Записки Ленинградского горного института.
Т.128. СПб , 1991

УДК 62-83:621.313.32.077

Т.О.РОССО, В.Н.ЯЗЕВ

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННЫХ МАШИН В СИСТЕМАХ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Возможности управления различными текущими координатами машин переменного тока, представляемые системами векторного управления, могут быть использованы для управления основными энергетическими характеристиками привода, например, коэффициентом мощности и КПД [3]. В качестве опорных векторов для системы управления частотно-регулируемым синхронным приводом выберем либо вектор главного потокосцепления машины, либо обобщенный вектор главного потокосцепления машины, либо обобщенный вектор тока ротора. Выбор этих векторов определяется выражениями электромагнитного момента для машин переменного тока [2]:

$$M_{эм}=\frac{3}{2}p_1 L_m \operatorname{Im}\left(\dot{I}_s \dot{I}_R^*\right)=\frac{3}{2}p_1 \operatorname{Im}\left(\dot{I}_s \dot{\phi}_0^*\right), \qquad (1)$$

где p_1 – число пар полюсов; L_m – взаимная индуктивность обмотки статора и ротора; I_s – вектор тока статора; $\dot{I}_R$ – вектор тока ротора; ϕ_0 – вектор главного потокосцепления; Im – операция взятия мнимой части комплексного числа; звездочкой обозначены сопряженные величины.

Дифференциальные уравнения синхронной машины в системе векторного управления с рассматриваемыми опорными векторами имеют следующий вид:

с опорным вектором главного потокосцепления ϕ_0 (координаты I-2)

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}|\phi_0| &= -\frac{\sigma_s R_R}{\sigma L_R}|\phi_0| + \left(k_R\frac{\sigma_s}{\sigma}R_R - k_s\frac{\sigma_R}{\sigma}R_s\right)i_{s1} + \\
&+ \frac{\sigma_s\sigma_R}{\sigma}L_m p_1\omega i_{s2} + k_s\frac{\sigma_R}{\sigma}U_{s1} + k_R\frac{\sigma_s}{\sigma}U_{R1};\\
\frac{d}{dt}i_{s1} &= -\left(\frac{R_s + k_R R_R}{\sigma L_s}\right)i_{s1} + \left(\omega_\phi - p_1\omega\right)i_{s2} + \frac{\sigma_s}{\sigma}p_1\omega i_{s2} + \\
&+ \frac{R_R}{\sigma L_s L_R}|\phi_0| + \frac{1}{\sigma L_s}U_{s1} - \frac{k_R}{\sigma L_s}U_{R1};\\
\frac{d}{dt}i_{s2} &= -\left(\frac{R_s + k_R R_R}{\sigma L_s}\right)i_{s2} - \left(\omega_\phi - p_1\omega\right)i_{s1} - \frac{\sigma_s}{\sigma}p_1\omega i_{s1} - \\
&- \frac{1}{\sigma L_s}p_1\omega|\phi_0| + \frac{1}{\sigma L_s}U_{s2} - \frac{k_R}{\sigma L_s}U_{R2};
\end{aligned} \qquad (2)$$

$$(\omega_\psi - p_1\omega)|\phi_0| = k_s\frac{\sigma_R}{\sigma}U_{s2} + k_R\frac{\sigma_s}{\sigma}U_{R2} - k_s\frac{\sigma_R}{\sigma}p_1\omega|\phi_0| -$$

$$-\frac{\sigma_s\sigma_R}{\sigma}L_m p_1\omega i_{s1} + \left(k_R\frac{\sigma_s}{\sigma}R_R - k_s\frac{\sigma_R}{\sigma}R_s\right)i_{s2};$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p_1}{2}|\phi_0|\, i_{s2} - M_c;$$

с опорным вектором обобщенного тока ротора I_R (координаты $d-q$)

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = -\frac{R_s}{\sigma L_s}i_{sd} + \frac{k_R R_R}{\sigma L_s}I_R + \frac{1}{\sigma}p_1\omega i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s}(U_{sd} - k_R U_R);$$

$$\frac{d}{dt}I_R = -\frac{R_R}{\sigma L_R}I_R + \frac{k_s R_s}{\sigma L_R}i_{sd} - \frac{k_R}{\sigma}p_1\omega i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_R}(U_R - k_s U_{sd}); \qquad (3)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = -\frac{R_s}{\sigma L_s}i_{sq} - \frac{k_s}{\sigma}p_1\omega I_R - \frac{1}{\sigma}p_1\omega i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s}U_{sq};$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p_1}{2}L_m I_R i_{sq} - M_c,$$

где i_{s1}, i_{s2}, i_{sd}, i_{sq}, U_{s1}, U_{s2}, U_{sd}, U_{sq}, U_{R1}, U_{R2} – проекции обобщенных векторов тока статора, напряжений статора и ротора на вращающиеся оси координат; ω_ψ – частота вращения главного магнитного поля; $\sigma_s = 1 - k_s$ – коэффициент рассеяния статора; $\sigma_R = 1 - k_R$ – коэффициент рассеяния ротора; $\sigma = 1 - k_s k_R$ – коэффициент полного рассеяния; $k_s = L_m/L_s$ – коэффициент потокосцепления ротора; при записи уравнений принято, что вещественная ось координат 1 совпадает с опорным вектором, мнимая ось 2 – ортогональна ему.

Потери в синхронной машине, состоящие из переменных, т.е. зависящих от нагрузки, и постоянных, не зависящих от нагрузки, магнитных потерь или потерь в стали, могут быть представлены в общем виде:

$$\Delta P = \frac{3}{2}|I_s|^2 R_s + \frac{3}{2}|I_R|^2 R_R + k\omega^{1,5}|\phi_0|^2, \qquad (4)$$

где $|I_s|$ – модуль 1-й гармонической тока статора; $|\phi_0|$ – модуль главного потокосцепления; ω – частота вращения двигателя; k – коэффициент, характеризующий уровень магнитных потерь; $|I_R|$ – модуль тока ротора, приведенного к статору,

$$I_R = \frac{\sqrt{2}\, w_R \xi_R}{3 w_s \xi_s} I_\Phi;$$

$I_в$ - значение постоянного тока возбуждения; w_R, w_S - числа витков ротора и фазы статора; ξ_R, ξ_S - обмоточные коэффициенты ротора и статора.

Представим потери через соответствующие проекции токов статора и ротора при векторном управлении в координатах I-2 и $d-q$:

$$\Delta P_{1-2} = \frac{3}{2}(i_{s1}^2 + i_{s2}^2)R_s + \frac{3}{2}(i_{R1}^2 + i_{R2}^2)R_R + k\omega^{1,5}|\phi_0|^2; \qquad (5)$$

$$\Delta P_{d-q} = \frac{3}{2}(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)R_s + \frac{3}{2}|I_R|^2 R_R + k\omega^{1,5}|\phi_0|^2. \qquad (6)$$

• Все переменные, входящие в выражения (5), (6), в системе векторного управления являются управляемыми (в соответствующих каналах) и оказываются связанными между собой в установившемся режиме следующими уравнениями:

для координат I-2

$$\begin{aligned} U_{s1} &= R_s i_{s1} - \sigma_s L_s p_1 \omega i_{s2}; \\ U_{s2} &= R_s i_{s2} + L_s p_1 \omega i_{s1} + L_m p_1 \omega i_{R1}; \\ M &= \frac{3p_1}{2}|\phi_0| i_{s2} = \frac{3p_1}{2} L_m (i_{s1} + i_{R1}) i_{s2}; \end{aligned} \qquad (7)$$

для координат $d-q$

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} - L_s p_1 \omega i_{sq}; \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s p_1 \omega i_{sd} + k_s L_s p_1 \omega I_R; \\ M &= \frac{3}{2} p_1 L_m i_{sq} I_R. \end{aligned} \qquad (8)$$

В зависимости от принятой системы координат уравнения (7), (8) получены из уравнений (2), (3) для установившегося режима, в котором справедливы соотношения:

$$\omega_\phi = p_1 \omega; \quad U_R = I_R R_R; \quad i_{R2} = -i_{s2}.$$

Система автоматического управления накладывает ограничения на функцию критерия оптимизации привода по уровню потерь и характеризуется следующими положениями: для координат I-2 целесообразно положить $i_{s1} = 0$, так как это условие обеспечивает ортогональное расположение векторов тока статора I_s и главного потокосцепления ϕ_0, а следовательно, максимально возможный момент при заданных значениях модулей этих векторов, кроме того, коэффициент мощности в этом случае будет близок к единице;

для координат $d-q$ аналогичным является условие $i_{sd}=0$, что обеспечивает ортогональное расположение векторов тока статора I_s и тока ротора I_R, т.е. создание электромагнитного момента при минимуме активных потерь в машине. Эти положения технически просто реализуются схемой векторного управления синхронным двигателем [1, 4].

Рассмотрим функцию потерь (5). Так как переменные i_{s2}, i_{R1} и i_{R2}, входящие в нее, могут быть выражены через величину модуля главного потокосцепления $|\psi_0|$ в соответствии с уравнениями (7), то оказывается, что искомая зависимость является функцией одной оптимизирующей переменной $|\psi_0|$ а M и ω входят в нее как параметры.

Функция потерь $\Delta P=f(|\psi_0|)$ имеет вид

$$\Delta P_{1-2}=\frac{3M^2}{3p_1^2|\psi_0|^2}(R_S+R_R)+\frac{3|\psi_0|^2R_R}{2L_m^2}+k\omega^{1,5}|\psi_0|.$$

При управлении в координатах $d-q$, используя аналогичные преобразования, а также уравнения (8), функцию потерь (6) можно преобразовать также к функции одной переменной – модуля тока ротора $|I_R|$. Функция потерь $\Delta P=f(|I_R|)$ имеет вид

$$\Delta P_{d-q}=\frac{2M^2R_s}{3p_1^2L_m|I_R|^2}+\frac{3}{2}|I_R|^2R_R+\frac{4k\omega^{1,5}M^2}{9p_1^2|I_R|^2}+k\omega^{1,5}L_m|I_R|^2.$$

Полученные зависимости позволяют на заданных участках варьируемых переменных, а именно для $0<|\psi_0|\le|\psi_0|_{max}$ и $0<|I_R|\le|I_R|_{max}$, найти минимум функции потерь:

$$\frac{\partial\Delta P}{\partial|\psi_0|}=0 \quad \text{и} \quad \frac{\partial\Delta P}{\partial|I_R|}=0.$$

Искомые решения $|\psi_0|_{опт}=f(M,\omega)$ и $|I_R|_{опт}=f(M,\omega)$ приведены в табл.1. В табл.2 приведены функции чувствительности к соответствующим параметрам M и ω.

Вторым важным энергетическим показателем синхронной машины является коэффициент мощности. Выражения, определяющие его величину для рассматриваемых алгоритмов управления, приведены в табл.3. Принято допущение: $R_S=0$.

Условия, при которых $\cos\varphi\approx 1$, определены следующим образом. Для координат 1-2 из выражения для $\cos\varphi_{1-2}$ видно, что аргумент функции $arctg(\cdot)$ представляет собой разность двух слагаемых, отличающихся друг от друга в k_S раз, где k_S, как известно, для машин переменного тока близко к единице. Кроме того, на примере двигателя мощностью 7,5 кВт было установлено, что при $M^*<1$ $\cos\varphi\to 1$ независимо от величины $|\psi_0|$. При $M^*>1$ $\cos\varphi\to 1$ при $|\psi_0|=|\psi_0|_{max}$.

В координатах $d-q$ это же условие найдено, исходя из положения $\cos\varphi_{d-q}=\cos\varphi_{1-2}$, т.е. $\varphi_{d-q}=\varphi_{1-2}$, где $tg\varphi\approx\varphi$ (что для малых углов справедливо) при $M_{d-q}=M_{1-2}$, а также $|\psi_0|_{1-2}=|\psi_0|_{d-q}=|\psi_0|_{max}$.

Таблица 1

Статические характеристики управления электроприводом

Система координат	Алгоритм управления	Статические характеристики оптимального управления по критерию минимума потерь	Значения коэффициентов
1-2	$i_{s1}=0$	$\lvert\phi_0\rvert^*_{опт}=\sqrt[4]{\frac{AM^{*2}}{N(B+C\omega^{*1,5})}}$	$A=4L_m^2(R_S+R_R)M_н^2$, $B=9\rho_1^2R_R$, $N=\lvert\phi_0\rvert_н^4$, $C=6k\rho_1^2L_m\omega_н^{1,5}$, $H=9\rho_1^2A+4L_m^2M_нB$, $K=4L_m^2M_н^2C$, $L=8i\rho_1^2L_m^4A\lvert I_R\rvert_н^4$
		$\lvert I_R\rvert^*_{опт}=\sqrt[4]{\frac{M^{*2}(H+K\omega^{*4,5})^2}{L(B+C\omega^{*1,5})}}$	
$d-q$	$i_{sd}=0$	$\lvert I_R\rvert^*_{опт}=\sqrt[4]{\frac{M^{*2}(D+E\omega^{*1,5})}{F(G+E\omega^{*1,5})}}$	$D=3R_S$, $E=2kL_m^2\omega_н^{1,5}$, $G=3R_R$, $F=2{,}25\lvert I_R\rvert_н^4\rho_1^2L_m^2/M_н^2$

$(M^*=M/M_н;\ \omega^*=\omega/\omega_н;\ \lvert I_R\rvert^*=\lvert I_R\rvert/\lvert I_k\rvert_н;\ \lvert\phi_0\rvert^*=\lvert\phi_0\rvert/\lvert\phi_0\rvert_н)$.

Таблица 2

Функции параметрической чувствительности

Система координат	Алгоритм управления	Функции параметрической чувствительности
1-2	$i_{s1}=0$	$\frac{\partial\lvert\phi_0\rvert^*_{опт}}{\partial M^*}\Delta M^*=0{,}5\sqrt[4]{\frac{A}{M^{*2}(B+C\omega^{*1,5})N}}\Delta M^*$,
		$\frac{\partial\lvert\phi_0\rvert^*_{опт}}{\partial\omega^*}\Delta\omega^*=-\frac{0{,}37C}{B+C\omega^{*1,5}}\sqrt[4]{\frac{M^{*2}\omega^{*2}A}{N(B+C\omega^{*1,5})}}\Delta\omega^*$
		$\frac{\partial\lvert I_R\rvert^*_{опт}}{\partial M^*}\Delta M^*=0{,}5\sqrt[4]{\frac{(H+K\omega^{*1,5})^2}{M^{*2}L(B+C\omega^{*1,5})}}\Delta M^*$,

Окончание табл. 2

Система координат	Алгоритм управления	Функции параметрической чувствительности
$d-q$	$i_{sd}=0$	$\frac{\partial \lvert I_R\rvert^*_{опт}}{\partial \omega^*}\Delta\omega^* = \sqrt{M^*\omega^*}\left[\frac{0{,}75K}{\sqrt[4]{L(B+C\omega^{*1{,}5})(H+K\omega^{*1{,}5})^2}} - \frac{0{,}37C\sqrt{H+K\omega^{*1{,}5}}}{(B+C\omega^{*1{,}5})}\right]\Delta\omega^*$ $\frac{\partial \lvert I_R\rvert^*_{опт}}{\partial M^*}\Delta M^* = 0{,}5\sqrt[4]{\frac{D+E\omega^{*1{,}5}}{M^{*2}F(G+E\omega^{*1{,}5})}}\Delta M^*,$ $\frac{\partial \lvert I_R\rvert^*_{опт}}{\partial \omega^*}\Delta\omega^* = \sqrt{M^*\omega^*}\left[\frac{0{,}37E}{\sqrt[4]{F(G+E\omega^{*1{,}5})(D+E\omega^{*1{,}5})^3}} - \frac{0{,}37E\sqrt{D+E\omega^{*1{,}5}}}{\sqrt[4]{F(G+E\omega^{*1{,}5})(G+E\omega^{*1{,}5})}}\right]\Delta\omega^*$

Таблица 3

Коэффициент мощности синхронной машины для различных алгоритмов управления

Система координат	Алгоритм управления	$\cos\varphi$	Условия, при которых $\cos\varphi \approx 1$
1-2	$i_{s1}=0$	$\cos\varphi_{1-2} = \cos\left(\operatorname{arctg}\frac{U_{s1}}{U_{s2}}\right),$ $\operatorname{arctg}\frac{U_{s1}}{U_{s2}} = \operatorname{arctg}\left(\frac{i_{s2}}{i_{R1}} - \frac{i_{s2}}{k_s i_{R1}}\right)$	$\lvert\phi_0\rvert = \lvert\phi_0\rvert_{max}$
$d-q$	$i_{sd}=0$	$\cos\varphi_{d-q} = \cos\left(\operatorname{arctg}\frac{U_{sd}}{U_{sq}}\right),$ $\operatorname{arctg}\frac{U_{sd}}{U_{sq}} = \operatorname{arctg}\left(-\frac{i_{sq}}{k_s\lvert I_s\rvert}\right)$	$\lvert I_R\rvert = \frac{\lvert\phi_0\rvert_{max}}{L_m\sqrt{\sigma_s}}$

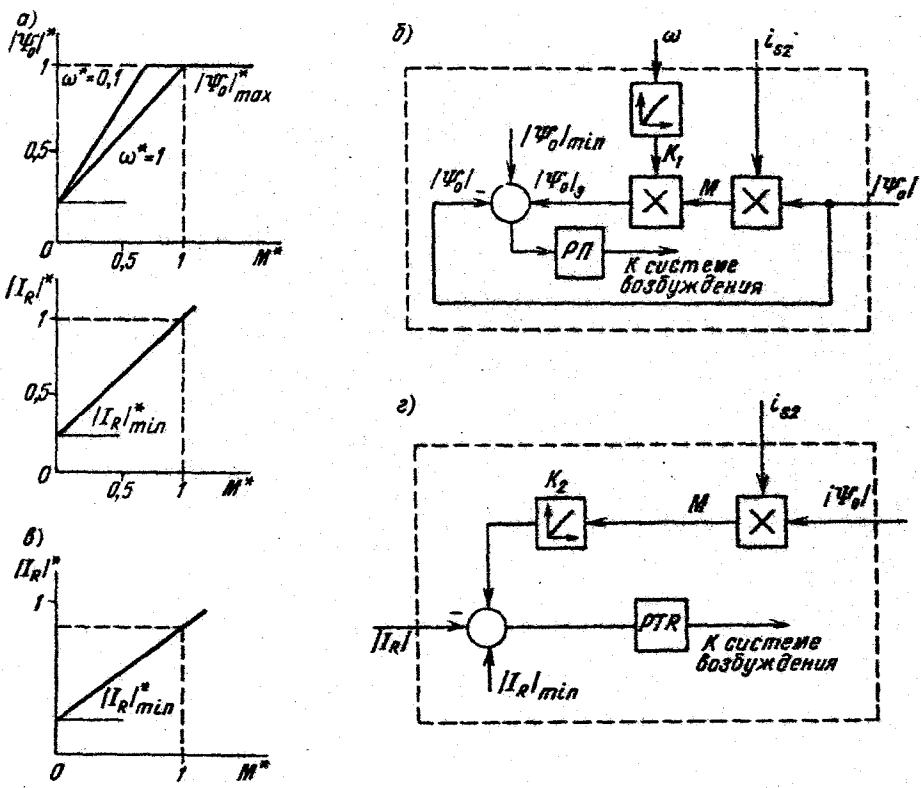


Рис.1. Примеры реализации законов управления по критерию минимума потерь в координатах 1-2 (а, б) при $i_{s1}=0$ и $d-q$ (в, г) при $i_{sd}=0$

Пример реализации законов управления по критерию минимума потерь (с помощью соответствующих контуров регулирования) приведен на рис.I. Структура контура (рис.I,б,г) определена видом соответствующей статической характеристики (рис.I,а,в). Значения функций параметрической чувствительности подтверждают практически полную независимость величины тока ротора от частоты.

На рис.2 представлена векторная диаграмма синхронной машины, построенная для основных обобщенных векторов в проекциях на оси I-2 и $d-q$. Используя соотношения для перехода из координат I-2 в координаты $d-q$ и наоборот, можно получить выражения, соответствующие алгоритму $i_{s1}=0$ в осях $d-q$ и $i_{sd}=0$ в осях I-2.

Соотношения для перехода из координат $d-q$ в координаты I-2:

$$i_{s1}=|I_s|\cos\alpha;$$
$$i_{s2}=|I_s|\sin\alpha;$$
$$\alpha=\xi+\psi; \qquad (9)$$

$$\xi = \operatorname{arctg}\frac{i_{sd}}{i_{sq}};$$

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{(|I_R| - i_{sd})}{i_{sq}}.$$

Соотношения для перехода из координат I–2 в координаты $d-q$:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= |I_s|\cos\gamma; \\ i_{sq} &= |I_s|\sin\gamma; \\ \gamma &= 180^\circ - \alpha - \beta; \end{aligned} \qquad (10)$$

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{i_{s2}}{i_{s1}}; \qquad \beta = \arcsin\frac{i_{R2}}{|I_R|}.$$

Расчетные величины потерь и коэффициента мощности для номинального режима составляют:

$$\Delta P_{d-q} = 0{,}7\,\Delta P_{1-2} \quad \text{при} \quad |\phi_0| = |\phi_0|_{max};$$

$$\cos\varphi_{1-2} \approx 1 \quad \text{при} \quad |\phi_0| = |\phi_0|_{опт};$$

$$\cos\varphi_{d-q} = 0{,}75 \quad \text{при} \quad |I_R| = |I_R|_{опт}.$$

Последняя величина постоянная, от момента не зависящая, так как $i_{sq} \equiv \sqrt{M}$ и $|I_R| \equiv \sqrt{M}$.

Коэффициент мощности является не только экономическим показателем, но и качественным, так как его величина определяет условия коммутации преобразователя частоты. Ухудшение этого показателя ведет к необходимости усложнения схемы управления (для преобразователя частоты с непосредственной связью – введению перерыва для пропуска реактивного тока) и к ухудшению гармонического состава, т.е. к увеличению потерь. В данном случае потери рассматривались по I-м гармоническим составляющим.

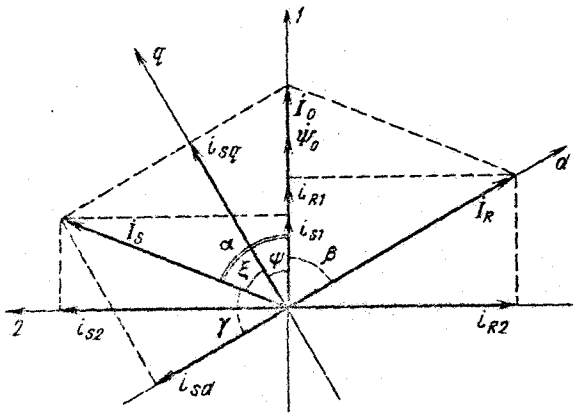


Рис.2. Векторная диаграмма синхронной машины в координатах 1-2 и $d-q$

При выборе системы координат необходимо учесть, что величина $|\phi_0|$, даже когда она не является управляемым параметром,

должна контролироваться во избежание насыщения машины (при $i_{sd}=0$ $|\phi_0|$ достигает величины $|\phi_0|_{max}$ при $M^* \approx 0{,}5$). Все изложенные результаты являются основаниями для выбора опорной системы координат и рационального закона управления.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. А.с. 1292152 СССР. Электропривод с векторным управлением / В.В.Алексеев, В.А.Дартау, Т.О.Россо, В.В.Рудаков // Бюл. изобр. 1987. № 7.

2. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987.

3. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В.Слежановский, Л.Х.Дацковский, И.С.Кузнецов и др. М.: Энергоатомиздат, 1983.

4. Частотно-регулируемый синхронный электропривод с векторной системой подчиненного регулирования / В.В.Рудаков, В.А.Дартау, Т.О.Россо, А.Е.Козярук // Электричество. 1988. № 4.