega t}$  дифференциальное уравнение для комплексной амплитуды плотности тока:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \frac{\partial J_m}{\partial r}) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 J_m}{\partial \theta^2} = \frac{i \omega \mu_0}{\rho} J_m. \quad (34)$$

Решения уравнения (34) для некоторых наиболее простых типов граничных условий приводятся в [2–7, 11–13]. Эти решения содержат функции Бесселя от комплексных аргументов и выражены, как правило, в рядах. В случае, когда совместно рассматриваются все три области оболочки, постановка задачи требует упрощений, позволяющих получить аналитическое решение.

В приближении плоской волны полагая, что в стенке оболочки  $r \approx R_h$ , упрощаем уравнение (34) и получаем для области  $R_b \leq r \leq R_h$  [3]:

$$\frac{\partial^2 J_m}{\partial r^2} + \frac{1}{R_h^2} \frac{\partial^2 J_m}{\partial \theta^2} = k^2 J_m, \quad (35)$$

где  $k = \sqrt{i \omega \mu_0 / \rho}$ .

Решение уравнения (35) имеет следующий вид:

$$J_m(r, \theta) = \cos \theta [C_1^* \exp(-k^* r) + C_2^* \exp(k^* r)], \quad (36)$$

где

$$k^* = \sqrt{k^2 + 1/R_h^2} = \sqrt[4]{4/\delta^4 + 1/R_h^4} \exp(i\psi^*/2);$$

$$\tan \psi^* = 2R_h^2 / \delta^2.$$

С учетом (33) и (36) определим составляющие комплексной амплитуды магнитной индукции в стенке оболочки:

$$\begin{cases} \dot{B}_{mr}(r, \theta) = \frac{\mu_0}{k} \frac{\sin \theta}{r} [C_1^* \exp(-k^* r) + \\ + C_2^* \exp(k^* r)]; \\ \dot{B}_{m\theta}(r, \theta) = \frac{\mu_0 k^*}{k} \cos \theta [C_2^* \exp(k^* r) - \\ - C_1^* \exp(-k^* r)]. \end{cases} \quad (37)$$

Коэффициенты  $C_1^*$  и  $C_2^*$  в формулах (36), (37), а также функции  $K_s$  и  $W_s$  в формулах (31), (32) являются неизвестными комплексными величинами, для определения которых следует применить условия непрерывности нормальной  $B_r$  и касательной  $B_\theta$  составляющих магнитной индукции на внутренней ( $r = R_b$ ) и наружной ( $r = R_h$ ) поверхностях немагнитной оболочки [3, 8]:

$$\begin{cases} \dot{B}_{mbr}|_{r=R_b} = \dot{B}_{mr}|_{r=R_b}; \dot{B}_{mb\theta}|_{r=R_b} = \dot{B}_{m\theta}|_{r=R_b}; \\ \dot{B}_{mbr}|_{r=R_h} = \dot{B}_{mr}|_{r=R_h}; \dot{B}_{mb\theta}|_{r=R_h} = \dot{B}_{m\theta}|_{r=R_h}. \end{cases} \quad (38)$$

Решение системы уравнений (31), (32) и (36), (37) при условиях (38) имеет вид:

$$\begin{aligned} K_s &= \frac{1}{\operatorname{ch}(k^* \Delta) [1 - \Delta/(2R_h)] +} \\ &\rightarrow + \operatorname{sh}(k^* \Delta) [k^* R_b + 1/(k^* R_h)] / 2; \end{aligned} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} W_s &= K_s \{ \operatorname{ch}(k^* \Delta) \Delta/R_h + \operatorname{sh}(k^* \Delta) \times \\ &\times [k^* R_b - 1/(k^* R_h)] / 2 \}; \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \dot{B}_{m\theta}(x, \theta) &= \dot{B}_{me} \cos \theta K_s \{ \operatorname{ch}[k^*(\Delta - x)] + \\ &+ k^* R_b \operatorname{sh}[k^*(\Delta - x)] \}; \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \dot{J}_m(x, \theta) &= \dot{B}_{me} \cos \theta \frac{k^* K_s}{\mu_0} \{ \operatorname{sh}[k^*(\Delta - x)] + \\ &+ k^* R_b \operatorname{ch}[k^*(\Delta - x)] \}. \end{aligned} \quad (42)$$

Преобразование выражений (39)–(41) к действительным величинам дает решение задачи, которое имеет однако весьма громоздкий вид и неудобно для применения.

Отметим, что приближение плоской волны используется при  $\delta \ll R_b$ . В этом случае в пределах стенки оболочки  $|k|r \gg 1$  и можно принять  $k^* \approx k$ . Для  $\Delta \ll 2R_h$  получим из (39) следующее выражение для функции экранирования:

$$K_s = \frac{\dot{B}_{mb}}{\dot{B}_{me}} = \frac{1}{\operatorname{ch}(k \Delta) + \operatorname{sh}(k \Delta) k R_b / 2}. \quad (43)$$

Обратим внимание на то, что для цилиндрической оболочки  $R_b/2 = S_b/\Pi_b$  и формула (43) совпадает с формулой для  $K_s$ , следующей из выражения (25) при  $x = \Delta$  и  $B_{m0} = B_{me}$ . Таким образом, в приближении плоской волны экранирующие свойства оболочки одинаковы и для продольного, и для поперечного внешнего однородного гармонического магнитного поля, амплитуда которого  $B_{me}$ . В этом случае коэффициент экранирования, зависящий от параметра  $\alpha$ , определяется по

формуле (30) при  $\alpha = \alpha_n = R_b/(2\delta)$ :

$$\frac{B_{mb}}{B_{me}} = K_s(\alpha_n). \quad (44)$$

Для расчета распределения магнитной индукции и плотности тока в стенке оболочки можно также использовать выражения (26) и (27) для продольного поля при  $\alpha = \alpha_n = R_b/\delta$ , если амплитуду касательной компоненты индукции  $B_{m0\theta}(0)$  на наружной поверхности оболочки ( $x = 0, r = R_h$ ) найти из формулы (41) или (32). Коэффициент экранирования поля  $B_{m0\theta}|_{\theta=0}$  рассчитывается тоже по формуле (30):

$$\frac{B_{mb}}{B_{m0\theta}|_{\theta=0}} = K_s(\alpha_n). \quad (45)$$

Из выражений (44) и (45) с учетом (32) получим распределение касательной компоненты амплитуды магнитной индукции по наружному периметру оболочки:

$$B_{m0\theta}(\theta) = B_{m0\theta}|_{\theta=0} \cos \theta = B_{me} \cos \theta \frac{K_s(\alpha_n)}{K_s(\alpha_n)}, \quad (46)$$

где зависимость  $K_s$  от  $\alpha$  определяется выражениями (30) и (25).

Если предположить, что фазы внешнего поля  $B_e$  и поля на наружной поверхности  $B_0$  совпадают, то решением задачи для экранирующей оболочки, находящейся в поперечном магнитном поле, будут выражения (26), (27) и (46).

Мощность омических потерь на единицу длины цилиндрической оболочки, находящейся в поперечном поле, найдем с учетом соотношений (29) и (46):

$$\begin{aligned} P_{omL\perp} &= 2\rho \int_0^{\pi/2} \cos^2 \theta d\theta \int_0^\Delta (R_h - x) J_m^2|_{\theta=0}(x) dx = \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{K_s(\alpha_n)}{K_s(\alpha_n)} \right]^2 P_{omL\parallel}, \end{aligned} \quad (47)$$

где  $P_{omL\parallel}$  — мощность потерь на единицу длины оболочки в продольном поле.

При весьма эффективном экранировании ( $\delta \ll \Delta; \exp p \gg 1$ ) формула (30) после преобразований приводится к следующему виду:

$$K_s(\alpha) = \frac{2}{\sqrt{2\alpha(\alpha+1)+1}} e^{-\Delta/\delta}, \quad (48)$$

который упрощается при  $\delta \ll R_b$ :

$$K_s(\alpha) = \frac{\sqrt{2}}{\alpha} e^{-\Delta/\delta}; \quad K_s(\alpha_n) = 2\sqrt{2} \frac{\delta}{R_b} e^{-\Delta/\delta}. \quad (49)$$

Формула (49) для цилиндрической оболочки приводится также в [16].

В случае тонкостенной оболочки ( $\Delta \ll \delta$ ;

$p \ll 1$ ) из формулы (30) после разложения в ряды функций параметра  $p = 2\Delta/\delta$  и преобразований получим:

$$K_s(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{(p\alpha)^2 + 1}}. \quad (50)$$

Формула (50) получена также в [2, 6]. При  $(\Delta R_b/\delta^2)^2 \gg 1$  из нее следует:

$$K_s(\alpha) = \frac{1}{p\alpha} = \frac{\delta}{2\Delta\alpha}; \quad K_s(\alpha_n) = \frac{\delta^2}{\Delta R_b}. \quad (51)$$

Для цилиндрической оболочки формула (51) совпадает с формулой из [16].

Сравнив формулы (49) и (51) для цилиндрической и плоской оболочек, отметим, что в случае тонкостенных оболочек при эффективном экранировании выполняется соотношение  $K_s(\alpha_n)/K_s(\alpha_p) \approx \alpha_n/\alpha_p = 2$ . При этом согласно (47) омические потери в поперечном поле, как отмечалось в [12, 13], примерно вдвое выше, чем в продольном поле, имеющем ту же амплитуду и частоту.

**Пример расчета коаксиального кабеля.** В качестве примера рассмотрим кабель, состоящий из двух медных коаксиальных цилиндрических оболочек (рис.1). Ток во внутренней оболочке имеет частоту  $v = 10$  кГц ( $\omega = 2\pi v$ ) и амплитуду  $I_m = 1$  кА. Удельное электрическое сопротивление меди постоянно и равно  $\rho = 1,75 \cdot 10^{-8}$  Ом·м. Кабель находится во внешнем поперечном магнитном поле, амплитуда которого составляет  $B_{me} = 0,01$  Тл при частоте 10 кГц. Размеры сечения кабеля приведены в таблице.

Согласно формуле (3) глубина проникновения  $\delta = 0,665$  мм. Так как  $\delta < \Delta$ , то во внутренней токонесущей оболочке наблюдается заметный скин-эффект, а в наружной экранирующей оболочке наводятся существенные вихревые токи. На рис.5 для мо-

мента времени, при котором ток максимален ( $\omega t = \pi/2$ ), показаны распределения плотности тока в стенках внутренней (кривая 1) и наружной (кривые 2–4) оболочек. Кривая 2 изображает плотность вихревого тока, вызванного внутренним круговым магнитным полем, кривая 3 соответствует вихревому току, наведенному при  $\theta = 0$  внешним поперечным полем, а кривая 4 представляет собой зависимость суммарной плотности вихревого тока. Для расчета этих распределений использованы формулы (12), (18), (27), а также (46) и (30).

Оболочки	Внутренний радиус $R_b$ , мм	Наружный радиус $R_h$ , мм	Толщина оболочки $\Delta$ , мм
Внутренняя	12,7	14,7	2
Наружная	17,0	18,6	1,6

Распределение плотности вихревого тока, обусловленного внутренним круговым полем, одинаково по всему периметру наружной оболочки. Плотность вихревого тока, вызванного внешним поперечным полем, подчиняется гармоническому закону:  $J(x, \theta, t) = J(x, t) \cos \phi$ , так что при  $\pi/2 < \theta < 3\pi/2$  этот вихревой ток имеет обратное направление (рис.4). В этом случае распределение суммарной плотности вихревого тока в оболочке симметрично относительно ее средней плоскости, перпендикулярной направлению внешнего поля. Действующее значение полной мощности омических потерь на единицу длины наружной оболочки рассчитывается численным интегрированием квадрата мгновенной локальной суммарной плотности тока по времени и по сечению оболочки:

$$P_{om\Sigma L} = \frac{2\rho R_a}{T} \int_0^{\pi} \int_0^{\Delta} \int_0^T J_{\Sigma}^2(t, x, \theta) dt dx d\theta, \quad (52)$$

где  $T = 2\pi/\omega$  — период электрических колебаний.

В нашем случае  $P_{om\Sigma L} = 415$  Вт/м.

Коэффициент экранирования внешнего поля наружной оболочкой согласно формуле (30) составляет  $K_s = 0,00491$ . При этом вихревым током, наведенным внешним полем во внутренней токонесущей оболочке, можно пренебречь.

Мощность омических потерь на единицу длины внутренней оболочки, рассчитанная по формуле (14), равна  $P_{omL} = 139$  Вт/м. Это в 2,76 раза больше, чем в случае постоянного тока с тем же действующим значением  $I_m/\sqrt{2} = 707$  А.

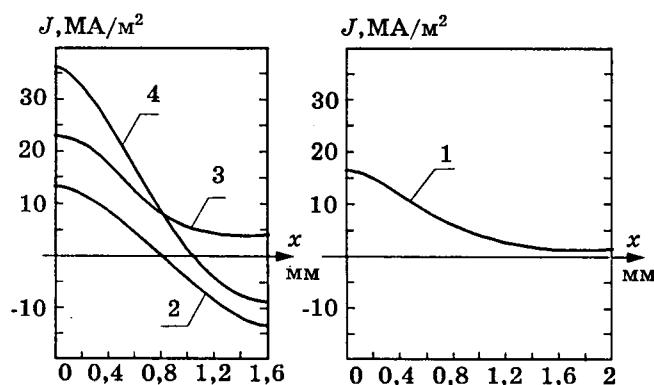


Рис.5. Распределение плотности тока

Для компенсации паразитного магнитного поля, созданного током внутренней оболочки за пределами кабеля, его наружную оболочку часто используют в качестве обратного провода, ток в котором равен по величине и противоположен по направлению току внутренней оболочки [17]. Это позволяет при высокой частоте тока устраниить или существенно снизить вихревые токи, обусловленные внешним полем, а также потери энергии в группе таких кабелей.

### Выводы

1. Задача о распределении индукции магнитного поля и плотности тока в немагнитных коаксиальных оболочках кабеля при переменном токе высокой частоты решена символическим методом в приближении плоской однородной волны, без учета токов смещения и при условии, что удельное электрическое сопротивление равномерно по сечению каждой оболочки и постоянно во времени.

2. Отдельно рассмотрены процессы диффузии собственного магнитного поля в токонесущую оболочку, а также внутреннего кругового, внешнего продольного и внешне-го поперечного поля в экранирующую оболочку кабеля. Путем наложения решений этих частных задач рассчитывается диффузия магнитного поля произвольного направления в оболочку конечной толщины. Полученные в окончательном виде формулы позволяют просто рассчитать гармонические электромагнитные процессы в длинных проводящих цилиндрических и плоских оболочках, а также мощность омических потерь и коэффициент экранирования.

3. Задачи о скин-эффекте в токонесущей оболочке и о вихревых токах в плоском листе являются частными случаями задачи о диффузии внешнего продольного переменного магнитного поля в экранирующую оболочку. Для цилиндрической оболочки решение задачи о диффузии внешнего поперечного поля весьма просто следует из решения задачи о диффузии продольного поля.

### Список литературы

- Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. — М.-Л.: Изд-во АН СССР, 1948.
- Смайл В. Электростатика и электродинамика. М.: Изд-во иностранной литературы, 1954.

3. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1957.

4. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, 1967.

5. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. М.: Мир, 1972.

6. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. М.: Энергоатомиздат, 1992.

7. Аполлонский С.М. Расчет электромагнитных экранирующих оболочек. Л.: Энергоздат, 1982.

8. Витков М.Г. Проникновение импульсного магнитного поля внутрь цилиндрического экрана//ЖТФ. 1965. Т. 35, № 3. С. 410—413.

9. Бронштейн Л.В. Электродинамические силы в немагнитных проводниках с плоской поверхностью//Электричество. 1968. № 11. С. 67—71.

10. Жуков С.В. О граничных условиях для определения переменных магнитных полей тонких металлических оболочек//ЖТФ. 1969. Т. 39, № 7. С. 1149—1154.

11. Калихман С.А. Переходные электромагнитные процессы при взаимодействии импульсного магнитного поля с цилиндрическим проводником//Электричество. 1981. № 9. С. 60—63.

12. Егоров С.А., Костенко А.И., Трохачев Г.В. Определение потерь энергии и распределения магнитного и электрического полей в цилиндрическом проводнике, находящемся в произвольно меняющемся во времени поперечном магнитном поле. Препринт НИИЭФА: Б-0251. Л., 1976.

13. Трохачев Г.В. Распределение магнитной индукции и потери на вихревые токи в полом цилиндрическом проводнике, находящемся в произвольно меняющемся во времени магнитном поле. Препринт НИИЭФА: Б-0277. Л., 1976.

14. Брехна Г. Сверхпроводящие магнитные системы. М.: Мир, 1976.

15. Калантаров П.Л., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. Ч.2. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1948.

16. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат, 1986.

17. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Советское радио, 1972.



**Филатов Владимир Викторович** — закончил факультет энергомашиностроения Московского Высшего Технического училища им. Н.Э. Баумана по специальности "Энергетические машины и установки" в 1984 г. В 1997 г. присвоена ученая степень кандидата технических наук после защиты диссертации по теме "Разработка методов расчета и анализ параметров энергетически оптимальных систем электромагнитных катушек для электрофизических установок" в НИИЭФА им. Д.В. Ефремова (Санкт-Петербург). В настоящее время — старший научный сотрудник Научно-технического центра "Синтез" НИИ электрофизической аппаратуры им. Д.В. Ефремова (Санкт-Петербург).

# Электрическое сопротивление и энергетические соотношения для контактного соединения

ЮРКЕВИЧ В.М., доктор техн.наук

Дано развитие теории контактных соединений [1]. Приведены функции сопротивлений силовых кабельных соединителей, даются рекомендации по их выбору и модернизации. Показаны функции распределения мощности потерь тока перетекания в соединителе. Приведен способ учета потерь за счет неоднородности на границе раздела проводников.

В [1] описан новый подход к анализу распределения тока в контактном соединении проводников, основанный на рассмотрении распределения электрического поля во всей проводящей конструкции (рис.1). Это дало возможность составить электрическую схему замещения и далее — записать дифференциальное уравнение для переменных — напряжений и токов. В результате получено, что плотность тока перетекания с одного проводника на другой распределена по длине проводника крайне неравномерно; для «длинных» контактных соединений основная часть тока перетекания оказывается сосредоточена вблизи краев соединения, так что средняя часть контактирующих поверхностей не имеет токовой нагрузки. Найденные зависимости распределений тока позволили определить меру длины (единицу измерения длины) контакта;  $x_0$  — такая длина растекания, на которой экспоненциальная составляющая плотности тока растекания  $e^{-\gamma x}$  уменьшается в  $e$  раз:  $x_0 = \frac{1}{\gamma}$ .

Прежде было принято считать, что сопротивление контактного соединения может быть выражено как сопротивление параллельно соединенных проводников (рис.1)

$$r = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} = r_{||}, \quad (1)$$

если сопряжение поверхностей проводников считать идеальным. Оказалось [1], что даже при идеальном соединении сопротивление контактного соединителя  $r_{k.c}$  будет больше, чем  $r_{||}$ ,

$$r_{k.c} = r_{||} + r_k. \quad (2)$$

Появление дополнительного слагаемого  $r_k$  («контактное сопротивление») обусловлено неравномерностью распределения напряженности электрического поля  $\vec{E}$  (или поля плотности тока  $\vec{J}$ ) и, как следствие, неравномерностью распределения плотности тока

перетекания  $J_0(x)$  ( $J_0(x)$  — составляющая вектора плотности тока на границе раздела, нормальная к этой границе). Полное выражение сопротивления контактного соединителя [1]

$$r_{k.c} = r_{||} + \frac{1}{\gamma \sinh \gamma L} \left[ 2 r_{||0} + (\cosh \gamma L) \frac{r_{01}^2 + r_{02}^2}{r_{01} + r_{02}} \right]. \quad (3)$$

Здесь  $r_{||0}$  — удельное (на единицу длины) «параллельное» сопротивление  $r_{||}$ ;  $r_{01}$ ,  $r_{02}$  — удельные сопротивления проводников 1 и 2;  $\gamma = \sqrt{r_0 g_0}$  — коэффициент растекания, и  $r_0 = r_{01} + r_{02}$ .

В (3) слагаемое, представляющее контактное сопротивление, можно переписать, введя длину растекания  $x_0 = \frac{1}{\gamma}$ , так, что длину контакта  $L$  можно будет измерять этой мерой:

$$r_k = \frac{x_0}{\sinh L^*} \left[ 2 r_{||0} + \cosh L^* \frac{r_{01}^2 + r_{02}^2}{r_{01} + r_{02}} \right]. \quad (4)$$

Отметим, что  $r_k$  определяется сопротивлениями проводников  $r_{01}$  и  $r_{02}$ , длиной контактного соединения, длиной растекания  $x_0$ , характеризующей конкретную конструкцию соединения. В (4) величина  $x_0$  выступает в качестве эквивалентной длины контактного соединения.

Подчеркнем еще раз, что сопротивление  $r_k$ , определяемое с помощью (4), характеризует контактное соединение при идеальном сопряжении поверхностей проводников, т.е. без каких-либо дефектов этих поверхностей, при контактном прилегании всей («стопроцентно») поверхности (без учета контактных

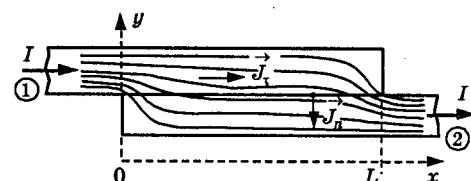


Рис.1.

пятен, плохо проводящих пленок, шероховатостей и пр.). В реальных контактных соединениях условия идеальности нарушаются. Хорошо известно [2], что в этом случае приходится учитывать множество параметров, которые определяют ухудшение проводимости на поверхностях сопряжения проводников. В нашем анализе все эти дополнения могут быть учтены в выражении контактного сопротивления  $r_k$  в (4) естественным путем. Напомним, что в [1] указан параметр поперечной проводимости  $g_0$  (удельная проводимость, т.е. на единицу длины контакта), учитывающий поперечную составляющую напряженности  $\vec{E}$  электрического поля (на рис.1 составляющую по оси  $y$ ). Именно этой проводимостью  $g_0$  и следует учитывать все характеристики дефектов контактирующих поверхностей, определяющие ухудшение сопряжения проводников. В свою очередь проводимость  $g_0$  входит в выражение коэффициента растекания  $\gamma = \sqrt{r_0 g_0}$ ,

$$\text{и, конечно, в выражение } x_0 = \frac{1}{\gamma} = \frac{1}{\sqrt{r_0 g_0}}.$$

Доля контактного сопротивления  $r_k$  в общем сопротивлении  $r_{k.c}$  (3) может быть различной (от единиц до сотен процентов). Необходимость учета этой составляющей в  $r_{k.c}$  определяется назначением контактного соединителя. Мы здесь будем впредь предполагать контактные соединения для силовых электрических цепей, в основном, кабельные соединители. Для этого типа соединителей значение сопротивления регламентировано ГОСТ, что естественно, так как в этих цепях возможно появление больших токов. Например, ток короткого замыкания может быть 10 кА, при этом на кабельном соединителе должна выделяться мощность около 2 кВт (при сопротивлении  $r_{k.c} = 20 \text{ м}\Omega$ ). Понятно, что при увеличении сопротивления надежность соединителя уменьшается. Поэтому наличие в  $r_{k.c}$  (3) слагаемого  $r_k$  — контактного сопротивления (4) должно анализироваться с целью предотвращения перехода  $r_{k.c}$  выше допустимого уровня.

Большинство применяемых конструкций кабельных контактных соединителей характерны крайними значениями длины контакта: 1)  $L^* > 1$  (длинный контакт) и 2)  $L^* \leq 1$  (короткий контакт). В этих крайних случаях выражения для контактных сопротивлений могут быть приближенно представлены в упрощенной форме [1].

### 1) $L^* >> 1$ (длинный контакт).

Если обозначить отношение  $\frac{r_{02}}{r_{01}} = k_r$ , то

$$r_{k.c} \approx r_{||} \left[ 1 + \frac{1}{L^*} \left( k_r + \frac{1}{k_r} \right) \right]. \quad (5)$$

Видно, что с увеличением длины контакта  $L^*$  сопротивление  $r_{k.c}$  приближается к сопротивлению параллельного соединения проводников  $r_{||}$  («сопротивление материала»). Рассмотрим численные примеры для двух частных случаев.

**Симметричный контакт.** Это соединение двух одинаковых проводников:

$$r_{01} = r_{02}, \text{ т.е. } k_r = 1 \text{ и } r_{k.c} \approx r_{||} \left( 1 + \frac{2}{L^*} \right).$$

**Примеры:** а)  $L^* = 8$ , так что  $r_{k.c} = 1,25 r_{||}$ , т.е.  $r_{k.c}$  на 25% больше  $r_{||}$ ;

б)  $L^* = 15$  и  $r_{k.c} = 1,13 r_{||}$ ; здесь  $r_{k.c}$  больше  $r_{||}$  на 13%.

**Несимметричный контакт.** Несимметрия может быть геометрической или электрической. Примем  $r_{02} \approx 2r_{01}$ , т.е.  $k_r = 2$ . Тогда

$$r_{k.c} = r_{||} \left( 1 + \frac{2,5}{L^*} \right).$$

Сравнение этого выражения с  $r_{k.c} = r_{||}(1+2/L^*)$  — для симметричного контакта сразу указывает на то, что в несимметричном случае сопротивление должно быть выше. Это определено функцией  $f(k_r) = k_r + 1/k_r$ , которая имеет минимум в точке  $k_r = 1$  (т.е. в случае симметричного контакта).

**Примеры:** а)  $L^* = 8$ ;  $r_{k.c} = 1,31 r_{||}$ , т.е.  $r_{k.c}$  больше  $r_{||}$  на 31%;

б)  $L^* = 15$ ;  $r_{k.c} = 1,17 r_{||}$ , паяный кабельный соединитель имеет длину  $L^* \approx 15$ , так что его сопротивление больше  $r_{||}$  на 17%.

Итак, неограниченное увеличение длины контактного соединителя сопровождается стремлением  $r_{k.c}$  к  $r_{||}$ .

### 2) $L^* \leq 1$ (короткий контакт).

В этом случае [1]

$$r_{k.c} \approx r_{||} + \frac{x_0}{L^*} (r_{01} + r_{02}) \quad (6)$$

или

$$r_{k.c} \approx r_{||} \left[ 1 + \left( \frac{1}{L^*} \right)^2 \left( k_r + \frac{1}{k_r} + 2 \right) \right]$$

где, как и прежде,  $k_r = \frac{r_{02}}{r_{01}}$ .

Рассмотрим варианты.

*Симметричный контакт* ( $k_r = 1$ )

$$r_{k.c} = r_{\parallel} \left[ 1 + \left( \frac{1}{L^*} \right)^2 \cdot 4 \right]. \quad (7)$$

**Примеры:** а)  $L^* = 1$ , что дает  $r_{k.c} = 5 \cdot r_{\parallel}$ , т.е. сопротивление соединителя в 5 раз больше сопротивления параллельного соединения  $r_{\parallel}$ ;

б)  $L^* = 0,8$  и  $r_{k.c} = 7,25r_{\parallel}$ ; с уменьшением длины  $L^*$  сопротивление  $r_{k.c}$  стремительно «ходит» от значения  $r_{\parallel}$ .

*Несимметричный контакт.* Пусть, как прежде,  $k_r = 2$ . Тогда

$$r_{k.c} \approx r_{\parallel} \left[ 1 + \left( \frac{1}{L^*} \right)^2 \cdot 4,5 \right]. \quad (8)$$

Сравнение (8) с (7) также подтверждает, что введение несимметрии приводит к увеличению сопротивления  $r_{k.c}$ .

**Примеры:** а)  $L^* = 1$ , что дает  $r_{k.c} = 5,5r_{\parallel}$ , т.е. полное сопротивление в 5,5 раз больше сопротивления параллельного соединения;

б)  $L^* = 0,8$  и  $r_{k.c} = 8r_{\parallel}$  — сильное увеличение сопротивления.

В [1] указано, что при «коротком» контакте сопротивление  $r_{k.c}$  нельзя оценивать сопротивлением параллельного соединения  $r_{\parallel}$ . На это указывает и (6), где в явной форме присутствует сумма сопротивлений  $r_{01} + r_{02}$ .

В качестве примера расчета сопротивления при «коротком» контакте рассмотрим сопротивление резьбового соединения, применяемого сейчас в силовых контактных соединителях. Путь тока в этом соединителе таков: жила кабеля — контактный болт — резьбовой контакт — корпус соединителя — резьбовой контакт — болт — жила. (Это двухболтовой кабельный соединитель фирмы «Raychem»). В резьбовом контакте контактную поверхность представляет площадь резьбового зацепления по всей длине резьбовых ниток. В изделии эта площадь выб-

рана примерно равной площади  $S$  сечения кабельной жилы (будем в качестве примера иметь в виду  $S = 95 \text{ мм}^2$ ). Фрагмент резьбового контакта показан на рис.2. Чтобы наш анализ можно было применить в этом случае, мы должны в (6) или (7) предполагать, что с изменением длины  $L^*$  площадь кон-

такта остается неизменной. Применительно к рис.1 это означает изменение ширины  $A$  контактирующих электродов одновременно с изменением  $L$ .

Используем выражение (6) для полного сопротивления соединителя при «коротком» контакте

$$r_{k.c} \approx r_{\parallel} + \frac{x_0}{L^*} (r_{01} + r_{02}).$$

Поскольку  $r_{\parallel} = r_{\parallel 0} L = L \frac{r_{01} r_{02}}{r_{01} + r_{02}}$  и  $L$  — малое, то малым оказывается и первое слагаемое в выражении для  $r_{k.c}$ . Поэтому

$$r_{k.c} \approx \frac{x_0}{L^*} (r_{01} + r_{02}) = L \frac{1}{(L^*)^2} (r_{01} + r_{02}). \quad (9)$$

Теперь следует записать выражения для  $r_{01}$  и  $r_{02}$ , используя геометрические параметры резьбового зацепления (рис.2). Ширина  $A$  контактирующих поверхностей здесь задается длиной резьбовой нити, а толщина пластины принята равной шагу резьбы  $b$  (основание треугольник резьбы). Считая материалы соединения одинаковыми, записываем выражения для  $r_{01}$  и  $r_{02}$ :  $r_{01} + r_{02} = 2 \frac{1}{\sigma} \frac{1}{bA}$ , где  $\sigma$  — удельная проводимость. Полагаем, что для треугольной резьбы длина  $L = b$ , так что из (9)

$$r_{k.c} = L \frac{1}{(L^*)^2} 2 \frac{1}{\sigma} \frac{1}{bA} = 2 \frac{1}{(L^*)^2} \frac{1}{\sigma A} = 2 \left( \frac{x_0}{L} \right)^2 \frac{1}{\sigma A}.$$

Площадь контакта, который считаем идеальным,  $S_k = AL$ , так что

$$r_{k.c} = \frac{1}{\sigma S_k} \frac{2x_0^2}{L}. \quad (10)$$

Сравним это сопротивлением с тем, которое полагалось до сих пор — при традиционном подходе. Принимаем среднюю длину силовой линии тока в области контакта  $l_t$  равной толщине контактной пластины  $l_t = b$ . Тогда «традиционное» сопротивление контакта  $r_{tp} = \frac{1}{\sigma} \frac{b}{S_k}$ .

Отношение сопротивлений  $r_{k.c}$  по (10) и  $r_{tp}$

$$\alpha = \frac{r_{k.c}}{r_{tp}} = \frac{2x_0^2}{bL}.$$

Ранее мы приняли, что  $b = L$ , так что

$$\alpha \approx 2 \left( \frac{x_0}{L} \right)^2 = \frac{2}{(L^*)^2}. \quad (11)$$

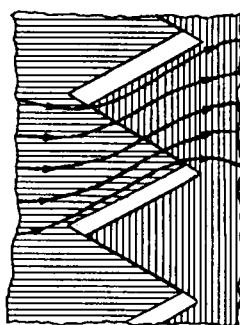


Рис.2.

Мы рассматриваем «короткие» контакты, для которых  $L \leq x_0$ . Если принять большее значение  $L \geq x_0$ , то из (11) следует  $\alpha = 2$ . Это означает, что значение сопротивления резьбового контакта, принимаемое традиционно, без учета искажения электрического поля в проводниках оказывается заниженным как минимум в 2 раза по сравнению с тем, что имеет место на самом деле. Если общую площадь резьбового контакта выбирать равной площади сечения соединяемой жилы кабеля, то в области контакта оказывается сосредоточено сопротивление, превышающее сопротивление провода не менее, чем в 2 раза. Сечение проводников выбирается в том числе и по стойкости к токам краткого замыкания. Оказывается, что традиционный подход к понятию сопротивления в контакте может приводить к увеличенному сопротивлению контакта и, как следствие, к потере стойкости у всего соединителя. Приведенный анализ показывает, что резьбовой кабельный соединитель (фирмы «Raychem») не может применяться без дополнительных подробных исследований и внесения изменений в конструкцию.

В качестве примера использования соединителя с «длинным» контактом укажем на известный паяный кабельный контактный соединитель (припой марки «A»). Его характеристическая длина  $L^* \approx 15$ ; именно этот параметр использован в численных примерах в разделе « $L \gg 1$  (длинный контакт)». Для несимметричного варианта ( $r_{02} \approx 2r_{01}$ ) было получено  $r_{k.c} \approx 1,17r_{||}$ , т.е. сопротивление этого соединителя оказалось на 17% больше  $r_{||}$  для параллельного соединения. Если конструкцию соединителя подкорректировать до симметричного варианта, сделав  $r_{02} \approx r_{01}$ , то сопротивление его уменьшится до  $r_{k.c} = 1,13r_{||}$ .

Сравнение разных конструкций контактных соединителей, применяемых в кабельных соединительных муфтах, сделано здесь неслучайно. Известно, что эти соединители должны находиться в эксплуатации длительное время (до 30 лет) без какого-либо обслуживания в отличие от соединителей открытого типа (например, для шинопроводов). Это накладывает очень жесткие требования на работоспособность и надежность этих соединителей. К примеру, у болтового соединителя при включениях на большой ток (КЗ) происходит интенсивный рост сопротивления; понятно, что растет не сопротивление материала соединителя, а именно контактная составляющая его. Напротив, у паяного соединителя сопротивление может даже па-

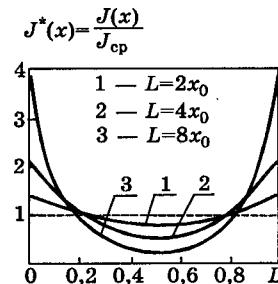


Рис.3.

даться. Становится очевидным, что паяный контактный соединитель оказывается много лучше двухболтового (фирмы «Raychem») или других с механическим сжимом контактирующих проводников.

В [1] показано, что плотность тока растекания с одного проводника на другой обычно распределяется вдоль контактной поверхности очень неравномерно. На рис.3 приведены функции  $J^*(x) = \frac{J(x)}{J_{cp}}$ . Напомним,

что  $J(x)$  — составляющая вектора плотности тока  $\vec{J}$ , нормальная к границе раздела проводников (рис.1). Эта функция связана с расчетной линейной плотностью тока из

[1]:  $J(x) = \frac{1}{A} \cdot J_0(\alpha)$ , где  $A$  — ширина кон-

тактной пластины и  $J_{cp} = \frac{I}{S}$  ( $S$  — сечение). В связи со столь выраженной неравномерностью  $J_0(x)$  возникает вопрос о распределении по длине контакта мощности, выделяемой этим током на контактной поверхности (или в ее окрестности). Совершенно очевидно, что при выраженной неравномерности (кривая 3 для  $L^* = 8$  на рис.3) средняя часть контакта несет токовой нагрузки, и выделяемая мощность распределена близи краев. Необходимо выяснить, не будет ли это смещение мощности к краям опасным для контакта, несмотря на то, что суммарное сопротивление контактного соединения (для длинного контакта) оказывается вполне благоприятным. Дополнительно к этому возникает и другой вопрос — будут ли равны контактные сопротивления (для одного соединителя), определенные по разному: в одном варианте — через закон Ома

$r_{k.c} = \frac{U_{k.c}}{I}$ , а в другом — через мощность  $P_{cp} = I^2 r_{k.c(p)}$  (известно, что при неравномерных распределениях плотности тока  $J$  эти сопротивления могут заметно отличаться).

Наконец, поскольку мощность, определяемая плотностью тока  $J_0$ , распределена по контакту крайне неравномерно, требуется локализовать места и определить опасный уровень выделяемой мощности. Все это означает, что от интегральной оценки с помощью сопротивления  $r_{\text{к.с}}$  выделяемой на контактном соединителе мощности в среднем целесообразно переходить к более подробному анализу с указанием на контакте опасных мест с недопустимым уровнем выделяемой локально мощности.

Рассмотрим, как распределяется плотность мощности  $p(x)$  по координате  $x$  (рис.1). Объемная плотность  $p = \frac{1}{\sigma} J^2$ , где  $\sigma$  — удельная проводимость;  $J$  — плотность тока. Вектор плотности тока  $\vec{J}(x)$  в любой точке может быть представлен ортогональными составляющими  $\vec{J} = J_t \vec{e}_x + J_n \vec{e}_y$ , где  $J_t, J_n$  — продольная и поперечная составляющие вектора  $\vec{J}$ . Объемная плотность мощности поэтому также выражается суммой  $p = \frac{1}{\sigma} J_t^2 + \frac{1}{\sigma} J_n^2$ . Рассматривать распределение  $p(x)$  в теле проводников, из которых построено контактное соединение, не имеет смысла, если подходящий к соединению проводник выбран с учетом стойкости к предельному значению тока (например, тока КЗ). Поэтому интерес может представлять лишь рассмотрение плотности мощности в контактной зоне соединения, вызываемой действием нормальной составляющей плотности тока  $J_n$ , т.е.

$$p_n(x) = \frac{1}{\sigma} J_n^2(x). \quad (12)$$

В [1] анализ использует линейную плотность тока  $J_0(x)$ ; она связана с объемной плотностью  $J_n(x) = \frac{1}{A} J_0(x)$ , где  $A$  — ширина контактирующих пластин (на рис.1 — в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка). В этом анализе использована цепная расчетная модель, и с учетом этого окончательное выражение для расчетной удельной мощности имеет вид

$$p_0(x) = \frac{1}{g_0} J_0^2(x). \quad (13)$$

Для получения этой функции надо вычислить [1]

$$J_0^2(x) = I^2 \frac{1}{z_c^2 \operatorname{sh}^2 \gamma L} [r_{02} \operatorname{ch} \gamma x + r_{01} \operatorname{ch} \gamma (L - x)]^2,$$

что после преобразований дает

$$J_0^2(\alpha) = I^2 \frac{1}{2z_c^2 \operatorname{sh}^2 \gamma L} \left\{ [R_0^2 - (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] + [R_0^2 + (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] \operatorname{ch} 2\gamma x - 2R_0(r_{01} \operatorname{sh} \gamma L) \operatorname{sh} 2\gamma x \right\}, \quad (14)$$

где сопротивление передачи  $R_0 = r_{01} \operatorname{ch} \gamma L + r_{02}$ .

Выражение (14) с учетом (13) и определяет функцию распределения мощности вдоль контактной поверхности (назовем эту мощность плотностью контактной мощности).

Полную контактную мощность  $P_k$  определим интегрированием по всей длине контакта

$$P_k = \frac{1}{\rho_0} \int_0^L J_0^2(x) dx, \quad \text{что в конечном итоге дает}$$

$$P_k = I^2 \frac{1}{2r_0 \operatorname{sh}^2 \gamma L} \left\{ [R_0^2 - (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] L + \frac{1}{2} x_0 [R_0^2 + (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] \operatorname{sh} 2\gamma L - x_0 R_0 (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L) \cdot 2 \operatorname{sh}^2 \gamma L \right\}. \quad (15)$$

Полученные выражения (14) и (15) громоздки и пользоваться ими «вручную» за небольшим исключением нецелесообразно. Функции распределения плотности контактной мощности  $p_0(x)$  удобнее строить непосредственным пересчетом графиков  $J^*(x)$  (рис.3) в  $J_0^2(x)$ . Удобно для анализа нормировать функцию плотности тока средним значением на длине контакта  $L$ :  $J_{cp} = \frac{I}{S}$  при этом распределение плотности тока описывается функцией  $J_0^{**}(x) = \frac{J_n(x)}{J_{cp}}$ , а плотность контактной мощности

$$p_n(x) = \frac{1}{\sigma} J_n^2(x) = \left[ \frac{1}{\sigma} \left( \frac{I}{S} \right)^2 \right] \cdot [J_0^{**}(x)]^2. \quad (16)$$

Функция  $[J_0^{**}(x)]^2 = p_n^*(x)$  с точностью до постоянного множителя и задает распределение контактной мощности; эта функция безразмерна и в наиболее общей форме описывает плотность  $p_n(x)$  вне зависимости от конструкции или значения тока  $I$ .

На рис.4 представлены два графика  $p_n^*(x)$ . Кривая 1 задает распределение контактной мощности для симметричного контакта длиной  $L^* = 8$ ; кривая 2 — для несимметричного ( $r_{02} = 2r_{01}$ ) длиной  $L^* = 15$ . Для каждого из этих соединений распределение контактной мощности при гипотетически равномерном перетекании тока ( $J_0 = \text{const} = I/L$ ) описывается постоянным уровнем  $p_n^* = 1$ .

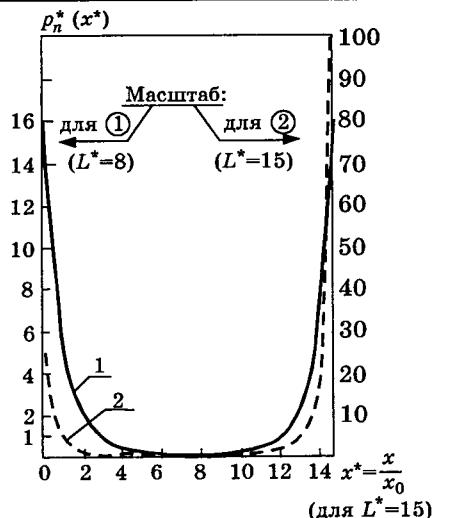


Рис.4.

Видно, что неравномерность перетекания тока приводит к большим (иногда огромным) превышениям плотности мощности у краев контакта: для «симметричного» примера кратность превышения равна 16, для «несимметричного» — до 100 с правой стороны. Эти кривые наглядно показывают, что в «длинных» контактах практически вся контактная мощность потеря сосредоточена у краев контакта, причем чем длиннее контакт, тем относительно большая мощность выделяется вблизи края. Понятно, что выделение мощности определяет нагрев при kontaktной зоне соединения, причем при большой кратности краевой мощности (относительно варианта равномерного распределения тока) возникает вопрос, который нельзя игнорировать, о местном перегреве контакта вблизи краев. Например, для паяного kontaktного соединителя алюминиевых кабельных жил сечением  $S = 65 \text{ мм}^2$  при односекундном токе КЗ  $I = I_{\text{кз}} = 10 \text{ кА}$  расчетный нагрев для выделенного микроэлемента соединения может быть более  $2000^\circ\text{C}$  (без учета теплопередачи). Учет соседних областей проводников (усреднение) снижает максимальную температуру вблизи kontaktного соединителя края (КС) до значений меньше  $900^\circ\text{C}$ , что также опасно. Это — предупреждение, что при неправильном выборе конструкции соединителя местная температура может быть выше температуры плавления алюминия (примерно  $661^\circ\text{C}$ ), что грозит разрушением жилы. Неудивительно, что припой в таком соединителе вблизи края должен плавиться (конечно, паяные кабельные соединители не должны применять низкотемпературный припой типа ПОС).

Необходимо в связи с этим специально отметить, что оценка стойкости kontaktного соединения по нагреву, определяемая усредненной плотностью тока (на рис.4 по уровню  $p_n^* = 1$ ) оказывается вообще лишена смысла, так как средняя часть (причем большая часть) длинного контакта практически не участвует в передаче тока и, соответственно, не нагревается.

Сейчас для оценки качества kontaktного соединения используют понятие сопротивления КС  $r_{\text{к.с}}$ , в которое входит и сопротивление материала контактирующих проводников

$r_{\parallel} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}$  (2),  $r_{\text{к.с}} = r_{\parallel} + r_k$ . Если  $r_{\text{к.с}}$  оказывается не выше сопротивления одиночного проводника одинаковой с КС длины  $L$ , то соединение принято считать удовлетворительным. Понятно, что при такой оценке собственно kontaktное сопротивление никак не оценивается. И уж совершенно никак не входит в оценку та неравномерность распределения плотности мощности (рис.4), которая и может представлять основную опасность для работоспособности kontaktного соединения.

Необходимо еще остановиться на определении самого понятия сопротивления. Один способ, которым и пользуются в подавляющем большинстве случаев, задается законом Ома  $r = U/I$ . Именно так определено kontaktное сопротивление  $r_k$  и у нас в (4) и в [1]. Подобным образом поступают, когда предполагаются равномерные распределения характеристик электрического поля (напряженности  $\vec{E}$ , плотности тока  $\vec{J}$ ). Когда поле распределяется заранее неравномерно, тогда предпочтительней другой способ определения сопротивления [3], по выражению для мощности

$$P = r \cdot I^2, \quad (17)$$

в котором сначала вычисляется интегрированием ток  $I = \int_0^L J(x)dx$ , а затем уже —

мощность  $P$  (понятно, что при равномерном распределении оба способа определения сопротивления дают одинаковые результаты).

В нашем случае (рис.4) плотность мощности распределяется весьма неравномерно, что вынуждает для  $r_k$  вместо (4) в соответствии с (17) записать другое выражение, используя (15):

$$r_{k(p)} = \frac{L}{2r_0 \operatorname{sh}^2 \gamma L} [R_0^2 - (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] + \frac{x_0}{2r_0} [R_0^2 + (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L)^2] \operatorname{cth} \gamma L - x_0 \frac{R_0}{r_0} (r_{01} \operatorname{sh} \gamma L); \quad (18)$$

напомним, что  $x_0 = 1/\gamma$  — длина растекания тока (единица длины, характерная для конструкции контактного соединения).

Выражение (18) довольно сложное, и здесь мы ограничимся частичным анализом его только для симметричного контакта,  $r_{01} = r_{02}$ ; при  $L^* = \frac{L}{x_0}$  получим:

$$r_{k(p)} = r_{||0} x_0 [L^* (\operatorname{cth} \frac{1}{2} L^*) + (\operatorname{ch}^2 L^*) \times \times (\operatorname{cth} \frac{1}{2} L^*) - (\operatorname{sh} L^*)(1 + \operatorname{ch} L^*)]. \quad (19)$$

Для симметричного контакта  $r_{||0} = \frac{1}{2} r_{01}$  — сопротивление параллельного соединения единичной длины; сопротивление материала КС  $r_{||} = \frac{1}{2} r_{01} L = \frac{1}{4} r_0 L$ , где  $r_0 = r_{01} + r_{02} = 2r_{01}$ . Для сравнения с сопротивлением  $r_k$  по (4) нормируем  $r_{k(p)}$  сопротивлением материала  $r_{||}$ , т.е.  $r_{k(p)}^* = \frac{r_{k(p)}}{r_{||}} = r_{k(p)} \frac{2}{r_{01} L}$ , и из (19)

после громоздких преобразований получим:

$$r_{k(p)}^* = \left( \operatorname{cth} \frac{L^*}{2} \right) \cdot \left( \frac{1}{\operatorname{sh} L^*} + \frac{1}{L^*} \right). \quad (20)$$

Из (4) в случае симметричного контакта следует, что контактное сопротивление в нормированном виде выражается так

$$r_k^{**} = \frac{r_k}{x_0 r_{01}} = \operatorname{cth} \frac{L^*}{2}. \quad (21)$$

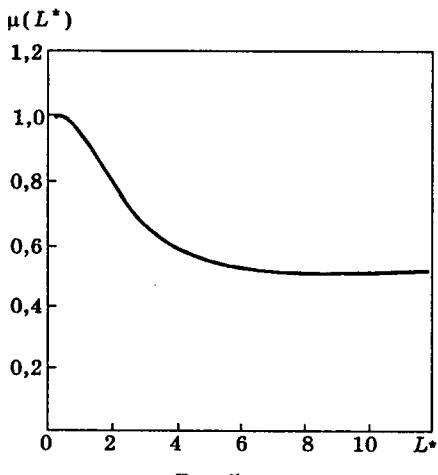


Рис.5.

С учетом (20) и (21) найдем отношение контактных сопротивлений, определяемых разными способами — через мощность и через закон Ома

$$\mu(L^*) = \frac{r_{k(p)}}{r_k} = \frac{r_{k(p)}^*}{r_k^{**}} \frac{L^*}{2} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{L^*}{\operatorname{sh} L^*} \right]. \quad (22)$$

Это отношение в функции длины контакта изображено кривой на рис.5. Видно, что при  $L^* \ll 1$  сопротивления  $r_{k(p)}$  и  $r_k$  не отличаются; объясняется это тем, что для коротких контактов плотность тока почти неизменна по всей длине контакта (равномерное распределение). При  $L^* \gg 1$  функция  $\mu(L^*)$  стремится к 0,5, т.е. у длинных КС контактные сопротивления  $r_{k(p)}$  и  $r_k$  отличаются в два раза. Резкое изменение  $\mu(L^*)$  имеет место в интервале примерно  $1 < L^* < 4$ ; объясняется это тем, что для значений, начиная с  $L^* > 4 \div 5$ , средняя часть соединения «перестает» выполнять свои функции контакта (отсутствует переход с одного проводника на другой).

Для всех значений  $L^* > 0$  оказывается

$$\mu = \frac{r_{k(p)}}{r_k} < 1. \quad \text{Это означает, что линейное определение (из закона Ома) сопротивления } r_k \text{ задает увеличенное значение его, так что вычисление мощности с помощью } r_k I^2 \text{ даст завышенное значение (при } L^* > 5 \text{ завышение окажется двукратным).}$$

При оценке качества КС это может давать некоторую страховку, однако большая неравномерность распределения мощности по длине (рис.4) может свести на «нет» этот расчетный запас качества. В целом интенсивность перепада значений функции  $\mu(L^*)$  (рис.5) также свидетельствует о сильной неравномерности распределения плотности тока  $J_0(x)$  по длине контактного соединения.

Следует указать еще один источник нагрева в контактной зоне проводников. Связан он с неоднородностью электрической характеристики (проводимости) на контактной поверхности. Из уравнения непрерывности тока  $\operatorname{div} \vec{J} = 0$  с учетом дифференциального закона Ома  $\vec{J} = \sigma \vec{E}$  следует  $\vec{E} \operatorname{grad} \sigma + \sigma \operatorname{div} \vec{E} = 0$ , откуда

$$\operatorname{div} \vec{E} = - \left( \frac{1}{\sigma} \operatorname{grad} \sigma \right) \vec{E}. \quad (23)$$

Это означает, что в области нарушения однородности проводимости материала ( $\operatorname{grad} \sigma \neq 0$ ) существует определенный объем

ный электрический заряд. Представим переход через контактную поверхность по рис.1 для соединения двух проводников с разными проводимостями  $\sigma_1, \sigma_2$  отдельно на рис.6 ( $n$  — координата здесь соответствует координате  $y$  на рис.1). Изменение проводимости от  $\sigma = \sigma_1$  до значения  $\sigma = \sigma_2$  представим равномерным (наклонная линия на участке длиной  $\delta$ ). Для вычисления  $\operatorname{div} \vec{E}$  в (23) найдем  $\operatorname{grad} \sigma$ , как это сделано в [4]:

$$|\operatorname{grad} \sigma| = \frac{d\sigma}{dn} = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\delta}. \text{ В (23) проводимость } \sigma$$

есть среднее значение на участке  $\delta$ :  $\sigma = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2}$ .

Предполагая, что отрезок  $\delta$  мал, получаем

$$\left| \frac{1}{\sigma} \operatorname{grad} \sigma \right| = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} \frac{2}{\delta},$$

так что для границы раздела двух проводников имеем

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{2}{\delta} \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} E_n = \frac{2}{\delta} \lambda E_n. \quad (24)$$

Здесь  $\lambda = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1}$  — характеристический параметр, который может принимать значения из интервала  $-1 < \lambda < +1$ . Таким образом, в контактной зоне оказывается распределен заряд с объемной плотностью

$$\rho_V = 2\epsilon_0 \lambda E_n \frac{1}{\delta}. \quad (25)$$

Расчетная толщина слоя  $\delta \rightarrow 0$ , поэтому  $\rho_V \rightarrow \infty$ . Это означает, что необходимо перейти от объемного к поверхностному распределению заряда с плотностью  $\rho_s = \lim_{\delta \rightarrow 0} \rho_V \delta$  или

$$\rho_s = 2\epsilon_0 \lambda E_n. \quad (26)$$

Итак, на границе соединения двух провод-

ников с разными проводимостями оказывается сосредоточен простой слой заряда с поверхностной плотностью, определяемой по (26). Если одним из проводников оказывается проводящая пленка, к которой по другой, противоположной поверхности примыкает второй электрод контактного соединения, то получаются две разнополярно заряженные поверхности с плотностью зарядов  $\pm \rho_s$ . Проводящие поверхностные пленки имеют малую толщину 1, поэтому можно говорить о появлении двойного электрического слоя с плотностью

$$\tau = \rho_s l = 2\epsilon_0 l \lambda E_n. \quad (27)$$

Известно, что переход через двойной слой сопровождается скачкообразным изменением потенциала на

$$\Delta u = \frac{\tau}{\epsilon_0} = 2l\lambda E_n. \quad (28)$$

Это, в свою очередь, обусловливает потери мощности  $p$  при прохождении тока плотностью  $J_n$ , определяемые плотностью

$$p_{\text{пл}} = J_n \Delta u = 2l\lambda E_n J_n. \quad (29)$$

Толщина поверхностной пленки на проводниках контактного соединения мала настолько, что ее температура при  $p_{\text{пл}} \neq 0$  определяется не столько величиной  $p_{\text{пл}}$ , сколько условиями теплоотдачи от пленки к проводящему электроду. Для нашего анализа контактных соединений потеря мощности (29) должна учитываться в дополнительном слагаемом  $r_d$  в контактном сопротивлении  $r_k$ .

Введение двойного слоя позволяет не только учесть дополнительные потери мощности. В [2] дано понятие стягивания тока к контактным пятнам, учет которого в дальнейших расчетах приходится делать полуэмпирическими способами, поскольку не было введено ясного определения контактного сопротивления. Если же применять понятие двойного слоя, то все эффекты, вызванные дискретным распределением контактных пятен и стягиванием линий тока, могут быть учтены интегрально в виде эквивалентного двойного слоя, характеризуемого дополнительным сопротивлением. После этого уже вычисляется погонный параметр проводимости  $g_0$ , а затем — постоянная растекания  $\gamma$  и длина растекания  $x_0 = \frac{1}{\gamma}$ . Таким образом, учет  $r_d$  (т.е. влияние пленки или областей стягивания) должен приводить к увеличению длины растекания  $x_0$  и, соответственно к уменьшению расчетной длины контакта  $L^* = \frac{L}{x_0}$ .

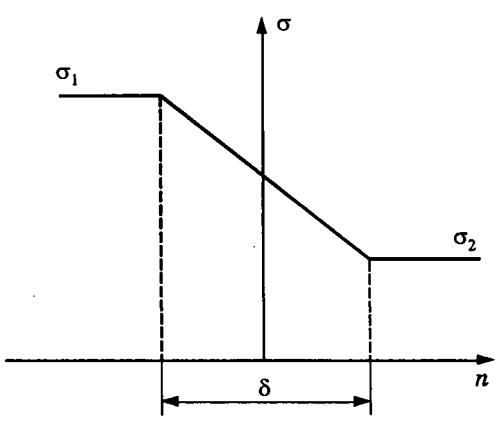


Рис.6.

Эта статья представляет продолжение разработки новой электрической теории контактных соединений, изложение которой начато в [1].

#### Выводы

1. Из общего вида контактного сопротивления получены упрощенные выражения, характерные для практически применяемых контактных соединений. Показано, что паяные силовые контактные соединители для кабельных жил обладают лучшими характеристиками, чем соединители с механическим сжимом. Применение кабельных соединителей с резьбовым контактом (например, фирмы «Raychen») без дополнительных исследований и конструктивных изменений подвергает опасности работоспособность кабельной линии.

2. Показано, что плотность контактной мощности распределена по длине контакта очень неравномерно; свои наибольшие значения она принимает у краев контакта. Поэтому оценка качества контакта по его общему сопротивлению лишена смысла.

3. Выражение контактного сопротивления соединителя, получаемое из линейного соот-

ношения (закон Ома) при резко выраженной неравномерности распределения плотности тока, необходимо заменять другим, следующим из выражения контактной мощности. Тогда для «длинного» контакта это сопротивление в симметричном случае оказывается в два раз меньше.

4. Таким образом, применение этой теоретической разработки заставляет пересмотреть ряд устоявшихся представлений о характеристиках электрического контакта и его конструктивных воплощениях.

*Эта разработка делалась в соответствии с планом научно-исследовательских работ в ОАО «НИИпроектэлектромонтаж».*

#### Список литературы

1. Юрьевич В.М. Основы электрической теории контактных соединений//Электротехника. 1999. № 2.
2. Хольм Р. Электрические контакты. М.: Изд-во иностр. лит. 1961.
3. Нетушил В.А., Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Ч. III. М.: Госэнергоиздат, 1956.
4. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев: Техника, 1974.

## УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

### «Горячая замена» модулей электронных управляющих систем без отключения питания и перерыва в работе

ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук

НПП ВНИИЭМ

*Рассматриваются проблемы создания электронных управляющих систем, обеспечивающих длительное непрерывное функционирование без отключения питания и перерыва в работе при замене отказавших модулей и добавлении новых.*

Электронные управляющие системы находят все более широкое применение в различных отраслях народного хозяйства. Однако несмотря на высокую надежность современных электронных управляющих систем, в них все-таки возникают сбои и отказы, которые требуют ремонта оборудования системы. Кроме того, электронные управляющие системы должны допускать простую модернизацию, расширяющую возможности системы.

Требование легкого ремонта и модернизации системы обеспечивается использованием модульной конструкции электронных управляющих систем, позволяющей разделить их на

отдельные сменяемые модули, которые могут легко заменяться новыми или удаляться из системы для ремонта и обслуживания, а затем вставляться обратно. Модульная конструкция позволяет также без труда добавлять к системе новые модули, расширяющие ее функциональные возможности.

Сейчас в большинстве электронных управляющих систем для замены модулей отключается питание, после чего модуль извлекается из системы. Обратное введение отремонтированного модуля или добавление нового модуля также производится при отключенном питании. Такая процедура называется «холод-

ной заменой» (Cool Swap) и не требует от системы и модулей каких-либо специальных электронных схемных решений и специальных конструкций, кроме разработки интерфейсов модулей и использования для подсоединения модулей стандартных разъемных соединителей. Замена модулей другими того же типа выполняется путем простого извлечения отказавшего модуля и вставления на его место соответствующего нового модуля или отремонтированного старого. Однако в случае расширения системы за счет добавления новых модулей, даже при холодной замене, возникают проблемы, связанные с перераспределением ресурсов во вновь образованной расширенной электронной управляющей системе. Например, в компьютерных управляющих системах, созданных на основе персональных компьютеров, используется специальная технология «вставляй и работай» Plug and Play (PnP), поддерживаемая операционной системой Windows 95 фирмой «Microsoft». В этом случае при каждом включении питания определяется состав системы, и в случае появления новых модулей изменяются расширенные данные о системной конфигурации, управляющие распределением ресурсов системы между модулями. При этом в соответствии с новой конфигурацией автоматически изменяется работа программного обеспечения системы, не требуя от пользователя никакого дополнительного вмешательства.

В последнее время, однако, во многих критических применениях, требующих высокой готовности и длительной непрерывной работы, все чаще возникает необходимость замены модулей в электронных управляющих системах без прерывания функционирования системы и выключения питания. Эта процедура называется «горячая замена» (Hot Swap) или «вставка под напряжением» (Live Insertion). Электронные управляющие системы, обеспечивающие горячую замену, легче обслуживать и расширять. Однако системы с горячей заменой модулей требуют создания специальной аппаратуры, а при использовании компьютеров и специального программного обеспечения. Можно выделить две группы электронных управляющих систем, требующих горячей замены: электронные управляющие системы без использования компьютеров и компьютерные управляющие системы, обычно имеющие шинную организацию подключения модулей. К системам первой группы можно отнести, например, электронные телефонные станции со сменными модулями, к второй группе — различные обслуживаемые управляющие компьютеры, также использующие сменные модули, которые могут заменяться во

время работы. В ряде случаев достаточно просто гарантировать, что при горячей замене сменного модуля или периферийного устройства в системе не возникнет никаких аварийных разрушений, хотя допустимо возникновение кратковременного нарушения работоспособности оборудования, которая потом автоматически быстро восстанавливается. Обычно это относится к электронным управляющим системам без использования компьютеров и для периферийных устройств компьютерных управляющих систем. В электронных же блоках компьютерных управляющих систем замена сменных модулей и подключение новых модулей без отключения системы не должны не только разрушать систему или ее части, но и приводить к какому-либо нарушению ее функционирования. Важнейшим конструктивным требованием к сменным модулям компьютерных управляющих систем, обеспечивающим горячую замену, является требование четкого выполнения соединения соединителей модуля с соединителями основной части системы и предотвращение механических взаимодействий заменяемого модуля с соседними модулями. Достигается это использованием специальных жестких направляющих, обеспечивающих удобное и, главное, точное введение и вынимание модуля. В конце введения должно происходить точное соединение контактов соединителей, предохраняющее от контактирования несоответствующих выводов соединителей и от перекосов, вызывающих большой разброс моментов соединения штырей и гнезд соединителей. При этом в любом случае соединение между работающей системой и сменным модулем, обеспечивающим горячую замену, должно осуществляться таким образом, чтобы их интерфейсные микросхемы не были повреждены.

Обычно центральный электронный блок модульной компьютерной управляющей системы состоит из пассивной базовой объединительной панели со штыревыми соединителями, к которым подсоединяются сменные функциональные одноплатные печатные модули с гнездовыми соединителями (рис.1).

Если в системе для связи между модулями используются интерфейсные микросхемы приемников и передатчиков сигналов, изготовленные по КМОП технологии, то на входах и выходах этих микросхем имеются диоды, привязывающие входные и выходные сигналы к уровням напряжений «земли» ( $GND$ ) и питания ( $V_{cc}$ ) [1].

Когда модуль 2 (рис.1) вставляется в соединитель объединительной панели, то из-за технологического разброса точности изготовления и соединения штыревой и гнездовой

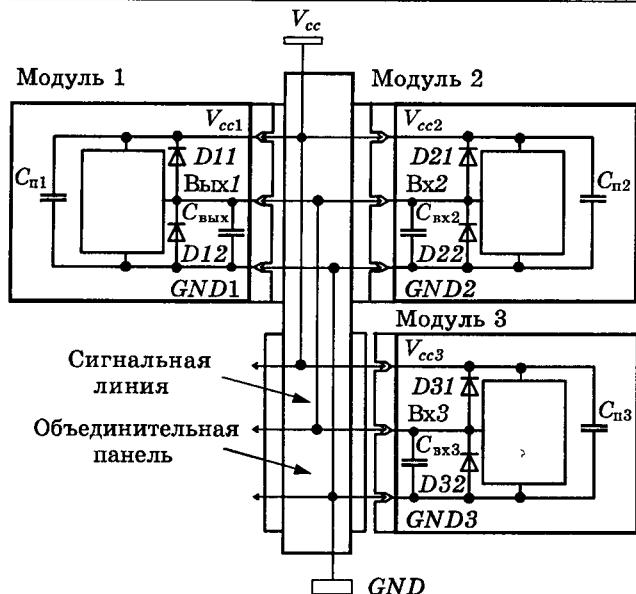


Рис.1. Модульная конструкция компьютерной управляющей системы. Соединитель для модуля 3 имеет удлиненные штыри цепей питания и «земли»

частей соединителя и перекоса модуля при вставлении контакты соединителя могут соединяться в произвольной, непредсказуемой последовательности. Например, первыми могут подсоединяться контакты  $V_{cc2}$  и  $Bx2$  модуля 2. Если при этом на выходе  $Vых1$  модуля 1 «низкое» выходное напряжение, поступающее по сигнальной линии на вход  $Bx2$  модуля 2, то с входа  $V_{cc2}$  модуля 2 через незаряженный конденсатор питания модуля 2  $C_{п2}$ , входной диод  $D22$ , контакт  $Bx2$  и сигнальную линию в выход  $Vых1$  модуля 1 течет ток, значение которого может выйти за допустимые пределы и привести к разрушению диода  $D22$  и микросхемы передатчика, подсоединенными к выходу  $Vых1$ . Аналогично, если первыми подсоединяются контакты  $GND2$  и  $Bx2$  модуля 2, а на выходе  $Vых1$  модуля 1 «высокое» выходное напряжение, поступающее по сигнальной линии на вход  $Bx2$  модуля 2, то с выхода  $Vых1$  модуля 1 через контакт  $Bx2$ , диод  $D21$  и конденсатор питания модуля  $C_{п2}$  в земляной вывод разъема платы 2 также может течь чрезмерный ток, который может разрушить диод  $D21$  и микросхему передатчика на выходе  $Vых1$ . Таких аварийных ситуаций можно избежать, если в штыревом соединителе объединительной панели удлинить на 1,5–2,0 мм штыри, передающие уровни напряжения «земли». При этом уровень напряжения «земли» будет всегда подаваться на вставляемый в систему модуль первым, раньше уровней напряжения питания и сигналов сигнальных линий. Необходимо также использовать интерфейсные микросхемы приемопередатчиков без входных и выходных диодов, подсоединенными к напря-

жению питания. Такими микросхемами являются микросхемы, изготавливаемые по биполярной или БИКМОП технологиям.

В результате возникновение чрезмерных токов, протекающих через конденсаторы питания в интерфейсные микросхемы вставляемых модулей, станет невозможным. Кроме того, выполняемое при использовании соединителя с удлиненным «земляным» выводом первоначальное «заземление» модуля разряжает заряд статического электричества, которым он может быть заряжен, предохраняя от разрушения микросхемы модуля. Еще более правильным является удлинение как штырей, подающих уровни напряжения «земли», так и штырей, подающих уровни напряжения питания. В такой двухуровневой системе контактирования соединителя сменного модуля со ступенчатым расположением штырей разной длины staged (multi-length) pins входные сигналы будут поступать на интерфейсную приемную микросхему лишь тогда, когда она уже находится под напряжением питания и подсоединенена к уровню «земли». Модуль 3, показанный на рис.1, вставляется в соединитель объединительной панели, имеющей удлиненные штыри уровней напряжения «земли» ( $GND$ ) и питания ( $V_{cc}$ ).

Однако и в случае двухуровневой системы контактирования с длинными штырями уровней напряжений «земли» и питания все равно остаются проблемы, которые могут привести к неправильному функционированию и даже разрушению интерфейсных микросхем электронной управляющей системы.

Во-первых, большой ток заряда конденсатора питания  $C_{п3}$ , протекающий совместно с номинальным током питания вставляемого модуля в момент его подключения к шине питания объединительной панели, может вызвать появление на этойшине недопустимого провала напряжения питания  $V_{cc}$ , приводящего к сбою в работе системы. Вынимание модуля, в свою очередь, может привести к резкому уменьшению потребляемого от блока питания тока и появлению на шине питания недопустимого выброса напряжения питания. Появление провалов и выбросов напряжения питания объясняется неспособностью блоков питания отрабатывать большие импульсные токовые нагрузки питания при вставлении и вынимании модуля.

Во-первых, образуемый емкостью монтажа и входной емкостью приемной микросхемы входной паразитный конденсатор  $C_{вх3}$  на сигнальном входе вставляемого модуля, емкость которого может достигать 20 пФ, в момент подключения к сигнальной линии объединительной панели способен нежелательным образом

искажить форму сигнала, передаваемого по сигнальной линии объединительной панели, и испортить выполняемые системой транзакции.

В-третьих, наконец, при вставлении в объединительную панель модуля З его электронные схемы могут перейти в произвольное логическое состояние и его приемопередатчики могут выдать в общую сигнальную шину ложный сигнал противоположной полярности по отношению к полезному сигналу, подаваемому ранее вставленным модулем. В результате такого конфликта может не только нарушиться функционирование системы, но и возникнуть чрезмерный ток, протекающий между выводами микросхем, подающими разнополярные сигналы на общую сигнальную шину, и способный разрушить эти микросхемы.

Решение этих проблем требует выполнения трех условий. Во-первых, введения в цепи питания основной электроники сменного модуля управляемых специальной схемой мощных полевых транзисторов, которые в момент вставления модуля в систему или его вынимания будут ограничивать и плавно изменять токи, текущие в модуль от блока питания. Во-вторых, входной паразитный конденсатор приемной интерфейской микросхемы вставляемого модуля должен быть предварительно, до подсоединения к сигнальной линии объединительной панели, заряжен до некоторого напряжения, находящегося между напряжениями максимально «низкого» и минимально «высокого» уровня сигналов, передаваемых по сигнальной линии объединительной панели. При использовании в приемопередатчиках биполярных ТТЛ микросхем, как показали проведенные исследования, этот уровень напряжения предварительного заряда, при котором обеспечивается наиболее устойчивая работа, равен 1,5 В, что примерно равно пороговому напряжению ТТЛ микросхем. При этом влияние подсоединения паразитного входного конденсатора, заряженного до напряжения 1,5 В, будет примерно одинаковым для «высоких» и «низких» уровней передаваемых по сигнальным линиям сигналов, не вызывая в них недопустимых искажений.

В-третьих, после подачи на вставляемый модуль входных напряжений питания в этом модуле должен быть выработан локальный сигнал «исходное», который воспрепятствует выдаче выходных сигналов приемопередатчиками модуля в систему в момент контактирования выводов сигнальных цепей и еще некоторое дополнительное время спустя после контактирования, пока модуль не будет инициализирован и запущен операционной системой компьютера в нормальную работу. Необходимо также перевести выходные каска-

ды приемопередатчиков модуля на время подачи сигнала «исходное» в высокоимпедансное состояние.

На рис.2 показан одноплатный сменный модуль компьютерной управляющей системы, аппаратно реализующий горячую замену и удовлетворяющий всем трем условиям. Ограничение токов, втекающих в модуль для заряда конденсаторов емкостью 470 мФ, стоящих на плате в цепях напряжений питания 3,3 и 5 В, достигается использованием контроллера горячей замены LTC 1422 фирмы «Linear Technology» [2], управляющего двухтранзисторным мощным полевым прибором SI4936, содержащим два мощных полевых NMOP транзистора со сходными характеристиками. Контроллер горячей замены вырабатывает также в начале подачи на плату входного напряжения питания локальный сигнал «исходное» (RESET), который устанавливает в исходное состояние все основные логические и интерфейсные микросхемы модуля, а подключенные к сигнальным линиям приемопередатчики — в высокоимпедансное состояние. Подключенный к выводам  $V_{cc}$  и SENSE контроллера измерительный резистор сопротивлением 0,01 Ом выдает в контроллер сигнал напряжения, пропорциональный входному току, потребляемому от источника 5 В при включении питания основной электроники платы. Когда ток достигает максимального значения  $I_{max} = 5$  А (напряжение на резисторе достигает 50 мВ), выходное напряжение на выводе контроллера GATE, подаваемое на затворы мощных полевых NMOP транзисторов, начинает снижаться, переводя их в режим генераторов постоянного тока, в котором они и работают до момента, когда стоящие в цепях питания сменного модуля  $V_{out1}$  и  $V_{out2}$  конденсаторы цепей питания емкостью 470 мФ заряжаются и потребляемый от блока питания системы ток начнет уменьшаться. После этого напряжение на затворах транзисторов возрастет и они перейдут в состояние насыщения с малым последовательным сопротивлением, а токи уменьшатся до номинальных  $I_{nom}$ , которые обычно меньше максимального тока  $I_{max}$  примерно на 1–2 А. Хотя измеряется ток только в цепях мощного полевого NMOP транзистора, подающего в модуль напряжение  $V_{out1} = 5$  В, оба мощных полевых транзистора имеют сходные характеристики и ведут себя аналогично в соответствии с напряжением, генерируемым на выводе GATE контроллера, которое снижается при достижении тока в цепи подачи напряжения 5 В максимально допустимого значения  $I_{max} = 5$  А. Необходимо отметить, что на выводе микросхемы GATE в режиме номинального тока и насыщения мощных полевых

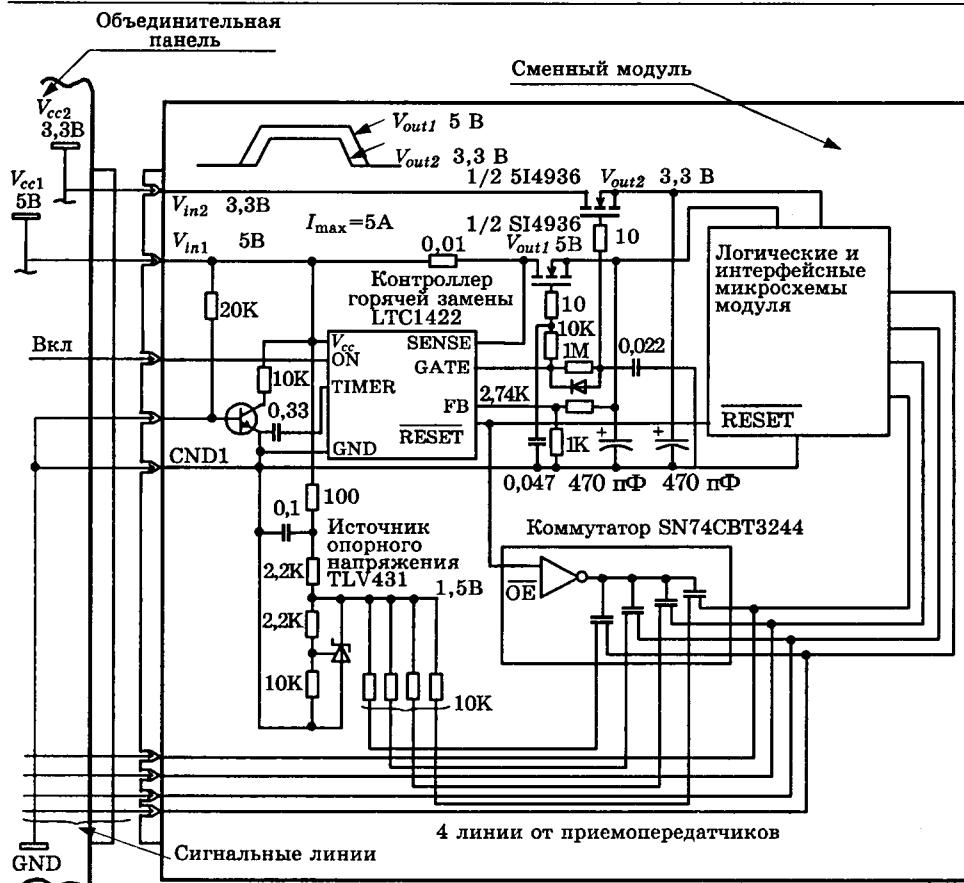


Рис.2. Сменный модуль с аппаратурной реализацией горячей замены. Соединитель имеет удлиненные штыри цепей питания и «земли»

NMOP транзисторов генерируется напряжение затвора, превышающее напряжение питания  $V_{in1}$ , подаваемое на вывод микросхемы  $V_{cc}$ , на 12 В, вырабатываемое в микросхеме контроллера горячей замены схемой «накачки заряда» (charge pump), использующей умножение напряжения.

В типичном сменном модуле, показанном на рис.2, используются два напряжения питания:  $V_{out1} = 5$  В и  $V_{out2} = 3,3$  В, причем напряжение 5 В должно подаваться раньше, а сниматься позже напряжения 3,3 В. Достигается это соответствующим подбором постоянных времени повышения и снижения напряжений на затворах мощных полевых NMOP транзисторов, осуществляющих подачу в модуль напряжений 5 и 3,3 В. Постоянная времени повышения напряжения на затворе мощного NMOP транзистора в цепи 5 В меньше постоянной времени повышения напряжения на затворе мощного NMOP транзистора в цепи 3,3 В. Постоянная времени снижения напряжения на затворе мощного NMOP транзистора в цепи 5 В остается неизменной и равна постоянной времени повышения напряжения, в то время как постоянная времени снижения напряжения на затворе мощного NMOP транзистора в цепи 3,3 В уменьшается за счет использования шунтирующего резистора диода и становится меньше постоянной времени снижения напряжения на зат-

воре мощного NMOP транзистора в цепи 5 В. В результате напряжение  $V_{out1} = 5$  В подается на основные логические и интерфейсные микросхемы модуля раньше, а снимается позже, чем напряжение  $V_{out2} = 3,3$  В.

При вставлении модуля в объединительную панель на него первыми подаются два уровня входных напряжений питания  $V_{in1} = 5$  В,  $V_{in2} = 3,3$  В и уровень «земли» ( $GND1$ ), цепи которых в соединителе объединительной панели имеют длинные штыри. При этом на контроллер горячей замены LTC1422 поступают необходимые для его работы уровни напряжений питания  $V_{in1} = 5$  В и «земли»  $GND1$  и он оказывается в работоспособном состоянии, но пока выключен, так как на вход включения контроллера  $ON$  с подключенным к нему коллектором транзистора подается низкое напряжение, поскольку в этот момент транзистор включается в состояние насыщения током, текущим от напряжения  $V_{in1} = 5$  В через резистор сопротивлением 20 кОм в его базу. В ходе дальнейшего вставления модуль переходит ко второму уровню контактирования, когда с гнездами соединителями модуля замыкаются короткие штыри соединителя объединительной панели. В этот момент на базу транзистора подается «низкий» уровень напряжения «земли» и он выключается. В это же время из объединительной панели через соединитель подается на коллектор транзис-

тора и контакт *ON* контроллера горячей замены управляющий сигнал Вкл. Если сигнал Вкл не находится в «низком» состоянии, выключающим контроллер горячей замены, то контроллер горячей замены включается. При этом с задержкой, которая определяется емкостью конденсатора, подключенного к выводу контроллера *TIMER*, в контроллере начинает работать вырабатывающая высокое напряжение схема «накачки заряда», а затем это напряжение подается на выход контроллера *GATE*, включая мощные полевые транзисторы, через которые в конденсаторы питания и основные логические и интерфейсные микросхемы сменного модуля начинают плавно пропускаться токи для заряда конденсаторов питания и питания основной электроники платы. При вынимании модуля в момент прекращения контактирования коротких штырей на контакт *ON* контроллера горячей замены поступает «низкий» сигнал и контроллер выключается, прекращая возбуждение мощных полевых NMOP транзисторов и плавно уменьшая потребляемый модулем ток до момента прекращения контактирования длинных штырей, подающих напряжения питания.

Наличие в контроллере горячей замены отдельного входа включения контроллера *ON*, выводимого через соединитель на объединительную панель, позволяет системе подавать на этот вывод сигнал «низкого» или «высокого» уровня, соответственно снимая или подавая напряжения питания на основную электронику модуля. Система может снять напряжение с основной электроники и изолировать неисправный модуль без извлечения его из объединительной панели и может включить в работу резервный модуль, который был ранее вставлен в объединительную панель, но основная электроника которого не находилась под напряжением. Это свойство позволяет создавать надежные компьютерные управляющие системы с высокой готовностью.

Конденсатор 0,33 мФ, подключенный к выводу *TIMER* контроллера, не только формирует задержку начала работы схемы «накачки заряда» после появления «высокого» напряжения на выводе *ON* контроллера, но также определяет задержку снятия локального сигнала «исходное», т.е. момент появления «высокого» напряжения на выходе *RESET* модуля и перехода основной электроники сменного модуля в рабочее состояние. При этом сигнал «исходное» (*RESET*) остается в «низком» состоянии, пока потенциал на входе вывода *FB* контроллера ниже напряжения 1,232 В. В сменном модуле на вход *FB* через делитель напряжения на точных резисторах сопротивление 2,74 и 1 кОм подается напряжение пил-

тания модуля  $V_{out1} = 5$  В. В результате включающее напряжение на входе *FB*, равное 1,232 В, достигается тогда, когда напряжение  $V_{out1}$  возрастает до 4,5 В, после чего и начинается с задержкой снятие локального сигнала «исходное» (*RESET*).

Напряжение  $V_{in1}=5$  В, первым поступающее на модуль, сразу подает питание на контроллер горячей замены и через фильтр из резистора сопротивлением 100 Ом и конденсатор емкостью 0,1 мФ на цепи предварительного подзаряда входов приемопередатчиков модуля до напряжения 1,5 В. При этом потребляемая от источника мощность невелика, и появляющийся нагрузочный ток не вызывает недопустимого провала напряжения на шинах питания объединительной панели и блока питания. В цепи предварительного подзаряда входов приемопередатчиков используются источник опорного напряжения *TLV431* и коммутатор *SN74CBT3244*, выпускаемые фирмой «Texas Instruments» [3]. В качестве коммутатора можно использовать и другие микросхемы, например, 10-ти битный коммутатор *QS3384* фирмы «Quality Semiconductor» [4]. Резисторы сопротивлением 2,2 и 10 кОм, включенные в источник опорного напряжения, формируют на его выходе напряжение 1,5 В. Резисторы сопротивлением 10 кОм подключаются к этому опорному напряжению 1,5 В и через многоканальный коммутатор *SN74CBT3244* заряжают паразитные конденсаторы линий приемопередатчиков модуля до напряжения 1,5 В. Коммутатор включен «низким» локальным сигналом «исходное» (*RESET*) и выключается при переходе этого сигнала в «высокое» состояние и включении приемопередатчиков модуля в работу. Таким образом, показанный на рис.2 одноплатный сменный модуль аппаратно решает все основные проблемы «горячего вставления». Однако для компьютерных управляющих систем требуется еще оповещение операционной системы о вынимании или вставлении сменного модуля, поскольку вынимание или вставка модуля меняет объем функций, выполняемых системой, и ее конфигурацию, что должно учитываться программным обеспечением. Оповещение оператором операционной системы в данном случае может выполняться любым стандартным способом ввода информации в компьютерную управляющую систему.

Наряду с фирмой «Linear Technology», которая выпускает также контроллер горячей замены *LTC1421* для подачи в модуль четырех напряжений питания, подобные схемы выпускают еще несколько фирм. Особый интерес представляют универсальные микросхемы менеджеров питания горячей замены (*hot swap*

power Managers) фирмы «Unitrode» [5]. В серию входит 10 микросхем, от UCC3912 до UCC3921, половина из которых имеет интегрированные в микросхему мощные полевые NMOP транзисторы. Другие пять микросхем используют внешние мощные полевые NMOP транзисторы, позволяющие работать с большими максимальными токами. Три микросхемы подают в модуль отрицательные напряжения, остальные — положительные. В серии микросхем имеются микросхемы, способные подавать большие, до 1000 В, положительные и отрицательные напряжения. Менеджеры питания также ограничивают значение максимального тока, подаваемого для заряда конденсатора питания и питания основной электроники сменного модуля. Менеджеры питания реагируют и на появление аварийного тока, значение которого несколько меньше максимального, выключая с программируемой задержкой мощный полевой NMOP транзистор и выдавая сигнал «авария». Повторное включение мощного транзистора может выполняться или по внешнему сигналу, или с автоматическим восстановлением, когда транзистор включается автоматически со скважностью несколько процентов до пропадания аварийного тока. Менеджер питания горячей замены также ограничивает среднюю мощность, рассеиваемую внешним мощным полевым NMOP транзистором. Все режимы работы менеджера питания горячей замены программируются путем использования внешних конденсаторов и резисторов.

Мы рассмотрели общие принципы организации горячей замены в управляющих компьютерных системах. В настоящее время все основные функционально-модульные управляющие компьютеры, с шинами VME64x, Multibus II, STD32 и CompactPCI начинают использовать горячую замену модулей, которую, однако, выполняют различными способами. Рассмотрим теперь как конкретно выполняется горячая замена в новейшем поколении функционально-модульных управляющих компьютеров CompactPCI [6, 7], которая определяется принятой в середине 1998 г. спецификацией PICMG 2.1 Hot Swap [8, 9]. Эта спецификация горячей замены CompactPCI определяет требования, выдвигаемые использованием горячей замены к механическим, электрическим и программным характеристикам управляющих компьютеров CompactPCI. Как известно, одним из преимуществ магистрально-модульных компьютеров CompactPCI явилось применение в качестве системной шины слегка модифицированной разновидности стандартной шины PCI, широко используемой в настольных персональных компьютерах и сер-

верах, что позволило заимствовать у персональных компьютеров и серверов интерфейсные КМОП микросхемы приемопередатчиков шины и программное обеспечение, которое без затруднений исполняется на компьютерах CompactPCI. Задача замены сменных модулей, в первую очередь печатных плат, без прекращения работы компьютера, ставится сейчас не только для управляющих компьютеров CompactPCI, где технология называется горячей заменой CompactPCI (CompactPCI Hot Swap), но и для обычных настольных компьютеров и серверов, где технология носит название горячее вставление PCI (PCI Hot Plug). В обоих случаях технология горячей замены относится к сменным платам с шиной PCI, хотя конструктивно исполнение плат для этих двух направлений компьютеров весьма различно.

Ожидается, что за исключением набора служебных регистров сменных плат, обслуживающих работу программ горячей замены, системное программное обеспечение для управляющих компьютеров с горячей заменой CompactPCI и системное программное обеспечение для обычных настольных компьютеров с горячим вставлением PCI будет, практически, одинаковым. Поэтому разработка специального программного обеспечения, поддерживающего горячую замену в компьютерах CompactPCI, носит ограниченный характер, а необходимое программное обеспечение будет, в основном, заимствоваться из параллельно разрабатываемого программного обеспечения, поддерживающего горячее вставление PCI для обычных настольных компьютеров. В частности, ожидается что уже новая коммерческая массовая операционная система Windows NT 5.0 (Windows 2000) фирмы «Microsoft», появление которой предполагается в 1999 г. и которая будет представлять собой «мягкую» операционную систему реального времени, обеспечивающую в среднем эффективное обслуживание прерываний, будет иметь встроенную поддержку как горячего вставления PCI, так и горячей замены CompactPCI. В то же время аппаратно спецификации горячего вставления PCI и горячей замены CompactPCI существенно различаются. Технология горячего вставления PCI предусматривает расположение микросхем адаптеров, обеспечивающих горячее вставление и вынимание стандартных плат, на активной системной материнской панели. В противоположность этому в управляющем компьютере CompactPCI используется пассивная объединительная панель, а все микросхемы адаптеров, обеспечивающие горячую замену CompactPCI, располагаются на сменных модулях, выполненных в виде плат евромеханики. Хотя основные изменения, обеспечиваю-

щие горячую замену CompactPCI, касаются этих сменных европлат, однако добавление к шине CompactPCI ряда сигналов, поддерживающих выполнение горячей замены, требует также увеличения количества сигнальных слоев пассивной многослойной печатной объединительной панели. Число печатных слоев, вместе со слоями питания, может повыситься до 12.

В силу изложенных особенностей в спецификации горячей замены PICMG2.1 Hot Swap основное внимание уделяется аппаратным вопросам обеспечения горячей замены европлат CompactPCI, вставляемых в соединители пассивной объединительной панели. Горячая замена обеспечивается для всех сменных плат, вставляемых в соединители периферийных слотов компьютера CompactPCI. Исключением является системный слот, где располагается плата с системным хост-микропроцессором, только управляющая горячей заменой периферийных плат, но сама ее не поддерживающая. Спецификацией горячей замены плат компьютера CompactPCI — PICMG 2.1 Hot Swap определяются принцип построения управляющих компьютерных систем CompactPCI различной сложности и возможностей, поддерживающих динамическое, без прекращения функционирования, конфигурирование. Рассматриваются также пути создания управляющих компьютерных систем с высокой готовностью (High Availabilites). При динамическом конфигурировании горячая замена плат работающего компьютера и вставление новых плат для его расширения могут выполняться в любой момент времени, а не только в специально оговоренные периоды его работы. В принципе горячая замена может относиться к любым модулям управляющего компьютера CompactPCI, однако главное внимание уделяется горячей замене одноплатных электронных сменных модулей, конструктивно размещенных в европлатах. Динамическое конфигурирование также требует, чтобы операционная система компьютера имела возможность динамически добавлять или удалять в масштабе реального времени драйверы заменяемых при горячей замене или вновь вставляемых плат.

Важным требованием поддержки горячей замены является способность определения отказавших блоков компьютера с точностью до сменных плат, которые могут быть электрически изолированы от системы, не удаляясь из нее физически. При этом изолированные платы уже не оказывают неблагоприятного воздействия на работу оставшейся части компьютера. В любое подходящее время изолированные отказавшие платы могут быть извлечены из компьютера путем горячей замены. Таким образом, любая отказавшая плата

может быть сначала изолирована, а потом заменена новой или отремонтирована и вставлена обратно без нарушения работоспособности компьютера. Создание управляющих компьютерных систем высокой готовности достигается добавлением в систему избыточности, что позволяет функциональную нагрузку неисправных изолированных плат передавать на время резервным платам, пока не произойдет горячая замена отказавшей платы и возврат к полностью работоспособной первоначальной компьютерной системе.

Спецификация горячей замены компьютеров CompactPCI касается изменений, которые необходимо сделать в платформе CompactPCI и в платах CompactPCI для обеспечения горячей замены. Используется уровневый подход добавления к спецификации обычного компьютера CompactPCI необходимых для горячей замен аппаратных и программных свойств сменных плат и систем.

В спецификации горячей замены рассматриваются четыре области:

- сменные платы (модули);
- платформы (компьютерные системы);
- операционные системы и соответствующие прикладные программы;

— микросхемы адаптеров для плат CompactPCI с горячей заменой.

В спецификации горячей замены CompactPCI определены два уровня плат горячей замены:

- упрощенный уровень плат ручной горячей замены, использующий уже имеющиеся микросхемы;
- усовершенствованный уровень плат автоматической горячей замены, для реализации которого разрабатываются специальные микросхемы адаптеров горячей замены.

Уровень плат ручной горячей замены определяет минимальный набор средств, обеспечивающих два важных свойства, которые требуются для обеспечения горячей замены:

— предварительный заряд паразитной емкости большинства сигнальных линий шины PCI на плате перед тем, как она будет окончательно вставлена в работающую объединительную панель и подсоединенена к работающим сигнальным линиям панели;

— управляемое нарастание и снижение напряжений питания основной электроники платы при ее вставлении и вынимании, с ограничением потребляемых от блока питания токов заряда конденсаторов в цепях питания платы и токов питания платы в момент включения основных напряжений питания основной электроники платы.

Необходимо, чтобы платы горячей замены при вставлении или вынимании не допуска-

ли чрезмерного увеличения или уменьшения нагрузки на шины питания объединительной панели, идущие от блока питания, позволяя блоку питания отрабатывать, не выходя за допустимые пределы выходного напряжения, импульсные изменения токовой нагрузки.

После того, как на основную функциональную часть вновь вставленной платы полностью поданы основные напряжения питания, оператор должен вручную дать указание операционной системе и соответствующим прикладным программам о необходимости:

- инициализировать плату;
- сконфигурировать плату в соответствии с особенностями данной компьютерной системы;
- добавить плату к списку системных ресурсов;
- загрузить в систему драйверы, необходимые для работы платы.

Перед физическим извлечением платы оператор должен вручную дать указание операционной системе и соответствующим прикладным программам, используемым удаляемой платой, о необходимости:

- прекращения использования удаляемой платы;
- удаления всех драйверов, связанных с использованием этой платы.

Уровень плат автоматической горячей замены добавляет к свойствам уровня плат ручной горячей замены дополнительные свойства:

— размещение на плате в пространстве конфигурации PCI регистра управления горячей заменой и статуса Hot Swap Control/Status Register (HS CSR) для взаимодействия с операционной системой;

— размещение на передней панели платы голубого светодиодного индикатора горячей замены;

— размещение внизу на передней панели платы ручки вставления-вынимания (инженер-эжектор) и микропереключателем горячей замены;

— введение дополнительных сигналов горячей замены на объединительной панели и в плате.

Когда плата автоматической горячей замены вставляется в объединительную панель работающего компьютера, на нее плавно подаются все основные напряжения питания и основная электроника платы устанавливается в исходное состояние. Затем плата автоматически извещает операционную систему и прикладное программное обеспечение о том, что она только что вставлена в соединитель объединительной панели и готова к работе. В этот момент операционная система и прикладное программное обеспечение:

- производят поиск места слота (соедини-

теля) вставленной в системе платы;

- выполняют инициализацию в найденной вставленной плате интерфейса шины PCI;
- загружают необходимые для работы платы драйверы;
- включают плату в список системных ресурсов работающей системы.

Этот процесс выполняется полностью автоматически, так что от оператора требуется только физическое вставление платы в соединитель объединительной панели и закрытие ручки вставления-вынимания.

Процесс удаления платы из системы начинается с того, что оператор разблокирует ручку вставления-вынимания в нижней части передней панели платы,держивающую плату в шасси. При этом происходят размыкание встроенного в ручку микропереключателя горячей замены, сигнализирующего этим логике платы о необходимости выдачи сигнала оповещения операционной системы и соответствующих прикладных программ о том, что плата будет удаляться из системы.

При получении такого сигнала, оповещающего об удалении платы, операционная система программным путем:

- находит место слота (соединителя) удаляемой из системы платы;
- останавливает все задачи, использующие найденную удаляемую плату;
- удаляет плату из списка системных ресурсов;
- выдает плате команду включения голубого светодиода горячей замены на передней панели удаляемой платы, сигнализируя этим оператору о том, что плата может быть безопасно удалена из системы.

Имеются три уровня платформ горячей замены CompactPCI:

- уровень базовой (Basic Hot Swap) ручной горячей замены;
- уровень полной (Full Hot Swap) автоматической горячей замены;
- уровень высокой готовности (High Availability).

Уровень базовой ручной горячей замены требует, чтобы оператор при каждом вставлении или удалении платы из компьютера CompactPCI вводил с пульта оператора системы в компьютер соответствующие команды. После того как плата вставлена в соединитель объединительной панели, оператор должен дать команду реконфигурирования операционной системе и прикладному программному обеспечению, что вызовет инициализацию вставленной платы и перераспределит ресурсы системы, загрузив необходимые для работы платы драйверы, после чего плата будет включена в список текущих системных ресурсов.

Перед удалением платы из компьютера оператор должен дать операционной системе команду о необходимости удаления платы из списка системных ресурсов.

Уровень базовой ручной горячей замены поддерживается ступенчатым трехуровневым расположением штырей соединителя *J1* объединительной панели, обеспечивающим поочередную подачу на вставляемую плату сначала уровней предварительных напряжений питания и «земли», а затем плавную подачу уровней основных напряжений питания на основную электронику платы после полного вставления соединителя платы в соединитель объединительной панели. Предварительные напряжения питания платы обеспечивают питание адаптера горячей замены платы и схем предварительного заряда паразитных емкостей большинства сигнальных линий платы до их подсоединения к сигнальным линиям шин PCI объединительной панели.

Уровень полной автоматической горячей замены позволяет автоматически выполнить все действия по горячей замене платы, кроме физического вставления и извлечения оператором платы из шасси компьютера. Когда плата на уровне полной автоматической горячей замены вставляется в компьютер, она сигнализирует операционной системе о том, что в соединитель объединительной панели вставлена новая плата. Операционная система и прикладные программы ищут место слота (соединителя) вставленной платы в объединительной панели и после нахождения места платы инициализируют ее, затем загружают соответствующие драйверы для работы вставленной платы и включают плату в список системных ресурсов.

Уровень полной автоматической горячей замены дополнительно поддерживается использованием на передней панели платы внизу ручки вставления-вынимания с микропереключателем горячего вставления и введением на передней панели платы специального голубого светодиода горячего вставления, индицирующего окончание программного отключения платы.

На уровне полной автоматической горячей замены открытие ручки вставления-вынимания платы включает микропереключатель горячей замены, сигнал которого заставляет логику платы включать на сигнальную шину сигнал, сообщающий операционной системе о предполагаемом извлечении платы из системы. В процессе диалога хост-процессора с платой определяется место соединителя платы, подавшей сигнал, и на плате включается голубой светодиод горячей замены, указывающий оператору, что он может извлечь плату,

не нарушив работу программного обеспечения.

Уровень высокой готовности горячей замены добавляет к свойствам уровня полной автоматической горячей замены новое важнейшее свойство: возможность программным путем логической и электрической изоляции от работающей системы любой платы, которая физически вставлена в соединитель объединительной панели. В свою очередь плата, вставленная в соединитель объединительной панели и изолированная от системы, может быть программным путем подключена к системе. Это позволяет иметь в системе «горячий резерв» (hot spare) плат, который можно динамически вводить и выводить из системы, преодолевая отказы. Работающая плата может, например, иметь дублирующую плату, которая вставлена в соединитель объединительной панели, но питание с основной электроники которой снято. Дублирующая плата функционально идентична основной и способна выполнять обязанности основной, если основная отказалась. Однако при этом программное обеспечение для систем высокой готовности CompactPCI должно разрабатываться специально для каждой системы с учетом ее архитектуры.

Решающим свойством изоляции вставленной в объединительную панель платы является обеспечение снятия основных напряжений питания с основной функциональной части платы путем подачи специального сигнала. Поскольку неисправная плата может повести себя нештатно и испортить передаваемые по шинам объединительной панели транзакции, ее изоляция операционной системой гарантирует, что работа оставшейся части системы не будет нарушена отказавшей платой. Особенности платформы уровня высокой готовности определяются поставщиком, поскольку в этом случае аппаратная реконфигурация системы автоматизируется с помощью специального контроллера горячей замены.

Рассмотрим аппаратные изменения, вносимые в платы CompactPCI для горячей замены, более подробно. Основным конструктивным изменением, которое введено в компьютер CompactPCI для обеспечения горячей замены, явилось использование модифицированного соединителя объединительной панели. В частности, фирма AMP [10] в 1998 г. выпустила соответствующий стандарту МЭК 1076-4-101 соединитель с шагом выводов 2 мм типа Z-PACK 2 mm HM Hot Swap Connector, удовлетворяющий спецификации PICMG 2.1 Hot Swap. Аналогичный соединитель готовят к выпуску еще несколько фирм, включая широко представленную на российском рынке немецкую фирму «HARTING». Новый 110 вы-

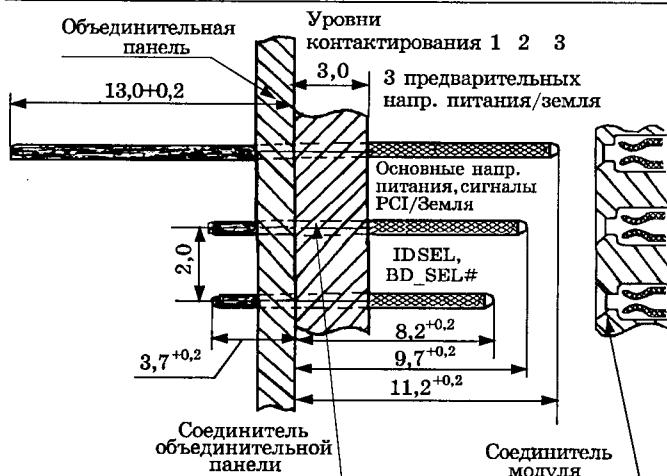


Рис.3. Конструкция штыревых контактов соединителя объединительной панели, обеспечивающего горячую замену модулей в магистрально-модульном компьютере CompactPCI (соединитель J1 объединительной панели)

водной соединитель используется в качестве нижнего соединителя *J1* объединительной панели, поддерживающего функционирование 32-х битной шины CompactPCI. Штыревые контакты соединителя *J1*, обеспечивающего горячую замену модуля, используют три уровня контактирования (рис.3).

При вставлении платы в объединительную панель с новым соединителем первыми контактируют 12 длинных штырей 3-го уровня контактирования, затем контактируют средние штыри 2-го уровня контактирования и последними контактируют два коротких штыря 1-го уровня контактирования. При вынимании платы порядок прекращения контактирования обратный: первыми прекращают контактировать короткие штыри, затем перестают контактировать средние штыри и последними прекращают контактировать длинные штыри. В начале контактирования контактов соединителя происходит дребезг контактов. Однако эффект дребезга и начального трения контактов 3-го уровня контактирования заканчивается до начала контактирования контактов 2-го уровня, а дребезг контактов 2-го уровня контактирования заканчивается до начала контактирования контактов 1-го уровня контактирования. Время между сочленением/разъединением штырей на соседних уровнях контактирования составляет примерно 6 мс, позволяя заканчивать все переходные процессы на предыдущем уровне контактирования до начала контактирования на следующем уровне. Во время горячего вставления платы самые длинные штыри, на 3-м уровне контактирования, замыкаясь первыми, подают через 6 штырей на вставляемую плату три уровня предварительных напряжений питания, используя по два штыря на каждое напряжение, а еще через 6 штырей — уровни «земли».

При контактировании длинных штырей входные предварительные напряжения питания подаются непосредственно на микросхему адаптера горячей замены и связанные с его работой микросхемы предварительного заряда паразитных емкостей сигнальных линий приемопередатчиков платы. Адаптер горячей замены в ходе подготовки к плавной подаче основных напряжений питания на основную электронику платы с ограничением токов питания выдает в плату локальный сигнал «исходное» (reset), обеспечивающий перевод триисторильных интерфейсных микросхем приемопередатчиков в высокоимпедансное состояние, уменьшающее токи утечки на выводах и облегчающее заряд паразитных емкостей сигнальных линий платы перед последующим подсоединением к сигнальным линиям объединительной панели. Потребляемая в первоначальный момент контактирования длинных штырей мощность невелика, достигает всего нескольких процентов полной мощности, потребляемой полностью функционирующей платой. При этом невелика и емкостная нагрузка. Все это предохраняет от возникновения провалов напряжения на шинах питания объединительной панели при замыкании длинных штырей соединителя и подаче на плату входных предварительных напряжений питания. Перед тем, как наступит контактирование штырей, подающих на вставляемую плату уровни основных напряжений питания и основные уровни «земли», а также сигналы шины PCI, на втором уровне контактирования до уровня напряжения 1 В заряжаются паразитные емкости большинства сигнальных линий платы, передающих и принимающих сигналы шины PCI. У нескольких сигналов шины CompactPCI паразитные емкости шины на плате заряжаются до напряжения  $V(I/O)$ , равного, по усмотрению пользователя, 3,3 или 5,0 В. Паразитные емкости шины сигнала синхронизации на плате заряжаются до некоторого напряжения между уровнем «земли» и напряжением  $V(I/O)$ . В результате в момент контактирования гнезд платы, подсоединенными к сигнальным линиям приемопередатчиков платы, со штырями средней длины второго уровня контактирования, подсоединенными к сигнальным линиям PCI объединительной панели, на этих сигнальных линиях выбросы напряжения будут незначительны и не нарушают транзакции, выполняемые по сигнальным линиям объединительной панели. На 2 коротких штыря 1-го уровня контактирования появляются новые сигналы: IDSEL и BD\_SEL#. Активный «низкий» уровень сигнала BD\_SEL# сообщает адаптеру горячей замены вставляемой платы о полном ее вставлении в

соединитель объединительной панели и необходимости начать плавную подачу уровней основных напряжений питания на основные логические и интерфейсные микросхемы платы, обеспечивающих выполнение платой своих основных функций и потребляющих основную мощность.

Когда плата извлекается из объединительной панели, короткой штырь с сигналом BD\_SEL# первым перестает контактировать, и «высокое» напряжение на соответствующем выводе разъема платы обеспечивает раннее оповещение адаптера горячей замены платы о том, что плата извлекается из соединителя и необходимо начать плавное отключение питания основных функциональных микросхем платы. Сигнал BD\_SEL# не является шинным и подается отдельно для каждой платы на самый короткий штырь нижнего платного соединителя объединительной панели. На платах с горячей заменой этот сигнал позволяет подавать и снимать напряжения питания, идущие на основную электронику платы и инициализирует подачу на плате локального сигнала «исходное» (reset). Обычно этот короткий штырь соединителя просто заземляется и сигнал BD\_SEL# подается в плату в виде «низкого» уровня напряжения в момент контактирования со штырем. Однако в системах с высокой готовностью специальный центральный контроллер, не обязательно центральный микропроцессор, может выдавать на линиях этого сигнала «высокое» напряжение, позволяя отключить уровни основных напряжений питания от основной электроники платы и изолировать путем снятия основных напряжений питания и подачи локального сигнала «исходное» отказавшую плату от системы, не вынимая ее из объединительной панели.

Сигнал IDSEL, идущий на другой короткий штырь соединителя J1, препятствует началу конфигурирования вставленной в объединительную панель платы, не включаясь до стабилизации уровней основных питающих напряжений, подаваемых для питания основной электроники вставленной платы.

Для поддержания горячей замены плат в функциональном модульном компьютере CompactPCI используется еще несколько сигналов, передаваемых по объединительной панели.

Шинный сигнал ENUM# информирует программное обеспечение о том, что новая плата вставлена в объединительную панель или о том, что какая-то плата будет выниматься из объединительной панели. Сигнал ENUM# включается платой в активное «низкое» состояние, когда она вставляется или вынимается из соединителя объединительной панели в процессе горячей замены, ориентируясь на

состояние микропереключателя в нижней ручке вставления-вынимания платы, который переключается при закрывании и открывании ручки. Сигнал является общим шинным сигналом для всех плат. «Низкое» состояние сигнала ENUM# возбуждается на плате возбудителем с открытым коллектором, так что сигналы от всех плат образуют на объединительной панели схему «проводной ИЛИ». Сигнал детектируется центральным микропроцессором системы и обслуживается системным программным обеспечением, опрашивающим платы и, после обнаружения платы, подававшей сигнал ENUM#, соответствующим образом контролирующим эту плату.

В регистре управления горячей заменой и статуса HS\_CSR имеется бит EIM-ENUM# Interrupt Mask, который программно маскирует вывод соединителя платы, выдающий сигнал ENUM#, не позволяя плате возбуждать этот сигнал.

В системе высокой готовности CompactPCI используется сигнал HEALTHY#, не являющийся шинным и устанавливаемый отдельно каждой платой в «низкое» состояние, пока плата функционирует правильно и подан сигнал BD\_SEL#. Сигнал показывает, что плата может быть подсоединенна кшине CompactPCI. Сигнал обычно формируется на плате при мониторинге локальных шин питания платы. Если мониторинг напряжения на шинах питания показывает, что все основные напряжения питания на основной электронике платы находятся внутри допустимых пределов, обычно это от  $\pm 5\%$  номинала, сигнал HEALTHY# возбуждается в «низкое» состояние.

При этом необходимо отметить, что использование на плате адаптера горячего вставления, подающего основные напряжения питания на основную электронику платы через мощные NMOP транзисторы, повышает требование к источникам питания, снижая допустимые пределы колебаний основных напряжений питания на водах мощных полевых NMOP транзисторов до  $+5\%/-3\%$  номинала.

В логику формирования сигнала HEALTHY# могут быть встроены и другие факторы. Разработчик каждой платы сам определяет условия включения и выключения платы этого сигнала. Системы «высокой» готовности могут осуществлять мониторинг этих сигналов и предпринимать соответствующие действия, если один из них переходит в «высокое» состояние, говорящее о неработоспособности соответствующей платы. Когда найдена отказавшая плата, выдающая «высокий» сигнал HEALTHY#, центральный контроллер путем подачи на эту плату «высокого» сигнала BD\_SEL# может снять напряжения пи-

тания с основной электроники платы и подать в ней сигнал «исходное», в результате чего плата перестанет функционировать и будет изолирована от системы, продолжая оставаться вставленной в соединитель базовой панели.

Поддержка сигналов BD\_SEL#, ENUM# и HEALTHY# обеспечивает эффективное выполнение горячей замены плат в функционально-модульных компьютерах CompactPCI, позволяя также организовать компьютерные управляющие системы высокой готовности. Шина CompactPCI, являясь разновидностью шины PCI, представляет собой синхронную шину, работающую с использованием сигналов, отраженных от ненагруженных концов сигнальных линий шины. Уже сейчас тактовая частота работы шины достаточно высока и составляет 33 МГц и возможно в дальнейшем будет повышен до 66 МГц. В качестве возможностей шины используются КМОП микросхемы с относительно малыми выходными токами. В такой системе с синхронной шиной очень важно сохранение формы импульсов сигналов синхронизации на сигнальных линиях синхронизации (clock lines). Поэтому для повышения надежности в системах с горячей заменой плат шинные сигналы сигнализации не используются, так как вставка платы могла бы исказить форму сигналов синхронизации. Вместо этого к каждому месту установки плат, слоту, подводится свой сигнал синхронизации, так что вставка платы не влияет на сигналы сигнализации других плат. Первоначальная спецификация CompactPCI предусматривала наличие 5 линий синхронизации, в соответствии со спецификацией на CompactPCI с горячей заменой их число увеличено до 7, что позволяет для каждого периферийного слота установки платы объединительной панели использовать свою линию синхронизации.

Новая плата, вставляемая в объединительную панель, должна определить в какую систему, 32-х или 64-х битную она включается. Для упрощения определения адаптором вставленной платы разрядности системы, в которую происходит горячее вставка платы, в шине CompactPCI используется еще один сигнал – 64EN#, который применяется для настройки вновь вставленной платы в 32-х или 64-х битную конфигурацию. Если в слоте сигнал 64 EN# заземлен, то данный слот предназначен для 64-х битной платы, в противном случае слот предназначен для 32-х битной платы.

Для осуществления горячей замены в платы CompactPCI также внесены еще некоторые конструктивные изменения.

В компьютерах CompactPCI на передних панелях сменных плат для облегчения вставле-

ния и вынимания плат используются специальные ручки вставления-вынимания, изготавливаемые по стандарту IEEE 1101.10 injector/ejector. В нижнюю ручку платы, предназначенные для горячей замены, встроен микропереключатель горячей замены, который выдает на плату сигнал раннего предупреждения о вынимании платы, когда пользователь только открывает ручку вставления/вынимания перед выниманием платы. После получения сигнала от микропереключателя плата сигнализирует хост-микропроцессору системы «низким» уровнем сигнала ENUM# о предстоящем удалении платы из компьютера.

Плата CompactPCI, поддерживающая горячее вставка, обеспечивает также визуальную обратную связь оператору, вставляющему или вынимающему плату, с помощью специального дополнительного голубого светодиода горячей замены на передней панели платы. Во время нормальной работы этот светодиод выключен. Системное программное обеспечение включает этот светодиод путем установления бита L00 в регистре управления горячей замены и статуса, расположенного на плате. Голубой светодиод сигнализирует пользователю о том, что плата готова к выниманию или что плата не подсоединенена к шине CompactPCI. Голубой светодиод горячей замены является индикатором состояния программного обеспечения системы.

Работа расположенных на плате схем включения и выключения основной электроники платы, включая подачу и снятие напряжений питания основной электроники, полностью управляет тремя уровнями контактирования соединителя платы со штырями соединителя J1 объединительной панели. Поэтому плата может извлекаться из системы без нарушений других транзакций, передаваемых по объединительной панели, независимо от состояния светодиода горячего вставления. Однако, если это делать при выключенном светодиоде, системное программное обеспечение может остаться в неопределенном состоянии и не зафиксировать удаление платы. Для взаимодействия с операционной системой на платах компьютеров CompactPCI с горячей заменой используются регистры управления горячей заменой и статуса (HS CSR), доступные операционной системе. Через этот регистр, в частности, производится выдача из платы сигнала ENUM# и его снятие операционной системой, а также по указанию операционной системы производится выключение платы из работы в составе системы с одновременным включением светодиода горячей замены для визуальной обратной связи на передней панели платы.

Как уже отмечалось, спецификация горячей замены CompactPCI рассматривает, в основном, аппаратные проблемы, не затрагивая подробно особенности и объем необходимого для работы аппаратуры с горячей заменой программного обеспечения. Однако ожидается, что горячую замену будут поддерживать и выпускаемые в 1999 г. новые версии коммерческих ОС Windows NT 5.0 (Windows 2000) и Windows CE 3.0, а также классические ОС реального времени QNX, OSE, OS9 и др.

Четвертой областью, определяемой спецификацией горячей замены CompactPCI, является область микросхем адаптеров, осуществляющих PCI интерфейс для плат с горячей заменой. Эти микросхемы адаптеров горячей замены должны ограничивать токи от источников питания, текущие в плату для заряда конденсаторов в цепях питания плат в момент включения и для питания платы. Микросхемы адаптеров должны также осуществлять предварительный заряд сигнальных линий PCI до их подключения к объединительной панели и реагировать на асинхронные сигналы «исходное» (reset).

Однако микросхемы адаптеров горячей замены, выпускаемые или намечаемые к выпуску различными фирмами, реализуют различные сочетания этих свойств, требуя использования дополнительных микросхем для выпол-

нения свойств, не реализуемых в микросхеме адаптера. Учитывая это, спецификация PICMG2.0 Hot Swap разделяет микросхемы для использования в адаптерах плат CompactPCI с горячей заменой на три уровня:

- микросхемы, допускающие горячую замену (Hot Swap Corparable chips);
- микросхемы, дружественные к горячей замене (Hot Swap Friendly chips);
- микросхемы, готовые к горячей замене (Hot Swap Ready chips);

Микросхемы, допускающие горячую замену, удовлетворяют минимуму требований к обеспечению горячей замены плат CompactPCI, позволяя работать на платформе базового уровня ручной горячей замены.

Микросхемы, дружественные к горячей замене, дополнительно обладают на плате программно управляемым регистром конфигурации горячей замены и статуса HS CSR, принимающим сигнал от микропереключателя нижней ручки вставления и вынимания платы и выдающим сигнал на светодиод на передней панели блока, облегчая программное управление при работе на платформе полного уровня автоматической горячей замены. Содержимое регистра HS CSR может считываться драйвером горячей замены, позволяя программно определить плату, подавшую сигнал ENUM# и выключить этот сигнал. Драйвер может программа-

но управлять свето-диодом на передней панели блока. Микросхема может содержать регистра HS CSR в пространстве конфигурирования памяти или ввода/вывода.

Микросхемы, готовые к горячей замене, обеспечивают все требования, необхо-

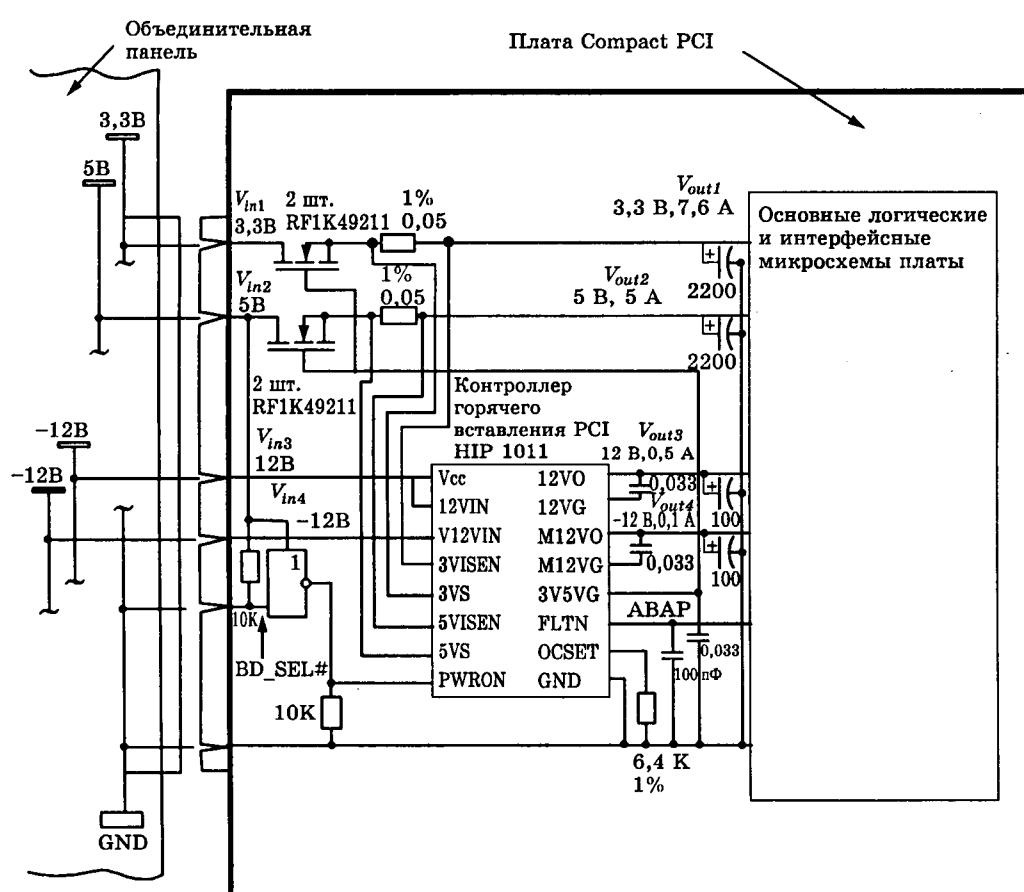


Рис.4. Использование контроллера горячего вставления PCI типа HIP 1011 фирмы «HARRIS» в плате CompactPCI

димые при работе на платформе уровня высокой готовности горячей замены. Эти микросхемы дополнительно вырабатывают напряжение смещения для предварительного заряда паразитных емкостей приемопередатчиков платы и обеспечивают возможность 64-х битной инициализации.

В начале 1998 г. появилось несколько микросхем адаптеров, поддерживающих горячее вставление PCI настольных персональных компьютеров и горячую замену CompactPCI управляющих компьютеров. Примером такой схемы является микросхема контроллера горячего вставления PCI — PCI Hot Plug Controller типа HIP 1011 фирмы «Harris» [11]. Контроллер горячего вставления PCI решает лишь часть вопросов горячей замены CompactPCI, обеспечивая плавную подачу напряжений питания 3, 5, 12 и -12 В на основные логические и интерфейсные микросхемы вставленной платы после контактирования с коротким заземленным выводом штыревого соединителя J1 объединительной панели, когда «низкий» сигнал BD\_SEL# с входа соединителя платы через дополнительный инвертор подается на вход PWRON микросхемы включения контроллера (рис.4). Потребляющие большой ток нагрузки напряжения 3,3 В и 5 В проходят на основные логические и интерфейсные схемы через пары параллельно включенных полевых NMOP транзисторов. Параллельное включение двух транзисторов уменьшает падение напряжения на этих транзисторах при прохождении установленного номинального тока.

Потребляющие малый ток нагрузки напряжения 12 и -12 В подаются непосредственно через внутренние мощные полевые транзисторы микросхемы контроллера горячего вставления PCI. Сопротивление резистора 6,04 кОм, подключенного к входу OCSET контроллера горячего вставления, программирует допустимое значение максимальных токов полевых транзисторов, подающих четыре напряжения питания. Контроллер горячего вставления PCI HIP 1011 решает лишь частичную задачу плавной подачи и снятия напряжения питания с основных логических и интерфейсных микросхем платы горячего вставления, требуя использования дополнительных микросхем для создания работоспособной платы горячего вставления CompactPCI.

Один из ведущих поставщиков микросхем адаптеров для шины PCI фирмы «PLX Technology» [12] в середине 1998 г. выпустила микросхему типа PLX PCI 9054 I/O Accelerator, являющуюся первой интерфейсной дружественной к горячей замене микросхемой адаптера горячей замены CompactPCI, которая

найдет широкое применение на быстро растущем рынке управляющих компьютеров CompactPCI с горячей заменой. Спецификация горячей замены CompactPCI — PICMG 2.1 Revision 1.0 Hot Swap Specification является основой проектирования плат, объединительных панелей, микросхем адаптеров горячей замены, системных платформ и т.д., обеспечивающих горячую замену CompactPCI. По существу это первая в промышленности управляющих компьютеров открытая спецификация, позволяющая разрабатывать платы, платформы и программное обеспечение независимым поставщикам, обеспечивая их последующую надежную взаимозаменяемость и совместную работу в управляющих системах.

#### Выводы

В настоящее время в различных электронных управляющих системах началось широкое использование горячей замены модулей без отключения питания и перерыва в работе, обеспечиваемое выпуском мощных полевых транзисторов и специальных микросхем и операционных систем, поддерживающих горячую замену.

1998 г. явился, в частности, решающим в переходе к горячей замене плат для функционально-модульных управляющих компьютеров CompactPCI. Выпущена спецификация горячей замены CompactPCI — PICMG 2.1 Hot Swap, и на рынке появились десятки фирм, которые начали выпускать управляющие компьютеры CompactPCI с горячей заменой.

Горячая замена модулей уже в самое ближайшее время станет неотъемлемым свойством большинства управляющих систем, а затем распространится и на настольные компьютеры и серверы и будет обычной при эксплуатации любых компьютерных систем, а не только управляющих.

#### Список литературы

1. Долкарт В.М. Использование новейших КМОП микросхем в специализированных управляющих и информационных системах//Электротехника. 1998. № 10. С.52—62.
2. Web сайт <http://www.linear.com>
3. Web сайт <http://www.ti.com>
4. Web сайт <http://www.qualitysemi.com>
5. Web сайт <http://www.unitrode.com>
6. Долкарт В.М. CompactPCI — новое поколение высокопроизводительных функционально-модульных управляющих компьютеров//Электротехника. 1997. № 2. С.58—64.
7. Эрии Вакамацу. Применение настольных технологий во встроенных системах//Мир компьютерной автоматизации. 1998. № 1. С.46—49.
8. Уэйн Фишер. Мир спецификаций CompactPCI: горячая замена//Мир компьютерной автоматизации. 1998. № 2. С.42—45.
9. Web сайт <http://www.picmg.com>
10. Web сайт <http://www.amp.com>
11. Web сайт <http://www.harris.com>
12. Web сайт <http://wwwplxtech.com>

## Александр Владимирович Гамаюнов

(1945–1999 гг.)

29 апреля 1999 г. трагически оборвалась жизнь доктора технических наук, профессора, действительного члена Академии транспорта Российской Федерации, Почетного железнодорожника Александра Владимировича Гамаюнова.

А.В.Гамаюнов родился в Москве 26 августа 1945 г. В 1948 г. семья А.В.Гамаюнова переехала в Ленинград.

С пятнадцати лет А.В.Гамаюнов трудился слесарем на Кировском заводе, совмещая работу с учебой в школе рабочей молодежи. После окончания школы с медалью в 1962 г. поступил на электромеханический факультет Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта. В 1967 г. завершил с отличием учебу и был зачислен на должность старшего лаборанта кафедры «Теоретические основы электротехники» этого института.

В 1974 г. А.В.Гамаюнов защитил кандидатскую диссертацию на тему «Построение статистической модели и анализ случайных процессов в силовых полупроводниковых приборах».

В 1988 г. А.В.Гамаюнов избран на должность заведующего кафедрой ТОЭ. В 1989 г. он защитил докторскую диссертацию на тему «Методы и средства контроля качества силовых полупроводниковых приборов для мощных преобразователей электроэнергии», а в



1990 г. стал профессором.

В 1994 г. А.В.Гамаюнов удостоин знака «Почетному железнодорожнику», в 1995 г. награжден министром ИМП РФ именными часами. С 1 апреля 1997 г. по 31 марта 2000 г. А.В.Гамаюнову установлена Государственная научная стипендия РАН.

Профессором Гамаюновым создана общепризнанная научная школа, неразрушающего контроля качества силовых полупроводниковых приборов. Его научные разработки внедрены на железных дорогах и многих заводах полупроводниковой техники России. Под его руководством подготовлено два доктора наук и двадцать кандидатов наук. Он автор 5 монографий и более 150 научных трудов, опубликованных в отечественных и зарубежных изданиях, многих изобретений.

Многое сделано им в период становления Академии транспорта России. Александр Владимирович являлся заместителем директора

Северо-Западного отделения Всероссийской ассоциации инженеров силовой электроники.

Активно А.В.Гамаюнов работал в диссертационных советах ПГУПС (ЛИИЖТ), Санкт-Петербургского государственного технического университета и института точной механики и оптики.

Знали его и в Польше, где А.В.Гамаюнов являлся профессором Щецинского института электроники и информатики и выиграл грант Польской Академии наук.

Профессор Гамаюнов был организатором и участником многих международных конференций в области электротехники и энергетики.

На просторах России и в ближнем и дальнем зарубежье трудятся сотни выпускников—электромехаников и электротехников, в подготовке которых принимал участие А.В.Гамаюнова.

Из жизни ушел не только великий труженик, но и замечательный человек, которого отличали скромность, личное обаяние, забота об окружающих его людях, умение установить контакт с людьми различных характеров, неуемное стремление к познанию, хороший семьянин, надежный товарищ и друг.

Добрая память об Александре Владимировиче надолго сохранится в сердцах его многочисленных учеников, коллег и друзей.

Группа товарищей и учеников

### Крупный промышленный холдинг приглашает на работу

**Заместителя генерального директора производственной компании по маркетингу и сбыту (м., 30–45 лет, опыт работы на научном производстве на аналогичной должности, английский язык — свободный).**

**Резюме направляйте по факсу 135-21-63**

**E-mail: vgroup25@cityline.ru**

Редактор отдела О.В. Кунавина  
Научный редактор Л.А. Романова  
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 07.06.99. Подписано в печать 15.07.99. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 47

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

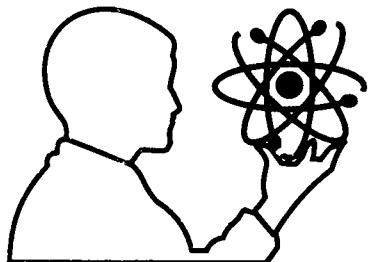
Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека

[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

Индекс  
71111

# ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ



# ЭНЕРГО'99

12-15  
ОКТЯБРЯ

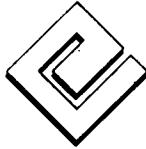
## Выставки

- ◆ энергосберегающие технологии при производстве и потреблении энергии;
- ◆ энергосберегающие технологии передачи и транспортировки энергии;
- ◆ бытовая и промышленная аппаратура учета энергоносителей;
- ◆ энергосбережение в промышленности, на транспорте, в жилищно-коммунальном хозяйстве, в строительстве;
- ◆ технологии энергоаудита и менеджмента в области реализации энергосберегающих проектов;
- ◆ нетрадиционные и альтернативные источники энергии;
- ◆ энергетика, энергоресурсы;
- ◆ электростанции, щиты;
- ◆ электротехническое оборудование;
- ◆ электрокабели, печи, двигатели, магниты;
- ◆ оборудование для котельных и тепловых сетей, для газового хозяйства;
- ◆ электроды, электроплиты, сварка.

## КАЗАНЬ

ул. Декабристов, 6/1, ВЦ КНИАТ.

Надеемся, что участие в выставке принесет Вам коммерческий успех



**РЕТЭКС**  
выставочное предприятие

Республика Татарстан, 420032,  
Казань, ул. Лукницкого, 3, а/я 683,  
тел. (8432)41-37-11, 41-37-61  
факс (8432)41-37-01, 41-37-21  
e-mail: retex@tbit.ru www.linet.ru/retex

ISSN 0013-5860 Электротехника. 1999. № 8. 1—64