

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1972

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

6

Влияние геометрии ротора на электромагнитный момент торцевой индукционной машины

Инж. М. Н. НУРМУХАМЕТОВ, кандидаты техн. наук Г. С. ТАМОЯН
и И. Х. ХАЙРУЛЛИН

Московский энергетический институт

Основными проблемами при проектировании торцевых индукционных машин с дисковым массивным ротором (дисковые электромагнитные тормоза-замедлители, экранированные машины, муфты, тахометры и т. д.) являются расчет поля в рабочем зазоре и определение момента и мощности с учетом конструктивных факторов, которые существенно зависят от значения и распределения индуктированных токов в дисковом роторе. Значительное влияние на величину и распределение токов оказывают конструкция диска и физические свойства его материалов. Конечная ширина и кривизна дискового ротора приводит к появлению тангенциальной составляющей тока, которая уменьшает величину электромагнитного момента.

Задачи по определению токов в полом роторе с учетом краевых явлений были решены в [Л. 1] и применительно к плоским индукционным насосам для транспортировки жидких металлов в ряде статей, например [Л. 2 и 3]. В этих работах уменьшение электромагнитной мощности учитывается введением коэффициента поперечного краевого эффекта.

При определении электромагнитного момента в торцевых индукционных машинах также целесообразно ввести коэффициент, который учитывал бы влияние краевых явлений. Попытка учесть влияние реакции якоря на величину и распределение токов в диске приводит к очень сложным уравнениям, аналитическое решение которых затруднено. Поэтому в настоящей статье при решении задачи реакция якоря не учитывается.

По-видимому, определение токов и электромагнитного момента даже без учета реакции якоря может представить практический интерес, так как при этом удастся исследовать влияние конструкции и физических свойств материалов диска на электромагнитные величины.

На рис. 1 показана расчетная схема индукционной торцевой машины с дисковым ротором, в котором выделены три характерные области: ступицы — I, активная — II и вылета — III с различными электрическими проводимостями.

При решении задачи приняты следующие допущения:

магнитное поле в рабочем зазоре плоскопараллельное;

индукция первичного магнитного поля в зазоре задана основной пространственной гармоникой и не меняется вдоль радиуса;

первичное поле вне индуктора не учитывается; магнитная проницаемость материала диска равна μ_0 .

Распределение напряженности электромагнитного поля в каждой из зон диска находится из уравнений Максвелла для медленно движущихся изотропных и проводящих сред [Л. 4]:

$$\begin{aligned}\operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{\delta}; \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \\ \vec{\delta} &= \sigma (\vec{E}_i + \vec{E}_\delta); \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0.\end{aligned}$$

Здесь $\vec{B}$, $\vec{H}$, $\vec{E}$ — векторы индукции и напряженности магнитного и электрического полей токов ротора, индуктированных при вращении диска; $\vec{\delta}$ — вектор плотности индуктированных токов; $\vec{E}_\delta$ — вектор напряженности внешнего электрического поля, определяемый из выражения

$$\vec{E}_\delta = \frac{\omega}{\alpha} \vec{B}_\delta = \frac{\omega r}{p} \vec{B}_\delta,$$

где $\vec{B}_0$ — основная гармоника индукции первичного магнитного поля; $\omega = p\Omega$ — угловая частота; $\alpha = \frac{\pi}{\tau}$;

τ — полюсное деление, равное $\frac{\pi r}{p}$; σ — электрическая проводимость материала диска.

По условиям задачи

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0; \quad \vec{H} = H_m e^{i(\omega t - p\varphi)};$$

$$E = E_m e^{i(\omega t - p\varphi)}.$$

С учетом вышепринятых допущений уравнения Максвелла в цилиндрической системе координат для амплитудных значений записываются в следующем виде:

для активной зоны диска

$$\left. \begin{aligned} -\frac{ip}{r} H_{zm2} &= \sigma_2 (E_{rm2} + E_{\varphi m2}); \\ -\frac{dH_{zm2}}{dr} &= \sigma_2 E_{\varphi m2}; \\ \frac{1}{r} E_{\varphi m2} + \frac{dE_{\varphi m2}}{dr} + \frac{ip}{r} E_{rm2} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

для зон ступицы и вылета

$$\left. \begin{aligned} -\frac{ip}{r} H_{zm1(z)} &= \sigma_1(z) E_{rm1(z)}; \\ -\frac{dH_{zm1(z)}}{dr} &= \sigma_1(z) E_{\varphi m1(z)}; \\ \frac{1}{r} E_{\varphi m1(z)} + \frac{dE_{\varphi m1(z)}}{dr} + \frac{ip}{r} E_{rm1(z)} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Из (1) и (2) после преобразования получаются следующие дифференциальные уравнения для напряженности магнитного поля в активной зоне и в зонах ступицы и вылета:

$$\frac{d^2 H_{zm1(z)}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH_{zm1(z)}}{dr} - \frac{p^2}{r^2} H_{zm1(z)} = 0; \quad (3)$$

$$\frac{d^2 H_{zm2}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH_{zm2}}{dr} - \frac{p^2}{r^2} H_{zm2} = -i\omega\sigma_2 B_{0m}. \quad (4)$$

Уравнения (3) и (4) представляют собой соответственно однородное и неоднородное уравнения

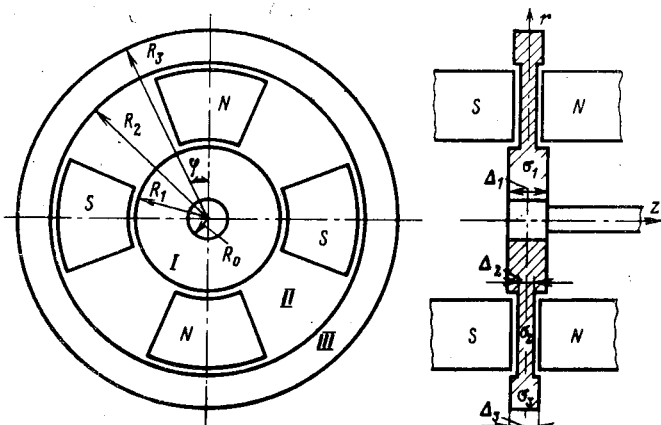


Рис. 1.

Эйлера с решениями [Л. 5]:

$$H_{zm1} = C_1 r^p + C_2 r^{-p}; \quad (5)$$

$$H_{zm3} = C_3 r^p + C_4 r^{-p}; \quad (6)$$

$$H_{zm2} = \begin{cases} C_3 r^p + C_4 r^{-p} + \frac{K}{4-p^2} r^2 & \text{при } p \neq 2; \\ C_3 r^2 + C_4 r^{-2} + \frac{K}{4} \left(\ln r - \frac{1}{4} \right) r^2 & \text{при } p = 2, \end{cases} \quad (7)$$

где $K = -i\omega\sigma_2 B_{0m}$.

В дальнейшем, при определении электромагнитных величин, все выражения, находящиеся первыми, будут относиться к случаю $p \neq 2$, а вторыми — к $p = 2$. Постоянные интегрирования C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 и C_6 находятся из следующих граничных условий:

$$r = R_0; \quad H_{z1} = 0;$$

$$r = R_1; \quad H_{z1} = H_{z2}; \quad E_{\varphi 1} = E_{\varphi 2};$$

$$r = R_2; \quad H_{z2} = H_{z3}; \quad E_{\varphi 2} = E_{\varphi 3};$$

$$r = R_3; \quad H_{z3} = 0,$$

где

$$E_{\varphi 1} = -\frac{1}{\sigma_1} \frac{dH_{z1}}{dr}; \quad E_{\varphi 2} = -\frac{1}{\sigma_2} \frac{dH_{z2}}{dr};$$

$$E_{\varphi 3} = -\frac{1}{\sigma_3} \frac{dH_{z3}}{dr}.$$

Поскольку в торцовой индукционной машине электромагнитный момент обусловлен только радиальной составляющей плотности тока в активной зоне и нормальной составляющей индукции первичного магнитного поля, то можно ограничиться определением значений C_3 и C_4 :

$$C_3 = \left\{ \begin{aligned} &\frac{K}{p(4-p^2)} \cdot \frac{(2c-pd)(a+b)R_1^{2-p}R_2^{-2p}}{(a-b)(c+d)R_1^{-2p}} - \\ &\frac{(2a-pb)(c+d)R_1^{-2p}R_2^{-2p}}{(a+b)(c-d)R_2^{-2p}}; \\ &\frac{K}{4} \left[\frac{a+b}{a-b} \right] \left\{ \frac{\frac{1}{2}(ad-bc) + (a-b) \times}{(a-b)(c+d)R_1^{-4}} - \right. \\ &\left. \times (c-d) \ln \frac{R_1}{R_2} \right\} R_2^{-4} - \frac{1}{4} \left\} - \ln R_2 \right\}; \end{aligned}$$

$$C_4 = \left\{ \begin{aligned} &\frac{K}{p(4-p^2)} \cdot \frac{(2c-pd)(a-b)R_1^{2-p}}{(a-b)(c+d)R_1^{-2p}} - \\ &\frac{(2a-pb)(c-d)R_2^{-2p}}{(a+b)(c-d)R_2^{-2p}}; \\ &\frac{K}{4} \frac{\frac{1}{2}(ad-bc) + (a-b) \times}{(a-b)(c+d)R_1^{-4}} - \\ &\times (c-d) \ln \frac{R_1}{R_2} - \\ &\frac{1}{(a+b)(c-d)R_2^{-4}}, \end{aligned} \right.$$

где

$$\begin{aligned} a &= \left[1 - \left(\frac{R_3}{R_2} \right)^{2p} \right]; \\ b &= \frac{\sigma_2}{\sigma_3} \left[1 + \left(\frac{R_3}{R_2} \right)^{2p} \right]; \\ c &= \left[1 - \left(\frac{R_0}{R_1} \right)^{2p} \right]; \\ d &= \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \left[1 + \left(\frac{R_0}{R_1} \right)^{2p} \right] \end{aligned}$$

(для любых p).

Радиальная составляющая амплитуды плотности тока в активной зоне

$$\begin{aligned} \delta_{rm2} &= -\frac{ip}{r} H_{zm2} = \\ &= \begin{cases} -ip \left(C_3 r^{p-1} + C_4 r^{-p-1} + \frac{K}{4-p^2} r \right); \\ -2i \left\{ \left[C_3 + \frac{K}{4} \left(\ln r - \frac{1}{4} \right) \right] r + C_4 r^{-3} \right\}. \end{cases} \end{aligned}$$

Электромагнитный момент, действующий на элемент объема диска dV , определяется как произведение электродинамической силы на радиус, т. е.

$$dM_{\text{эм}} = dfr,$$

где

$$df = \frac{B_{\delta m} \delta_{rm2}}{2} dV$$

($dV = 2\pi \Delta_2 r dr$, Δ_2 — толщина диска в активной зоне).
Тогда

$$M_{\text{эм}} = \int_{R_1}^{R_2} \pi B_{\delta m} \delta_{rm2} \Delta_2 r^2 dr \quad (8)$$

или после интегрирования

$$M_{\text{эм}} = \frac{\pi}{2} B_{\delta m}^2 \Delta_2 \sigma_2 \Omega R_2^4 k_p, \quad (9)$$

где k_p — коэффициент, учитывающий влияние вылетов, кривизны и физических свойств материалов отдельных зон диска, определяемый как

$$k_p = \left\{ \begin{aligned} & -\frac{2p}{4-p^2} \left\{ \frac{A \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2+p} \right] \frac{1}{2+p} +}{C} \right. \\ & \quad \left. + \frac{B \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2-p} \right] \frac{1}{2-p}}{C} + \right. \\ & \quad \left. + \frac{p}{4} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 \right] \right\}; \\ & -\frac{1}{8} \left\{ \frac{M}{C} - 4 \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 \ln \frac{R_1}{R_2} - \right. \\ & \quad \left. - N \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 \right] \right\}, \end{aligned} \right. \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} A &= (2c - pd)(a + b) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2-p} - \\ & - (2a - pb)(c + d) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-2p}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B &= (2c - pd)(a - b) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{2-p} - (2a - pb)(c - d); \\ C &= (a - b)(c + d) \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^{-2p} - \\ & - (a + b)(c - d) \text{ (для любых } p) \\ M &= 4 \left[\frac{1}{2} (ad - bc) + (a - b) \times \right. \\ & \quad \times (c - d) \ln \frac{R_1}{R_2} \left. \right] \left\{ \frac{a+b}{a-b} \times \right. \\ & \quad \times \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^4 \right] - 4 \ln \frac{R_1}{R_2} \left. \right\}; \\ N &= \frac{3a-b}{a-b}. \end{aligned}$$

Электромагнитный момент от высших пространственных гармоник ν может быть определен, если в выражении (9) положить $p_\nu = p\nu$ (p_ν — число пар полюсов для ν -й гармоники). Результирующий момент определится как сумма моментов от каждой гармоники в отдельности, т. е.

$$M_\Sigma = \sum_{\nu=1}^{\infty} M_\nu.$$

По известному значению момента определяются потери мощности в диске:

$$P = M_\Sigma \Omega.$$

Как видно из (9), значение электромагнитного момента при заданном значении индукций, скорости вращения и электрической проводимости материала активной зоны зависит от величины коэффициента радиального краевого эффекта. Поэтому исследование зависимостей

$$k_p = f \left(p, \frac{R_0}{R_1}, \frac{R_1}{R_2}, \frac{R_3}{R_2}, \frac{\sigma_1}{\sigma_2}, \frac{\sigma_3}{\sigma_2} \right)$$

позволяет определить влияние геометрии ротора на величину электромагнитного момента.

Выражение (10) коэффициента радиального краевого эффекта является довольно громоздким и его аналитическое исследование затруднено. Поэтому при практических расчетах можно пользоваться выражениями k_p для отдельных частных случаев. Представляют интерес следующие возможные варианты.

$\sigma_1 = \sigma_3 = 0$ (кольцевой диск без ступицы и вылета; ширина кольца равна ширине активной зоны).

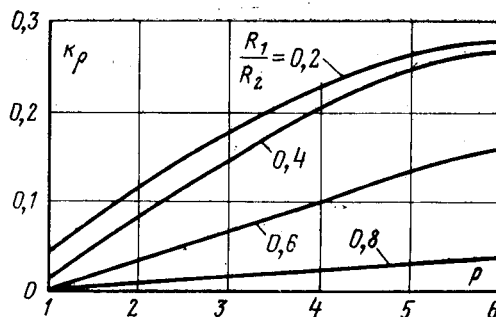


Рис. 2.

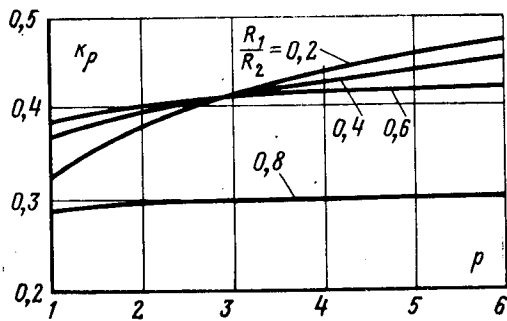


Рис. 3.

Из (10) после соответствующих преобразований имеем:

$$k_p = \left\{ \begin{aligned} & \frac{2p^2}{4-p^2} \left\{ \frac{\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2+p}\right]^2 \frac{1}{2+p}}{\left[\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} - 1\right]} - \frac{1 - \left[\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2-p}\right]^2 \frac{1}{2-p}}{2-p} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{4} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right] \right\}; \\ & \frac{1}{8} \left\{ \frac{\left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right]^2 - 16 \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4 \ln^2 \frac{R_1}{R_2}}{\left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right]} \right\}. \end{aligned} \right. \quad (11)$$

В этом случае тангенциальная составляющая плотности тока полностью замыкается в пределах активной зоны. Коэффициент k_p зависит от числа пар полюсов и ширины активной зоны. Очевидно, что с увеличением ширины активной зоны $\left(\frac{R_1}{R_2} \rightarrow 0\right)$, что возможно при $R_1 \rightarrow 0$ или $R_2 \rightarrow \infty$ его величина возрастает.

При $\frac{R_1}{R_2} = 0$ (максимальная ширина активной зоны) коэффициент k_p зависит только от числа пар полюсов, с увеличением которых он стремится к определенному пределу. Физически это объясняется тем, что при увеличении числа пар полюсов тангенциальная составляющая плотности тока уменьшается.

На рис. 2 представлены зависимости $k_p = f(p)$ при $\sigma_1 = \sigma_3 = 0$, вычисленные по (11), для различных $\frac{R_1}{R_2}$, которые подтверждают приведенные выше положения.

$\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3$ (кольцевой диск равной толщины из однородного материала с вылетами).

Из (10) после преобразования получается следующее выражение для коэффициента радиального

краевого эффекта:

$$k_p = \left\{ \begin{aligned} & \frac{p}{4-p^2} \left\{ \frac{A_1 \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2+p}\right] - B_1 \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2-p}\right]}{C_k} - \frac{p}{2} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right] \right\}; \\ & \frac{1}{8} \left\{ -\frac{M_1}{C_k} + 4 \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4 \ln \frac{R_1}{R_2} + \right. \\ & \left. + \left[2 - \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{-4}\right] \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right] \right\}, \end{aligned} \right. \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} A_1 &= \left\{ \left[\frac{2-p}{2+p} - \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^{2p} \right] \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2+p} - \right. \\ & \left. - \left[\frac{2-p}{2+p} - \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{2p} \right] \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} \right\}; \\ B_1 &= \left[1 - \frac{2+p}{2-p} \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^{2p} \right] \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{2p} \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2-p} - \\ & - \left[1 - \frac{2+p}{2-p} \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{2p} \right] \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^{2p}; \\ C_k &= \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{2p} \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} - \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^{2p} \quad (\text{для любых } p); \\ M_1 &= \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^4 - \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^4 + 4 \left(\frac{R_0}{R_1}\right)^4 \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^4 \ln \left(\frac{R_1}{R_2}\right) \times \\ & \times \left\{ \left(\frac{R_3}{R_2}\right)^{-4} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right] + 4 \ln \frac{R_1}{R_2} \right\}; \end{aligned}$$

$\sigma_1 = \sigma_3 = \infty$ (по краям кольца расположены короткозамыкающие шины из материала с бесконечной электрической проводимостью).

Из (10) имеем:

$$k_p = \left\{ \begin{aligned} & \frac{2p}{4-p^2} \left\{ 2 \frac{\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2+p}\right]^2 \frac{1}{2+p}}{\left[\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{-2p} - 1\right]} + \right. \\ & \left. + \frac{1 - \left[\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^{2-p}\right]^2 \frac{1}{2-p}}{2-p} - \frac{p}{4} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right] \right\}; \\ & \frac{1}{8} \left\{ \frac{16 \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4 \ln^2 \frac{R_1}{R_2} + 3 \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right]^2}{\left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^4\right]} \right\}. \end{aligned} \right. \quad (13)$$

На рис. 3 приведены зависимости $k_p = f(p)$ при $\sigma_1 = \sigma_3 = \infty$, вычисленные по (13), для различных R_1/R_2 . Как видно из графиков, ротор с короткозамыкающими шинами обеспечивает момент в 2—3 раза больший, чем в случае без вылетов при одной и той же ширине активной зоны и числе пар полюсов.

В отличие от цилиндрических машин, где наличие в лобовых частях сверхпроводящих шин приво-

дит к устранению тангенциальных составляющих тока, в дисковых машинах вследствие наличия кривизны они будут существовать даже при достаточно большом числе пар полюсов (например, при $p=6$). Более того, кривизна приводит к своеобразному поведению функции коэффициента радиального краевого эффекта, которое можно назвать эффектом кривизны. Наибольшее влияние кривизны находится в области числа пар полюсов $p \leq 3$. В этой области, несмотря на уменьшение ширины активной зоны, наблюдается увеличение коэффициента k_p до максимального значения, а потом его уменьшение. В области $p \geq 3$ кривизна диска уже существенного влияния не оказывает, и, вполне естественно, что с уменьшением ширины активной зоны коэффициент k_p уменьшается.

С увеличением R_1/R_2 ($R_1 \rightarrow R_2$) зависимости $k_p = f(p)$ становятся более пологими, и при $R_1/R_2 > 0,6$ она почти параллельна оси абсцисс, т. е. поправка на кривизну незначительна и кольцевой диск можно рассмотреть как проводящую пластину, движущуюся в магнитном поле. При рассмотрении вышеприведенных вариантов четко прослеживается зависимость электромагнитного момента от электрической проводимости материалов диска, с увеличением которой момент возрастает.

В данной статье были рассмотрены лишь наиболее характерные из возможных вариантов конструкции диска. При необходимости из (10) после соответствующих преобразований могут быть получены выражения и для других конструкций ротора.

Экспериментальная проверка полученных соотношений на опытном образце электродвигателя с медным дисковым ротором с параметрами $p=4$; $\Delta_1=\Delta_2=\Delta_3=5$ мм; $R_0=48$ мм; $R_1=75$ мм; $R_2=145$ мм; $R_3=145 \div 160$ мм показала, что рассчитанные по (9) значения электромагнитного момента совпадают с опытными при угловых частотах $\omega = p\Omega \leq 31,6$ 1/сек в пределах точности эксперимента (около 8%).

ЛИТЕРАТУРА

1. Вевюрко И. А., К расчету характеристик двухфазной индукционной машины с полым ротором, «Вестник электропромышленности», 1957, № 6.
2. Вольдек А. И., Токи и усилия в слое жидкого металла плоских индукционных насосов, Изв. вузов, «Электромеханика», 1959, № 1.
3. Вольдек А. И. и Янес Х. И., Поперечный краевой эффект в плоском индукционном насосе с электропроводящим каналом, Труды Таллинского политехнического института, сер. А, 197, 1962.
4. Ландау Л. Д. и Лифшиц Е. М., Электродинамика сплошных сред, ГИФМЛ, 1959.
5. Камке Э., Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям, изд-во «Наука», 1965.

[18.6.1971]



УДК 621.313.32:621.3.013

Аналитический метод определения основной гармоники магнитного поля в воздушном зазоре насыщенной явнополюсной синхронной машины

Л. В. СМЕРНОВ

Московский энергетический институт

Синхронные машины, отличающиеся высокой степенью использования магнитных материалов, работают в условиях значительного насыщения, вследствие чего их поведение в установившихся и переходных режимах отличается от поведения ненасыщенных машин [Л. 1—4]. Результаты расчетов по принятым методикам существенно расходятся с данными опытов, причем это особенно касается расчетов угла нагрузки и статической устойчивости машин. Таким образом, вопрос об учете насыщения при расчете и анализе режимов и характеристик синхронных машин является весьма актуальным.

Известные методы решения рассматриваемой проблемы [Л. 1—4], различаясь по подходу и степени точности, являются графо-аналитическими и численными методами. В настоящей статье излагается чисто аналитический метод учета насыщения, позволяющий не только производить конкретные числовые расчеты, но также получать и анализировать

различные общие связи и соотношения, характерные для синхронных машин в условиях их фактического магнитного состояния.

Основные положения метода. В дальнейшем будем иметь в виду явнополюсную трехфазную синхронную машину в установившемся режиме, идеализированного общепринятым образом [Л. 5], но не лишенную способности насыщаться в магнитном отношении. Рассмотрение выполним в системе осей d и q , жестко связанных с полюсами машины, отсчитывая координату z от продольной оси d вдоль воздушного зазора у поверхности якоря.

Решение поставленной задачи об аналитическом определении основной гармоники поля в зазоре синхронной машины с учетом влияния насыщения, являющейся существенно нелинейной, сопряжено с большими математическими трудностями. В связи с этим в данной статье приняты следующие допущения:

распределенные вдоль оси z магнитная индукция поля в зазоре B и н. с. обмоток возбуждения и якоря машины F представляются основными гармониками;

магнитные свойства насыщающейся стальной части магнитопровода машины описываются усредненной характеристикой намагничивания, построенной согласно [Л. 6] для средней по длине силовой линии по частичным характеристикам намагничивания зубцов и ярма якоря, полюсов и ярма индуктора;

учет влияния поля рассеяния обмотки возбуждения на насыщение машины осуществляется с помощью поправочного коэффициента $(1 + \sigma_f)$, где σ_f — коэффициент рассеяния полюсов ($0 \leq \sigma_f \leq 0,3$);

поле рассеяния обмотки якоря считается не влияющим на насыщение машины.

Обозначим через Λ_δ удельную магнитную проводимость воздушного зазора, являющуюся функцией координаты z , и выберем в качестве базисной Λ_δ проводимость зазора под серединой полюса. На основании [Л. 7] распределение вдоль оси z относительной проводимости зазора машины выразим гармоническим рядом:

$$\lambda_\delta = \frac{\Lambda_\delta}{\Lambda_\delta} = \lambda_0 + \lambda_2 \cos 2 \frac{\pi}{\tau} z + \lambda_4 \cos 4 \frac{\pi}{\tau} z + \dots, \quad (1)$$

где амплитуды $\lambda_0, \lambda_2, \lambda_4, \lambda_6$ и т. д. зависят от геометрии воздушного зазора — полюсного деления τ , коэффициента полюсного перекрытия α_p , минимальной и максимальной величины зазора δ_0 и δ_m под полюсным наконечником — и определяются из графиков [Л. 7]. Из указанной статьи для коэффициентов формы кривых поля обмотки якоря, соответствующих основной гармонике поля, также имеем:

$$k_{ad} = \lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2}; \quad k_{aq} = \lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2}. \quad (2)$$

Как показал предварительный анализ, высшие гармонические из (1) сравнительно слабо влияют на результаты решения поставленной задачи, так что с достаточной степенью точности можно ограничиться в ряде (1) первыми гармоническими — до шестой. Более того, в последующих математических преобразованиях при учете влияния гармоник λ_4 и λ_6 оказывается возможным пренебречь членами, содержащими амплитуды этих гармоник в степени выше первой.

В соответствии с первым допущением представим н. с. обмоток возбуждения и якоря машины основной гармоникой, которую запишем в виде суммы составляющих по осям d, q :

$$F = (k_F F_f + F_{amd}) \cos \frac{\pi}{\tau} z + F_{amq} \sin \frac{\pi}{\tau} z,$$

$$F_f = \frac{\omega_f I_f}{2p}; \quad F_{amd} = \frac{3 \sqrt{2} \omega_s I_d}{\pi p};$$

$$F_{amq} = \frac{3 \sqrt{2} \omega_s I_q}{\pi p}$$

— максимальные значения н. с. в расчете на один полюс; ω_f — число витков обмотки возбуждения;

ω_s — эффективное число витков фазной обмотки якоря с учетом обмоточного коэффициента; p — число пар полюсов машины.

При н. с. возбуждения введен коэффициент k_F , по смыслу представляющий собой коэффициент формы кривой н. с. обмотки возбуждения для основной гармоники. Значение k_F определяется из разложения кривой в соответствии с [Л. 7]:

$$k_F = \frac{8}{\pi^2 (1 - \alpha_p)} \sin \frac{(1 - \alpha_p) \pi}{2}. \quad (3)$$

Далее запишем выражение для н. с. обмоток машины через относительные значения токов возбуждения и якоря — i_f, i_d и i_q :

$$F = F_6 \left[(i_f + c_0 i_d) \cos \frac{\pi}{\tau} z + (c_0 i_q) \sin \frac{\pi}{\tau} z \right], \quad (4)$$

где $c_0 = \frac{6 \sqrt{2}}{\pi} \frac{\omega_s I_6}{\omega_f I_{f6}} \frac{1}{k_F}$ — коэффициент приведения тока якоря к масштабу тока возбуждения; $F_6 = k_F \frac{\omega_f I_{f6}}{2p}$ — базисное значение н. с.

В последних выражениях I_{f6} и I_6 — базисные величины токов возбуждения и якоря. В (4) принято, что $i_d > 0$ является опережающей составляющей тока якоря, обуславливающей подмагничивание машины.

Представим в магнитном поле насыщенной синхронной машины ряд элементарных силовых трубок, осевые линии которых пересекают воздушный зазор в различных точках z и вдоль каждой из которых действует н. с. F , вызывающая в соответствующей точке зазора магнитную индукцию B . При этом в силу периодичности изменения поля через каждую пару полюсов и его симметричности (т. е. $B(z) = -B(z + \tau)$) можем ограничиться рассмотрением поля в пределах одного полюса.

Характеристика намагничивания $B(F)$ для произвольной силовой трубки поля машины в точке z получается путем суммирования по н. с. усредненной характеристики намагничивания стальной части магнитопровода, не зависящей согласно второму допущению от координаты z , и характеристики намагничивания зазора с проводимостью Λ_δ для данной точки z , что математически запишем в виде:

$$B(F_c) = \frac{1 + m_c h_c F_c^2}{1 + h_c F_c^2} \Lambda_c F_c;$$

$$B(F_\delta) = \Lambda_\delta F_\delta; \quad F = F_c + F_\delta. \quad (5)$$

В (5) для обеспечения возможности аналитического решения усредненная характеристика намагничивания стали машины $B(F_c)$ представлена специально разработанной для наших целей аппроксимирующей функцией, в которой фигурируют параметры h_c , Λ_c и m_c , вычисляемые методом выбранных точек. При этом h_c играет роль параметра нелинейности, учитывающего эффект насыщения стали, а Λ_c представляет собой удельную магнитную

проводимость стальной части магнитопровода, определяющую угол наклона касательной к характеристике в ее начале и характеризующую магнитное состояние стали при весьма малых значениях н. с.

Заметим, что переход к ненасыщенной машине, рассматриваемой в линейной теории синхронных машин, осуществляется посредством операции $h_c \rightarrow 0$, полагая при этом $\Lambda_c = \infty$ и $F_c = 0$.

Рассмотренная аппроксимирующая функция дает монотонную зависимость, отображающую ход характеристики намагничивания стали при значениях параметра $m_c \geq 1/3$, и обеспечивает описание характеристики с погрешностью в среднем не более 3—5% при значениях н. с. в пределах $0 \leq |F| \leq \leq (7-8)F_1$, где F_1 — значение н. с. для первой точки аппроксимации, выбираемой на начальной части колена характеристики.

Совместное рассмотрение системы (5) приводит к уравнению третьей степени относительно индукции B , решение которого представляет собой уравнение, соответствующее характеристике намагничивания $B(F)$ силовой трубки поля машины в произвольной точке z и, следовательно, описывающее семейство характеристик силовых трубок, распределенных вдоль оси z . В качестве такого уравнения примем обобщенную аппроксимирующую функцию:

$$\left. \begin{aligned} B &= \frac{1 + a_1 m_c h_c F^2}{1 + a_2 h_c F^2} \cdot \frac{\Lambda_c \Lambda_\delta}{\Lambda_c + \Lambda_\delta} F; \\ a_1 &= \frac{\Lambda_\delta^2}{(\Lambda_\delta + n_1 \Lambda_c)^2}; \quad a_2 = \frac{\Lambda_\delta^2}{(\Lambda_\delta + n_2 \Lambda_c)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

которая при $\Lambda_\delta = \infty$, когда $F_\delta = 0$ и $F = F_c$, переходит в уравнение усредненной характеристики намагничивания стали машины согласно (5).

В (6) сначала для нескольких характеристик намагничивания с известными значениями Λ_δ вычисляются методом средних коэффициенты a_1 и a_2 и записываются в табулированном виде их зависимости от Λ_δ , а затем методом средних вычисляются параметры n_1 и n_2 .

Обычно у синхронных машин $\Lambda_c \gg \Lambda_\delta$, поэтому практически из (6)

$$B = \frac{1 + \frac{m_c h_c}{n_1^2 \lambda_c^2} \lambda_\delta^2 F^2}{1 + \frac{h_c}{n_2^2 \lambda_c^2} \lambda_\delta^2 F^2} \Lambda_\delta \lambda_\delta F, \quad (7)$$

где λ_δ и λ_c — относительные значения указанных проводимостей при базисной величине Λ_δ .

В соответствии с первым допущением представим магнитную индукцию поля в зазоре машины основной гармоникой, которую запишем в виде суммы составляющих d и q :

$$B = B_{md} \cos \frac{\pi}{\tau} z + B_{mq} \sin \frac{\pi}{\tau} z. \quad (8)$$

Подставляя (1), (4) и (8) в (7), после преобразований в соответствии с методом гармонического баланса и с учетом (2) получим систему двух уравнений относительно амплитуд индукции поля машины B_{md} и B_{mq} .

Следует заметить, что выражение (7) учитывает насыщение, обусловленное полем взаимной индукции машины. Для более точного описания свойств насыщенной машины необходимо, как известно, учесть эффект насыщения еще и от поля рассеяния обмотки возбуждения. Осуществим это на основе третьего допущения, записав в (7) при параметре нелинейности h_c н. с. F согласно (4) с несколько увеличенными с помощью поправочного коэффициента $(1 + \sigma_f)$ током возбуждения.

Принимая во внимание все сказанное, получаем следующую систему двух уравнений относительно B_{md} и B_{mq} :

$$\begin{aligned} [1 + h(i_f + ci_d)^2 + hb_1(ci_q)^2] B_{md} + \\ + 2hb_1(ci_q)(i_f + ci_d) B_{mq} = \\ = k_{ad} \Lambda_c F_c [1 + mh(i_f + ci_d)^2 + \\ + mhb_2(ci_q)^2](i_f + c_0 i_d); \\ 2hb_1(ci_q)(i_f + ci_d) B_{md} + \\ + [1 + hb_1(i_f + ci_d)^2 + hb_3(ci_q)^2] B_{mq} = \\ = k_{aq} \Lambda_c F_c [1 + mhb_4(i_f + ci_d)^2 + \\ + mhb_5(ci_q)^2](c_0 i_q), \end{aligned} \quad (9)$$

где $c = \frac{c_0}{1 + \sigma_f}$ — дополнительный коэффициент приведения;

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \frac{4\lambda_0^2 + \lambda_2^2 - 4\lambda_0\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6}{12\lambda_0^2 + 16\lambda_0\lambda_2 + 7\lambda_2^2 + 4\lambda_0\lambda_4 + 8\lambda_2\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6}; \\ b_2 &= \frac{4\lambda_0^3 + 3\lambda_0^2\lambda_2 -}{4\lambda_0^3 + 8\lambda_0^2\lambda_2 + 7\lambda_0\lambda_2^2 + 2\lambda_2^3 + 2\lambda_0^2\lambda_4 + 8\lambda_0\lambda_2\lambda_4 +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{-6\lambda_0^2\lambda_4 + 5\lambda_0\lambda_2\lambda_6}{+4\lambda_2^2\lambda_4 + 2\lambda_0\lambda_2\lambda_6 + 2\lambda_2^2\lambda_6}; \\ b_3 &= \frac{12\lambda_0^2 - 16\lambda_0\lambda_2 + 7\lambda_2^2 + 4\lambda_0\lambda_4 - 8\lambda_2\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6}{12\lambda_0^2 + 16\lambda_0\lambda_2 + 7\lambda_2^2 + 4\lambda_0\lambda_4 + 8\lambda_2\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6}; \\ b_4 &= \frac{2\lambda_0 + \lambda_2}{2\lambda_0 - \lambda_2} b_2; \\ b_5 &= \frac{2\lambda_0 + \lambda_2}{2\lambda_0 - \lambda_2} \times \\ &\times \frac{4\lambda_0^3 - 8\lambda_0^2\lambda_2 + 7\lambda_0\lambda_2^2 - 2\lambda_2^3 + 2\lambda_0^2\lambda_4 - 8\lambda_0\lambda_2\lambda_4 +}{4\lambda_0^3 + 8\lambda_0^2\lambda_2 + 7\lambda_0\lambda_2^2 + 2\lambda_2^3 + 2\lambda_0^2\lambda_4 + 8\lambda_0\lambda_2\lambda_4 +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{+4\lambda_2^2\lambda_4 + 2\lambda_0\lambda_2\lambda_6 - 2\lambda_2^2\lambda_6}{+4\lambda_2^2\lambda_4 + 2\lambda_0\lambda_2\lambda_6 + 2\lambda_2^2\lambda_6}; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$h = h_c \frac{(1 + \sigma_f)^2 F_c^2}{16n_2^2 \lambda_c^2} (12\lambda_0^2 + 16\lambda_0\lambda_2 + 7\lambda_2^2 + \\ + 4\lambda_0\lambda_4 + 8\lambda_2\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6), \quad (12)$$

$$m = m_c \frac{6n_2^2}{n_1^2} \frac{4\lambda_0^3 + 8\lambda_0^2\lambda_2 + 7\lambda_0\lambda_2^2 + 2\lambda_2^3 + 2\lambda_0^2\lambda_4 +}{(2\lambda_0 + \lambda_2)(12\lambda_0^2 + 16\lambda_0\lambda_2 +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{+8\lambda_0\lambda_2\lambda_4 + 4\lambda_2^2\lambda_4 + 2\lambda_0\lambda_2\lambda_6 + 2\lambda_2^2\lambda_6}{+7\lambda_2^2 + 4\lambda_0\lambda_4 + 8\lambda_2\lambda_4 + 2\lambda_2\lambda_6)}. \quad (13)$$

Уравнение характеристики холостого хода насыщенной синхронной машины. Вывод уравнения характеристики холостого хода насыщенной синхронной машины является необ-

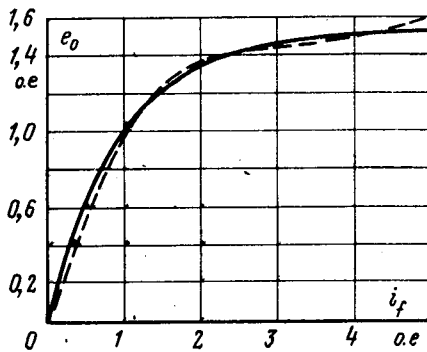


Рис. 1. Нормальная характеристика холостого хода насыщенной синхронной машины.

— опытная;
--- теоретическая, построенная по уравнению (15) с учетом (16).

ходимым, поскольку его параметры фигурируют в расчетных выражениях данного метода. Для этого в обычное выражение относительного значения э. д. с. холостого хода синхронной машины e_0 подставим выражение для магнитной индукции при холостом ходе, вытекающее из (9) и (10) при $i_d = i_q = 0$, а также введем обозначение:

$$x_0 = \omega_b k_F k_{ad} \frac{\Delta \phi' \delta \tau}{\pi} \frac{\omega_s \omega_f}{p} \frac{I_{f6}}{\sqrt{2} U_6}, \quad (14)$$

где ω_b — базисная угловая частота; l_b — расчетная длина якоря; U_6 — базисная величина фазного напряжения машины. Тогда

$$e_0 = \frac{1 + m h i_f^2}{1 + h i_f^2} x_0 i_f, \quad (15)$$

где h , x_0 и m — параметры.

Таким образом, фигурирующие в уравнениях (9) и (10) величины h и m являются параметрами характеристики холостого хода насыщенной машины. Поэтому на практике не следует рассчитывать h и m по (12) и (13), так как такой расчет требует предварительной трудоемкой работы по построению для исследуемой машины семейства характеристик намагничивания вида $B(F)$ и их аппроксимации функцией (6). Достаточно определить h и m путем аппроксимации уравнением (15) характеристики холостого хода исследуемой машины.

Отметим, что параметр x_0 в (15) представляет собой, как следует из (14), выраженное в относительных единицах реактивное сопротивление взаимной индукции между обмотками якоря и возбуждения, соответствующее ненасыщенной машине.

Из (15) видно, что h играет роль параметра нелинейности характеристики холостого хода, учитывающего насыщение машины. Тем самым ясно, что операция $h \rightarrow 0$ может служить ключом к формальному переходу от результатов, соответствующих насыщенной машине, к результатам, свойственным ненасыщенной машине. При этом, если условия нормировки

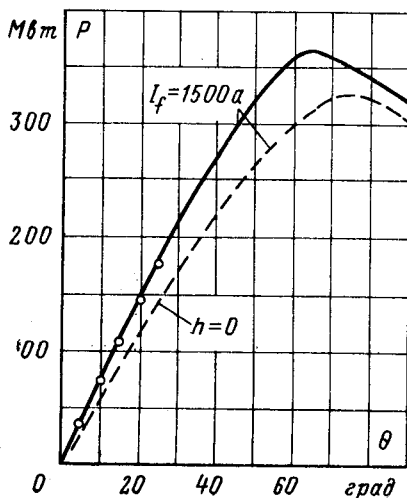


Рис. 2. Угловая характеристика гидрогенератора СВ 1500/200-88.

— теоретическая, построенная на основе выражений (17) и (18) с учетом (16) и $\sigma_f = 0,3$;
--- теоретическая без учета влияния насыщения.

уравнения (15) таковы, что значению $i_f = 1$ отвечает $e_0 = 1$, то при $h \rightarrow 0$ необходимо положить $x_0 = 1$.

Из рис. 1 видно, что уравнение (15) обеспечивает вполне удовлетворительное описание нормальной характеристики холостого хода. Поскольку современные синхронные машины имеют характеристики, весьма близкие к нормальной, то значения параметров уравнения (15):

$$x_0 = 1,24; h = 0,30; m = 0,16 \quad (16)$$

приобретают значимость констант данного метода.

Расчетные выражения для амплитуд основной гармоники поля насыщенной синхронной машины. Решение уравнений (9) и (10) для амплитуд составляющих d и q основной гармоники поля в зазоре насыщенной машины при произвольной нагрузке представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} B_{md} &= \frac{k_{ad}}{\eta_a} \Lambda_6 F_6 (i_f + c_0 i_d); \\ B_{mq} &= \frac{k_{aq}}{\eta_q} \Lambda_6 F_6 (c_0 i_q), \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

где для упрощения записи введены коэффициенты насыщения в продольной и поперечной осях η_d и η_q , количественно определяющие степень ослабления составляющих d и q основной гармоники поля машины вследствие насыщения.

Полученные при решении уравнений (9) и (10) выражения для коэффициентов насыщения η_d и η_q являются весьма сложными, однако при значениях полного продольного тока в пределах $0 \leq (i_f + c i_d) \leq 4$, что вполне обеспечивает потребности практики, их можно без заметного ущерба для точности учета влияния насыщения аппроксимировать более простыми расчетными выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \eta_d &= \frac{1 + h [(i_f + c i_d)^2 + \beta_1 (c i_d)^2]}{1 + m h [(i_f + c i_d)^2 + \beta_2 (c i_d)^2]}; \\ \eta_q &= \frac{1 + h [(i_f + c i_d)^2 + \beta_1 (c i_d)^2]}{1 + m h [\beta_3 (i_f + c i_d)^2 + \beta_4 (c i_d)^2]}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где фигурируют вспомогательные коэффициенты

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= \frac{1 + 3b_1}{1 - b_1} b_1; \\ \beta_2 &= b_2 - \frac{2}{m} \left(\frac{k_{aq}}{k_{ad}} - \frac{2b_1}{1 - b_1} \right) b_1; \\ \beta_3 &= b_4 + \frac{1}{m} \left[1 - \left(1 + 2 \frac{k_{ad}}{k_{aq}} \right) b_1 \right]; \\ \beta_4 &= b_5 + \frac{1}{m} \left(b_1 \frac{1 + 3b_1}{1 - b_1} - b_3 \right), \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

зависящие от геометрии воздушного зазора, значения которых для каждой исследуемой машины можно определять по (19) с учетом (11), а также по специально рассчитанным кривым, которые в тексте не приведены.

Результаты, вытекающие из (18), говорят о том, что при работе синхронной машины коэффициенты насыщения могут достигать больших значений, свидетельствующих о значительном ослаблении основной гармоники поля машины вследствие насыщения. При этом коэффициент насыщения в поперечной оси по порядку величины такой же, как и в продольной оси, и может быть даже больше. Указанное обстоятельство полностью согласуется с опытом и означает, что к современным синхронным машинам

подход с точки зрения слабого влияния насыщения в поперечной оси неприменим.

Из (18) также следует, что степень ослабления основной гармоники поля машины в каждой оси зависит не только от составляющей тока в этой же оси, но и от составляющей тока в другой оси.

Эксперимент показал, что поперечный ток сравнительно слабо влияет на коэффициенты насыщения машины. Это позволяет считать в первом приближении, что коэффициенты насыщения в обеих осях d и q зависят только от полного продольного тока машины.

Как видно из рис. 2, расчетные данные достаточно хорошо совпадают с опытными, что свидетельствует о допустимости упрощающих предположений, принятых в настоящей работе, и надежности рассмотренного метода.

Выводы. 1. Изложенный метод позволяет с приемлемой для практических целей точностью аналитически определять амплитуды составляющих d и q основной гармоники поля в воздушном зазоре насыщенной явнополюсной синхронной машины при произвольной нагрузке. По ориентировочной оценке погрешность в учете влияния насыщения в среднем не превосходит 5—7%.

2. На основе предлагаемого метода можно проводить аналитический расчет и исследование установившихся режимов и рабочих характеристик насы-

щенной явнополюсной синхронной машины. Имеющаяся при этом возможность формального перехода к результатам, отвечающим ненасыщенной машине, обеспечивает также решение вопроса об оценке степени влияния насыщения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казовский Е. Я., Влияние насыщения на установившиеся режимы работы явнополюсной синхронной машины, сб. «Теория, расчет и исследование высокоиспользованных электрических машин», изд-во «Наука», 1965.
2. Губенко Т. П. и Губенко В. Т., Векторные диаграммы и построение статических характеристик синхронных машин, изд-во «Энергия», 1966.
3. Шутьгин Н. В. Влияние насыщения стали в поперечной оси явнополюсного синхронного генератора на некоторые режимы его работы, изд-во АН СССР, «Электроэнергетика», 1963, № 7.
4. Фильц Р. В. и Глухивский Л. И., Основные положения магнитно-нелинейной теории явнополюсной синхронной машины, «Электричество», 1970, № 6.
5. Грузов Л. Н., Методы математического исследования электрических машин, Госэнергоиздат, 1953.
6. Оганян Р. В., Поле в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины при насыщении магнитопровода, «Электротехника», 1966, № 8.
7. Вольдек А. И. и Лахтметс Р. А., Магнитная проводимость воздушного зазора и расчет магнитного поля явнополюсных синхронных машин, Изв. вузов, «Электромеханика», 1968, № 6.

[7.5.1971]



Расчет магнитного поля и параметров схем замещения асинхронной машины со сплошным ферромагнитным ротором

Канд. техн. наук И. Д. МАЕРГОЙЗ и инж. Б. И. ПОЛИЩУК

Киев

Постановка задачи. В последнее время все больше внимания уделяется теории и расчету асинхронных машин со сплошным ферромагнитным ротором [Л. 1—3]. Повышенный интерес к теории этих машин объясняется, с одной стороны, их общепризнанными достоинствами, а с другой стороны, — тем, что исследование электромагнитного поля в асинхронной машине со сплошным ротором во многом аналогично исследованию электромагнитного поля в синхронных машинах с массивными ферромагнитными частями [Л. 4—6].

Большинство авторов при решении уравнений электромагнитного поля в асинхронной машине со сплошным ферромагнитным ротором исходили из предположения о постоянстве магнитной проницаемости стали ротора [Л. 2—8], и лишь в конечных формулах некоторые из них пытались учесть нелинейную зависимость $\mu(H)$ [Л. 2 и 4]. В [Л. 9 и 10] предпринята попытка учета нелинейных свойств стали ротора методом Вольмана — Кадена — Аркадьева [Л. 11 и 12]. Этот метод базируется на

замене реальной кривой намагничивания прямоугольной петлей гистерезиса и является довольно грубым, так как не учитывает переменного уровня насыщения как по глубине ротора, так и вдоль его поверхности. Развитие и уточнение метода [Л. 11 и 12] для случая аperiodических во времени электромагнитных волн дано в [Л. 13—15].

В [Л. 1] параметры массивного ротора рассчитывались на основе применения широко известного соотношения [Л. 16]. При этом действительное вращающееся магнитное поле раскладывалось на два пульсирующих по двум перпендикулярным в пространстве осям.

Основное отличие настоящей статьи от цитированных выше работ состоит в более строгом и полном учете нелинейных свойств стали ротора. Такой учет основывается на следующих соображениях. Поскольку в стальном роторе при всех практически используемых скольжениях имеет место резкий поверхностный эффект, то с высокой точностью можно считать, что в каждой точке поверхности ротора

УДК 621.313.33.001.24

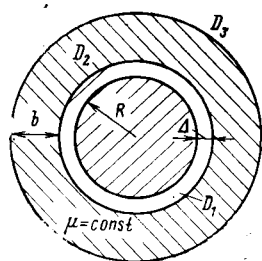


Рис. 1.

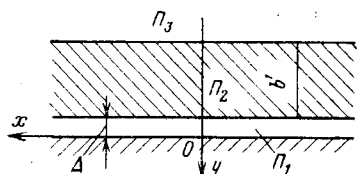


Рис. 2.

электромагнитная волна проникает в его толщу так же, как плоская волна в ферромагнитное полупространство. Следовательно, можно считать, что касательные составляющие электрической и магнитной напряженностей в каждой точке поверхности ротора связаны соотношением [Л. 16]:

$$E_z = (1 + j0,6) k_{10} \sqrt{\frac{\omega_0 \mu_e}{\gamma}} \dot{H}_\theta, \quad (1)$$

где $\omega_0 = \omega s$; $k_{10} = \sqrt{1 + \alpha_{20} (t - 20^\circ)}$, а значение γ соответствует $t^0 = 20^\circ \text{C}$, при этом температура по всему телу ротора принимается постоянной; μ_e — значение магнитной проницаемости на поверхности ротора, определяемое из основной кривой намагничивания по действующему значению напряженности $|\vec{H}|$. Учитывая характер преломления магнитных силовых линий на поверхности ротора, имеем

$$|\vec{H}| \approx |\vec{H}_0| \text{ и } \mu_e = f(|\vec{H}_0|).$$

Соотношение (1) в последующем рассматривается как граничное условие, выполняющееся на поверхности ротора. Такая трактовка соотношения (1) была обоснована и использовалась в [Л. 17—21] и здесь не обсуждается. Отметим только, что локальная трактовка (1) как нелинейного краевого условия позволяет, с одной стороны, подробно учесть насыщение стали ротора, а с другой стороны, обойти основную трудность расчета, связанную с необходимостью решения нелинейных уравнений теории поля в теле ротора, т. е. позволяет сформулировать задачу расчета поля в виде краевой задачи для внешней к ротору области.

Ниже электромагнитное поле исследуется при следующих допущениях:

1. Поле в зазоре принимается плоским. Такое допущение близко к действительности для достаточно длинных машин или для случая, когда ротор имеет высокопроводящие торцевые кольца.

2. Зубчатый зазор заменяется гладким, при этом эквивалентный воздушный зазор определяется с учетом коэффициента воздушного зазора.

3. Магнитная проницаемость стали статора принимается постоянной и находится из кривой намагничивания по среднему по сечению значению индукции.

4. Расчет ведется по первой пространственной гармонике н. с., т. е. в предположении, что после создается бесконечно тонким слоем тока, расположенным на внутренней поверхности статора, плотность которого изменяется в пространстве и во времени по закону:

$$\dot{\mathbf{a}}(\theta) = \dot{\mathbf{a}} e^{j(\omega_0 t - p\theta)}. \quad (2)$$

(Систему координат считаем жестко связанной с ротором.)

При таких допущениях расчет электромагнитного поля в асинхронной машине со сплошным ферромагнитным ротором сводится к решению следующей краевой задачи: найти векторный потенциал $\vec{A} = \vec{A}_z$, ($\vec{A}_x = \vec{A}_y = 0$), удовлетворяющий уравнению Лапласа в областях: $D_1 (R \leq r \leq R + \Delta)$, $D_2 (R + \Delta \leq r \leq R + \Delta + b)$, $D_3 (R + \Delta + b \leq r < \infty)$ (см. рис. 1), и краевым условиям:

$$\begin{aligned} \dot{A}^{(1)}(R, \theta) - (0,6 - j) \frac{k_{10}}{\mu_0} \sqrt{\frac{1}{\mu_0} \left| \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial r}(R, \theta) \right|} \times \\ \times \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial r}(R, \theta) = 0; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\dot{A}^{(1)}(R + \Delta, \theta) = \dot{A}^{(2)}(R + \Delta, \theta); \quad (4)$$

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial r}(R + \Delta, \theta) - \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial r}(R + \Delta, \theta) = \dot{\delta}(\theta);$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}^{(2)}(R + \Delta + b, \theta) &= \dot{A}^{(3)}(R + \Delta + b, \theta); \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial r}(R + \Delta + b, \theta) &= \\ &= \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(3)}}{\partial r}(R + \Delta + b, \theta). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Переход к развернутой машине. Решение сформулированной краевой задачи можно было непосредственно проводить в цилиндрической системе координат. Однако выкладки существенно облегчаются, а результаты становятся более обозримыми, если перейти к развернутой машине (рис. 2). Переход к развернутой машине является традиционным и использовался целым рядом авторов, поэтому представляет интерес обоснование такого перехода и оценка погрешности, обусловленной «кривизной» реальной машины. Этот вопрос исследовался в [Л. 22]. Ниже он рассматривается с других, более общих и простых позиций.

Покажем, что переход от цилиндрической машины к развернутой можно рассматривать как результат бесконечно-листного конформного отображения, осуществляемого аналитической функцией [Л. 23]:

$$z = -jR \ln \frac{w}{R} = -jR \ln \frac{r}{R} + R \operatorname{Arg} w. \quad (6)$$

В самом деле, из (6) следует, что область D_1 бесконечно-листно конформно отображается на полосу $\Pi_1 \left(-R \ln \frac{R + \Delta}{R} < y < 0 \right)$, область D_2 — на полосу $\Pi_2 \left(-R \ln \frac{R + \Delta + b}{R} < y < -R \ln \frac{R + \Delta}{R} \right)$, область D_3 — на полупространство $\Pi_3 \left(-\infty < y < -R \ln \frac{R + \Delta}{R} \right)$. При этом потенциал $\vec{A}$, как и прежде, удовлетворяет уравнению Лапласа в областях Π_1 , Π_2 и Π_3 , а краевые условия (3) — (5) с учетом соотношения:

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial r} = \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \left| \frac{dz}{dw} \right| = \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \frac{R}{|w|}$$

преобразуются к виду:

$$\dot{A}^{(1)}(0, x) - (0,6 - j) \frac{k_{\tau 0}}{\mu_0} \times \\ \times \sqrt{\frac{\mu_e \left(\frac{1}{\mu_0} \left| \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0, x) \right| \right)}{\omega_0 \lambda}} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0, x) = 0; \quad (7)$$

$$\dot{A}^{(1)}(-\Delta', x) = \dot{A}^{(2)}(-\Delta', x); \\ \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(-\Delta', x) - \\ - \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial y}(-\Delta', x) = \dot{\delta}(x) \frac{R + \Delta}{R}; \quad (8)$$

$$\dot{A}^{(2)}(-\Delta' - b', x) = \dot{A}^{(3)}(-\Delta' - b', x); \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial y}(-\Delta' - b', x) = \\ = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(3)}}{\partial y}(-\Delta' - b', x), \quad (9)$$

где

$$\Delta' = R \ln \frac{R + \Delta}{R}; \quad b' = R \ln \frac{R + \Delta + b}{R + \Delta}. \quad (10)$$

С относительной погрешностью, не превышающей $\frac{\Delta}{R}$, имеем:

$$\Delta' = R \ln \frac{R + \Delta}{R} \approx \Delta \quad \text{и} \quad \frac{R + \Delta}{R} \approx 1,$$

при этом условия (7) — (9) принимают вид:

$$\dot{A}^{(1)}(0, x) - (0,6 - j) \frac{k_{\tau 0}}{\mu_0} \times \\ \times \sqrt{\frac{\mu_e \left(\frac{1}{\mu_0} \left| \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0, x) \right| \right)}{\omega_0 \gamma}} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0, x) = 0; \quad (11)$$

$$\dot{A}^{(1)}(-\Delta, x) = \dot{A}^{(2)}(-\Delta, x); \\ \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(-\Delta, x) - \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial y}(-\Delta, x) = \dot{\delta}(x); \quad (12)$$

$$\dot{A}^{(2)}(-\Delta - b', x) = \dot{A}^{(3)}(-\Delta - b', x); \\ \frac{1}{\mu} \frac{\partial \dot{A}^{(2)}}{\partial y}(-\Delta - b', x) = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(3)}}{\partial y}(-\Delta - b', x). \quad (13)$$

Нетрудно видеть, что такие же краевые условия будут выполняться в развернутой машине, имеющей тот же зазор Δ , что и цилиндрическая машина, и статор шириной

$$b' = R \ln \frac{R + \Delta + b}{R + \Delta}.$$

Таким образом, приходим к принципу эквивалентности: при принятых допущениях электромагнитные процессы в цилиндрической машине с погрешностью, не превышающей Δ/R , эквивалентны электромагнитным процессам в развернутой машине, имеющей тот же зазор Δ и статор шириной

$$b' = R \ln \frac{R + \Delta + b}{R + \Delta}.$$

Расчет электромагнитного поля в развернутой машине. Поскольку расчет ведется по первой пространственной гармонике, то искомым векторный потенциал $\dot{A}$ имеет вид:

$$\dot{A}^{(k)}(x, y, t) = \dot{A}^{(k)}(y) e^{j(\omega_0 t - \alpha x)}; \quad \left(\alpha = \frac{p}{R} \right); \quad (k=1, 2, 3), \quad (14)$$

отсюда для касательной составляющей напряженности поля на поверхности ротора имеем:

$$\dot{H}_\theta(R, \theta) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial r}(R, \theta) = \\ = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0, x) = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}^{(1)}}{\partial y}(0) e^{j(\mu_0 t - \alpha x)}. \quad (15)$$

Из (15) следует, что действующее значение касательной составляющей магнитной напряженности у поверхности ротора равно

$$|\dot{H}_\theta(R, \theta)| = \left| \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \dot{A}}{\partial y}(0) \right|$$

и не зависит от θ , т. е. при учете только I-й гармоники уровень насыщения стали ротора во всех точках его поверхности одинаков, поэтому

$$|\dot{H}_\theta(R, \theta)| = \alpha F_2 = \frac{\pi}{\tau} F_2, \quad (16)$$

где τ — полюсное деление, а F_2 — действующее значение н. с., определяемое током ротора I_2 .

Если F_2 вычислять по формуле:

$$F_2 = \frac{1,35 W_1 k_W I_2'}{\sqrt{2} p},$$

то

$$|\dot{H}_\theta(R, \theta)| = \frac{1,35 \pi W_1 k_W I_2'}{\sqrt{2} p \tau}. \quad (17)$$

В [Л. 1] для нахождения напряженности поля на границе ротора используется формула:

$$|\dot{H}_\theta(R, \theta)| = \frac{2,7 W_1 k_W I_2'}{\sqrt{2} p \tau k_n}, \quad (18)$$

где k_n — экспериментальный коэффициент, учитывающий неравномерный характер распределения индукции вдоль полюсного деления.

По поводу k_n в [Л. 1] отмечается: «Эксперименты, проведенные на опытных образцах четырех и шестиполюсных асинхронных машин с массивными роторами, выполненных на базе статоров нормальных асинхронных двигателей мощностью 3—14 кВт, и поверочные расчеты показали, что величина этого коэффициента составляет примерно $k_n \approx 0,63$. Для других мощностей и скоростей вращения эту величину следует считать ориентировочной и подлежащей корректировке в ходе дальнейшей работы». Из сопоставления (17) и (18) находим $k_n = \frac{2}{\pi} \approx 0,637$ (совпадает с коэффициентом формы поля). Полученный результат делает излишней дальнейшую корректировку k_n и одновременно свидетельствует о высокой точности проведенных в [Л. 1] экспериментов.

Напряженность $|\dot{H}_\theta(R, \theta)|$ можно найти из (16) или (17), если известны F_2 или I_2' . Однако заранее эти величины неизвестны, а задана н. с. $\dot{F}$ обмотки статора или, что все равно, плотность $\delta = \alpha F$ токо-

вого слоя; при этом расчет поля сводится к решению сформулированной ранее краевой задачи.

Учитывая (14), имеем:

$$\frac{d^2 \mathcal{A}^{(k)}}{dy^2} = \alpha^2 \mathcal{A}^{(k)}; \quad (k=1, 2, 3), \quad (19)$$

откуда

$$\begin{aligned} \mathcal{A}^{(1)}(y) &= \dot{C}_1 e^{\alpha y} + \dot{C}_2 e^{-\alpha y}; \quad \mathcal{A}^{(2)}(y) = \dot{C}_3 e^{\alpha y} + \dot{C}_4 e^{-\alpha y}; \\ \mathcal{A}^{(3)}(y) &= \dot{C}_5 e^{\alpha y}; \end{aligned} \quad (20)$$

в выражении для $\mathcal{A}^{(3)}(y)$ член $e^{-\alpha y}$ отсутствует, так как $\mathcal{A}^{(3)}(-\infty) = 0$. Из (20) и краевых условий (11) — (13) имеем:

$$\dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} + \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta} = \dot{C}_3 e^{-\alpha \Delta} + \dot{C}_4 e^{\alpha \Delta}; \quad (21)$$

$$\frac{1}{\mu_0} (\dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} - \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta}) - \frac{1}{\mu} (\dot{C}_3 e^{-\alpha \Delta} - \dot{C}_4 e^{\alpha \Delta}) = -\frac{\delta}{\alpha}; \quad (22)$$

$$\dot{C}_3 e^{-\alpha(\Delta+b')} + \dot{C}_4 e^{\alpha(\Delta+b')} = \dot{C}_5 e^{-\alpha(\Delta+b')}; \quad (23)$$

$$\frac{1}{\mu} (\dot{C}_3 e^{-\alpha(\Delta+b')} - \dot{C}_4 e^{\alpha(\Delta+b')}) = \frac{1}{\mu_0} \dot{C}_5 e^{-\alpha(\Delta+b')}; \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{A}^{(1)}(0) &= \dot{C}_1 + \dot{C}_2; \quad -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \mathcal{A}^{(1)}}{\partial y}(0) = \dot{H}_0 = \\ &= -\frac{\alpha}{\mu_0} (\dot{C}_1 - \dot{C}_2); \end{aligned} \quad (25)$$

$$\mathcal{A}^{(1)}(0) + (0,6 - j) k_{t0} \sqrt{\frac{\mu_e (|\dot{H}_0|)}{\omega_0 \gamma}} \dot{H}_0 = 0, \quad (26)$$

где

$$\dot{H}_0(R, \theta) = \dot{H}_0 e^{j(\omega_0 t - p\theta)}.$$

Поскольку соотношение (26) является нелинейным, то целесообразно систему уравнений (21) — (26) свести к одному нелинейному уравнению относительно $\dot{H}_0$. Последующие выкладки преследуют именно эту цель. В дальнейшем будет показано, что, зная $\dot{H}_0$, можно находить все представляющие практический интерес величины.

Из (23) и (24)

$$\dot{C}_3 e^{-\alpha(\Delta+b')} + \dot{C}_4 e^{\alpha(\Delta+b')} = \frac{\mu_0}{\mu} (\dot{C}_3 e^{-\alpha(\Delta+b')} - \dot{C}_4 e^{\alpha(\Delta+b')}),$$

откуда

$$\dot{C}_4 = -\frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} e^{-2\alpha(\Delta+b')} \dot{C}_3. \quad (27)$$

Из (21), (22) и (27)

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} + \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta} &= \dot{C}_3 e^{-\alpha \Delta} \left(1 - \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} e^{-2\alpha b'} \right); \\ \dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} - \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta} - \frac{\mu_0}{\mu} \dot{C}_3 e^{-\alpha \Delta} &\left(1 + \frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} e^{-2\alpha b'} \right) = \\ &= -\frac{\mu_0}{\alpha} \delta. \end{aligned} \quad (27a)$$

Обозначим $\frac{\mu - \mu_0}{\mu + \mu_0} e^{-2\alpha b'} = v$, из последних двух равенств имеем:

$$\dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} - \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta} - \frac{\mu_0}{\mu} \frac{1+v}{1-v} (\dot{C}_1 e^{-\alpha \Delta} + \dot{C}_2 e^{\alpha \Delta}) = -\frac{\mu_0}{\alpha} \delta,$$

откуда

$$\dot{C}_2 = -\frac{\delta}{\alpha} \frac{\mu_0}{(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)} +$$

$$+ \dot{C}_1 \frac{e^{-2\alpha \Delta} \left[(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v) \right]}{(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)}. \quad (28)$$

Из (25)

$$\begin{aligned} \frac{\mu_0}{\alpha} \dot{H}_0 &= \dot{C}_1 - \dot{C}_2 = \\ &= \dot{C}_1 \frac{(1-v)(1-e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1+e^{-2\alpha \Delta})}{(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)} + \\ &+ \frac{\delta}{\alpha} \frac{\mu_0}{(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)} e^{-\alpha \Delta}, \end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 &= \dot{H}_0 \frac{\mu_0}{\alpha} \frac{(1-v) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)}{(1-v)(1-e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1+e^{-2\alpha \Delta})} - \\ &- \frac{\delta}{\alpha} \frac{\mu_0}{(1-v)(1-e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1+e^{-2\alpha \Delta})}. \end{aligned} \quad (29)$$

Учитывая это, находим:

$$\begin{aligned} \mathcal{A}^{(1)}(0) &= 2\dot{C}_1 - \frac{\mu_0}{\alpha} \dot{H}_0 = \dot{H}_0 \frac{\mu_0}{\alpha} \times \\ &\times \frac{(1-v)(1+e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1-e^{-2\alpha \Delta})}{(1-v)(1-e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1+e^{-2\alpha \Delta})} - \\ &- \frac{\delta}{\alpha} \frac{\mu_0}{(1-v)(1-e^{-2\alpha \Delta}) + \frac{\mu_0}{\mu}(1+v)(1+e^{-2\alpha \Delta})} = \\ &= \frac{1 + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{(1+v)}{(1-v)} \operatorname{th} \alpha \Delta}{\operatorname{th} \alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{(1+v)}{(1-v)} \operatorname{cth} \alpha \Delta} \frac{\mu_0}{\alpha} \dot{H}_0 - \\ &- \frac{1}{\operatorname{sh} \alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{(1+v)}{(1-v)} \operatorname{cth} \alpha \Delta} \frac{\mu_0}{\alpha} \delta. \end{aligned} \quad (30)$$

Учитывая, что во всех практически важных случаях $\alpha \Delta = \frac{p\Delta}{R} \ll 1$, имеем $\operatorname{sh} \alpha \Delta \approx \operatorname{th} \alpha \Delta \approx \alpha \Delta$, $\operatorname{ch} \alpha \Delta \approx \operatorname{cth} \alpha \Delta \approx 1$, поэтому из (30)

$$\mathcal{A}^{(1)}(0) \approx \frac{\mu_0}{\alpha \left(\alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{1+v}{1-v} \right)} (\dot{H}_0 - \delta).$$

Подставляя последнее соотношение в (26), находим:

$$\left[j\kappa + (1 + j0,6) \sqrt{\frac{\mu_e (|\dot{H}_0|)}{\gamma}} \right] \dot{H}_0 = j\kappa \delta, \quad (31)$$

где

$$\kappa = \frac{\sqrt{\omega_0 \mu_0}}{\alpha \left(\alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{1+v}{1-v} \right) k_{t0}}$$

С учетом ранее введенных обозначений

$$\kappa = \frac{\sqrt{s\omega\mu_0}}{\frac{p}{R} \left[\frac{p\Delta}{R} + \frac{\mu_0}{\mu} \frac{(\mu + \mu_0)(R + \Delta)^{-2p} + (\mu - \mu_0)(R + \Delta + b)^{-2p}}{(\mu + \mu_0)(R + \Delta)^{-2p} - (\mu - \mu_0)(R + \Delta + b)^{-2p}} \right] \sqrt{1 + \alpha_{20^\circ} (t^\circ - 20^\circ)}} \quad (32)$$

Таким образом, приходим к важному выводу о том, что значение H_0 зависит не от каждого из следующих восьми параметров в отдельности: s , ω , p , R , Δ , b , μ , t° , а от некоторой их комбинации (32), представляющей собой критериальный параметр κ .

В [Л. 16] показано, что в области достаточно сильных полей для различных электротехнических ферромагнитных материалов (конструкционных сталей)

зависимости $\sqrt{\frac{\mu_e}{\gamma}} = f(|\dot{H}_0|)$ мало отличаются друг

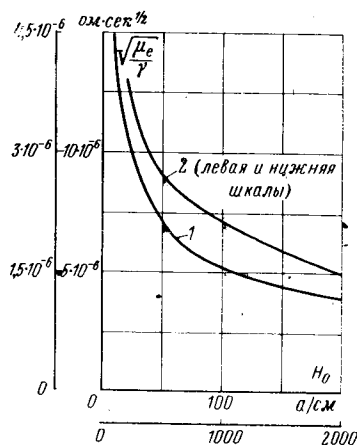


Рис. 3.

от друга. Это позволяет построить универсальную зависимость, справедливую в первом приближении, для широкого класса ферромагнитных материалов. Такая зависимость представлена графиком на рис. 3, часть этого графика (до значения $H_0 = 50$ а/см) заимствована из [Л. 16]; остальная часть — из [Л. 1]. Используем эту универсальную зависимость для решения уравнения (31), представленного в виде двух уравнений:

$$H_0 \sqrt{1 + \frac{1,2}{\kappa} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} + \frac{1,36}{\kappa^2} \frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} = \delta; \quad (33)$$

$$\psi = \arg \frac{\dot{H}_0}{\delta} = \arctg \frac{\sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}}}{\kappa + 0,6 \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}}}, \quad (34)$$

т. е. вначале найдем $H_0 = |\dot{H}_0|$ из (33), а потом ψ из (34).

На рис. 4 представлены графики H_0 и ψ в функции δ , рассчитанные для ряда значений критериального параметра κ :

n	κ , ом·сек ^{1/2}	n	κ , ом·сек ^{1/2}
1	$0,547 \cdot 10^{-5}$	7	$0,173 \cdot 10^{-4}$
2	$0,648 \cdot 10^{-5}$	8	$0,244 \cdot 10^{-4}$
3	$0,774 \cdot 10^{-5}$	9	$0,346 \cdot 10^{-4}$
4	$0,916 \cdot 10^{-5}$	10	$0,547 \cdot 10^{-4}$
5	$0,109 \cdot 10^{-4}$	11	$0,109 \cdot 10^{-3}$
6	$0,134 \cdot 10^{-4}$		

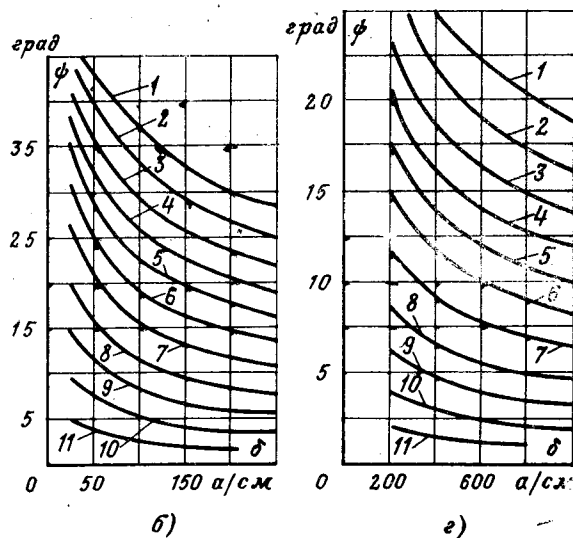
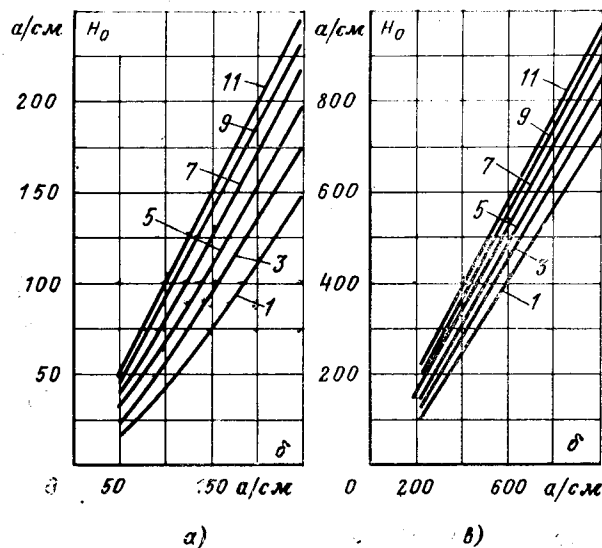


Рис. 4.

Номера кривых соответствуют номерам параметра κ . Используя эти кривые, можно по заданной δ находить действующее значение магнитной напряженности H_0 на поверхности ротора для любой машины со сплошным ротором в широком диапазоне скольжений.

В самом деле, каждый режим конкретной машины характеризуется следующей совокупностью режимных и конструктивных параметров: s , ω , p , R , Δ , b , μ , t° и δ , по которым находится κ , что позволяет совместно с δ определить из кривых, показанных на рис. 4, значения H_0 и ψ . Зная H_0 , по (29), (28), (27), (24) и (23) вычисляются постоянные C_1 , C_2 , C_3 , C_4 и C_5 , а вместе с ними и любая величина, характеризующая электромагнитное поле.

Приближенный учет насыщения стали статора. При расчете электромагнитного поля в асинхронной машине со сплошным ротором необходимо учитывать насыщение как стали ротора, так и стали статора. Электромагнитные процессы и характер распределения магнитной проницаемости в стали рото-

ра и статора существенно отличаются друг от друга. Поскольку ротор является сплошным, то электромагнитная волна, проникая в ротор, резко затухает, что приводит к стремительному возрастанию магнитной проницаемости стали по мере движения от поверхности ротора в его глубину. Такой характер распределения магнитной проницаемости, а также ее нелинейная зависимость от напряженности поля хорошо учитываются соотношением (1), рассматриваемым как нелинейное краевое условие.

В отличие от ротора в шихтованный статор электромагнитное поле проникает полностью, поэтому распределение магнитной проницаемости в статоре значительно более равномерное, чем в роторе. Насыщение стали выравнивает распределение индукции по сечению статора, поэтому в первом приближении можно принять проницаемость стали статора постоянной и определять ее значение из основной кривой намагничивания по действующему значению средней по сечению индукции [Л. 16]:

$$B_{cp} = \frac{\Phi_{ст}}{b}. \quad (35)$$

В этом, собственно, и состоит приближенный учет насыщения стали статора. Из (27) и (27а) нетрудно найти

$$\Phi_{ст} = \mathcal{A}^{(1)}(-\Delta) - \mathcal{A}^{(2)}(-\Delta - b') = \mathcal{A}^{(1)}(-\Delta)(1 - k_s), \quad (36)$$

где коэффициент рассеяния

$$k_s = \frac{2\mu_0(R + \Delta + b)^{-2p}(R + \Delta)^{-2p}}{(\mu + \mu_0)(R + \Delta)^{-2p} - (\mu - \mu_0)(R + \Delta + b)^{-2p}}. \quad (37)$$

Используя (29), легко вывести:

$$\mathcal{A}^{(1)}(-\Delta) = \frac{\mu_0}{\alpha} \left[\frac{(1 - \nu)\dot{H}_0}{(1 - \nu) \operatorname{sh} \alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu}(1 + \nu) \operatorname{ch} \alpha \Delta} - \frac{\delta(1 - \nu) \operatorname{ch} \alpha \Delta}{(1 - \nu) \operatorname{sh} \alpha \Delta + \frac{\mu_0}{\mu} \operatorname{ch} \alpha \Delta} \right]. \quad (38)$$

Сопоставляя (38) с (30) и учитывая, что $\alpha \Delta \ll 1$, находим:

$$\mathcal{A}^{(1)}(-\Delta) \approx \mathcal{A}^{(1)}(0),$$

откуда согласно (26) и (36) следует:

$$\Phi_{ст} = (j - 0,6) \frac{k_{t^*}(1 - k_s)}{\sqrt{\omega_0}} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \dot{H}_0. \quad (39)$$

Из (35) и (39) получаем:

$$B_{cp} = 1,16 \frac{k_{t^*}(1 - k_s)}{b \sqrt{\omega_0}} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \dot{H}_0. \quad (40)$$

Используя (37) и (40) и кривые рис. 3 и 4, можно приближенно учесть насыщение стали статора. Для этого вначале принимаем $\mu = \infty$, по (32) вычисляем k , затем по кривым на рис. 4 и значению δ определяем H_0 . Из (40), принимая $k_s = 0$ (так как $\mu = \infty$) и используя кривую на рис. 3, находим по H_0 значение B_{cp} , по которой определяем из основной кривой намагничивания значение μ . Затем вновь вычисляем k , находим H_0 , определяем из (37) k_s , из (40) получаем B_{cp} и уточняем предыдущее значение μ . Последовательные приближения про-

должаем до тех пор, пока смежные итерации не совпадут в пределах необходимой точности.

Схемы замещения и определение их параметров. В последующем изложении считаем трехфазную обмотку статора симметричной, что позволяет ограничиться рассмотрением схем замещения и их параметров только для одной, например, первой фазы. Вращающееся электромагнитное поле наводит в первой фазе э. д. с. Составляющая внешнего напряжения, находящаяся в равновесии с этой э. д. с., определяется по следующей формуле:

$$\dot{U}_{1\phi} = \frac{j\omega}{\sqrt{2}} W_1 k_{W1} \dot{\Phi}_{1\phi}. \quad (41)$$

Для $\dot{\Phi}_{1\phi}$ нетрудно вывести следующее выражение:

$$\dot{\Phi}_{1\phi} = -2j\mathcal{A}^{(1)}(-\Delta) \quad (42)$$

или, учитывая (38), (30) и (26),

$$\dot{\Phi}_{1\phi} = 2(1 + j0,6) \frac{k_{t^*}}{\sqrt{\omega_0}} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \dot{H}_0. \quad (43)$$

Подставляя (43) в (41), находим:

$$\dot{U}_{1\phi} = (j - 0,6) \sqrt{2} W_1 k_{W1} \sqrt{\omega} \frac{k_{t^*}}{\sqrt{s}} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \dot{H}_0. \quad (44)$$

Если применять упрощенную схему замещения асинхронной машины со сплошным ротором, показанную на рис. 5 (Z_i — внутреннее сопротивление обмотки статора машины), то комплексное сопротивление определяется по формуле:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}_{1\phi}}{I_{1\phi}}. \quad (45)$$

Можно показать, что

$$\dot{F}_{1\phi} = \frac{2\sqrt{2} W_1 k_{W1}}{\pi p} I_{1\phi} = j \frac{2}{3} \frac{\delta}{\alpha},$$

откуда

$$I_{1\phi} = j \frac{R \delta}{1,35 W_1 K_{W1}} \quad (46)$$

Из (44) — (46)

$$\dot{Z} = (1 + j0,6) 1,35 \sqrt{2} \frac{\sqrt{\omega} k_{t^*}}{R \sqrt{s}} W_1^2 k_{W1}^2 \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \frac{\dot{H}_0}{\delta} \quad (47)$$

или

$$\dot{Z} = 2,21 \frac{k_{t^*} \sqrt{\omega}}{R \sqrt{s}} W_1^2 k_{W1}^2 \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}} \frac{H_0}{\delta} e^{j(30^\circ + \phi)}. \quad (48)$$

Таким образом, найдя по графикам на рис. 4 значения H_0 и ϕ , можно по формуле (48) и графику на рис. 3 просто определить комплексное сопротивление $\dot{Z}$ упрощенной схемы замещения.

Покажем, что возможна другая, более привычная схема замещения (рис. 6), когда сопротивление $\dot{Z}$ представляется в виде параллельного соединения сопротивлений $\dot{Z}_\mu$, зависящего от параметров статора и воздушного зазора, и сопротивления, зависящего от параметров ротора. Для этого, учитывая (41), (42) и (46), приведем (45) к виду:

$$\dot{Z} = -j1,35 \sqrt{2} \frac{W_1^2 k_{W1}^2 \omega}{R} \frac{\mathcal{A}^{(1)}(-\Delta)}{\delta}.$$

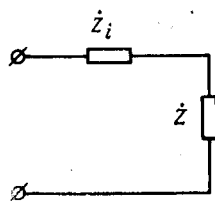


Рис. 5.

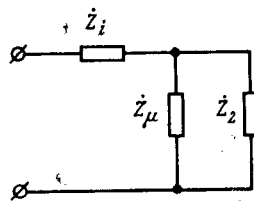


Рис. 6.

Согласно (38) и с учетом того, что $\alpha\Delta \ll 1$, из последнего соотношения находим:

$$\dot{Z} = -j1,9 \frac{W_1^2 k_{W1}^2 \omega}{R} \left[\tilde{x} \frac{\dot{H}_0}{\delta} - \tilde{x} \right], \quad (49)$$

где

$$\tilde{x} = \frac{\mu_0}{\alpha \left[\alpha\Delta + \frac{\mu_0 (1 + \nabla)}{\mu (1 - \nabla)} \right]}. \quad (50)$$

Из (31)

$$\frac{\dot{H}_0}{\delta} = \frac{j\tilde{x}}{j\tilde{x} + (1 + j0,6) \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\omega_0 \gamma}}}. \quad (51)$$

Подставляя (51) в (49), после несложных преобразований находим:

$$\dot{Z} = 1,9 \frac{W_1^2 k_{W1}^2 \omega}{R} \frac{j\tilde{x} (1 + j0,6) k_{t*} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\omega_0 \gamma}}}{j\tilde{x} + (1 + j0,6) k_{t*} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\omega_0 \gamma}}}. \quad (52)$$

Из (52) следует:

$$\dot{Z} = \frac{\dot{Z}_\mu \dot{Z}_2}{\dot{Z}_\mu + \dot{Z}_2}, \quad (53)$$

где

$$\dot{Z}_\mu = \frac{j1,9 W_1^2 k_{W1}^2 \omega \mu_0}{p \left[\frac{p\Delta}{R} + \frac{\mu_0}{\mu} \times \rightarrow \frac{(\mu + \mu_0)(R + \Delta)^{-2p} + (\mu - \mu_0)(R + \Delta + b)^{-2p}}{(\mu + \mu_0)(R + \Delta)^{-2p} - (\mu - \mu_0)(R + \Delta + b)^{-2p}} \right]}. \quad (54)$$

$$\dot{Z}_2 = (1 + j0,6) 1,9 \frac{W_1^2 k_{W1}^2 k_{t*}}{R} \sqrt{\frac{\omega}{s}} \sqrt{\frac{\mu_e(H_0)}{\gamma}}, \quad (55)$$

т. е. приходим к схеме замещения рис. 6. При этом вновь сопротивления $\dot{Z}_\mu$ и $\dot{Z}_2$ легко определяются по известным конструктивным и режимным параметрам и по напряженности H_0 на поверхности ротора. Отметим, что $\dot{Z}_\mu$ оказалось чисто мнимым, так как при постановке задачи мы пренебрегали вихревыми токами в шихтованном статоре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куцевалов В. М., Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами, изд-во «Энергия», 1966.
2. Постников И. М. и Берток А. Ф., Методика расчета массивнороторных асинхронных двигателей, Труды Киевского политехнического института, вып. 39, 1962.
3. Wood A. J., An analysis of solid rotor machines, pt. I, Operational impedances and equivalent circuits, Trans. AIEE, v. 78, «Power Apparatus and Systems», February, 1960.
4. Постников И. М., Вихревые токи в синхронных и асинхронных машинах с массивным ротором, «Электричество», 1958, № 10.
5. Concordia C., Synchronous machine with solid cylindrical rotor, pt II, Trans. AIEE, v. 78, «Power Apparatus and Systems», February, 1960.
6. Mc. Connel H. M., The polyphase induction machine with solid rotor, Trans. AIEE, v. 72, «Power Apparatus and Systems», April, 1953.
7. Артемьев Б. А., Электромагнитное поле в сплошных средах машины с цилиндрическим ротором, Труды ЛИАП, вып. 65, 1970.
8. Розовский Ю. А., Рабочие характеристики машины с цилиндрическим ротором, Труды ЛИАП, вып. 65, 1970.
9. Wood A. J., Concordia C., An analysis of solid rotor machines, pt IV, An approximate nonlinear analysis, Trans. AIEE, «Power Apparatus and Systems», April, 1960.
10. Mc. Connel H. M., Svedrup E. F., The induction machine with solid iron rotor, Trans. AIEE, v. 71, «Power Apparatus and Systems», Juni, 1955.
11. Wolman W., Kaden H., Uber die Wirbelstromverzöderung magnetische schaltvorgänge, Z. techn. Phys., 13, 330, 1932.
12. Аркадьев В. К., Два способа вычисления скин-эффекта в ферромагнетиках, «Практические проблемы электромагнетизма», ОН АН СССР, 1939.
13. Маергойз И. Д., К расчету аperiodических электромагнитных волн в нелинейной ферромагнитной среде, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 5.
14. Маергойз И. Д., Об импульсном перемагничивании ферромагнитной пластины, «Автоматика и телемеханика», 1969, № 10.
15. Маергойз И. Д., О проникновении аperiodических электромагнитных волн в ферромагнитную среду, Изв. вузов, «Электромеханика», 1970, № 6.
16. Нейман Л. Р., Поверхностный эффект в ферромагнитных телах, Госэнергоиздат, 1949.
17. Маергойз И. Д., Об одном способе моделирования переменных магнитных полей в ферромагнитных средах на проводящей бумаге, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 3.
18. Демирчян К. С. и Герамисов Г. Н., Моделирование переменного магнитного поля в сплошных массивах электрических машин, Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1967, № 3.
19. Маергойз И. Д., Об одном подходе к расчету переменных магнитных полей в ферромагнитных средах, «Теоретическая электротехника», Изд. Львовского университета, вып. 4, 1967.
20. Маергойз И. Д., Расчет поверхностного эффекта в ферромагнитных телах, покрытых проводящим слоем, «Электричество», 1970, № 2.
21. Маергойз И. Д., Расчет переменных электромагнитных полей в нелинейной ферромагнитной среде, «Методы расчета цепей и полей на ЭЦВМ», Сб. докладов, представленных на заседание секции Научного Совета по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики при АН СССР, Киев, 1969.
22. Wood A. J., Concordia C., An analysis of curvative, Trans. AIEE, v. 78, «Power Apparatus and Systems», February, 1960.
23. Тозони О. В., Математические модели для расчета электрических и магнитных полей, изд-во «Наукова думка», 1964.

[30.8.1971]



Расчет суммарной нагрузки машин контактной сварки методом статистического моделирования на ЦВМ

Проф. Ю. Л. МУКОСЕЕВ, канд. техн. наук Г. Я. ВАГИН
и канд. техн. наук Е. М. ЧЕРВОННЫЙ

Горький

Введение. Мощности машин контактной сварки непрерывно увеличиваются и достигают для современных однофазных машин 1600 кВА. Режим их работы характеризуется частыми включениями — до 1000 раз в час. Формы графиков нагрузок этих машин довольно разнообразны; на рис. 1 приведены некоторые характерные графики нагрузок машин контактной сварки. Суммарный график нагрузок подобных электроприемников будет ступенчатым, с различными ступенями тока нагрузки и длительностями этих нагрузок. Основная трудность при расчете электрических нагрузок от подобных электроприемников состоит в определении величины, частоты и продолжительности отдельных ступеней суммарного графика нагрузки. Аналитическое решение подобных задач изложено в работах Г. М. Каялова и Э. Г. Куренного.

В этой статье излагается новый метод расчета величины, частоты и продолжительности отдельных ступеней суммарного графика нагрузки — метод статистического моделирования графиков нагрузок на ЦВМ.

Постановка задачи и принятые допущения. Исследования, проведенные авторами, показали, что даже при периодичности графиков нагрузок $i(t)$ отдельных сварочных машин, групповой (суммарный) график $I(t)$ нескольких машин имеет случайный характер. Объясняется это как различием длительностей циклов $t_{\text{ц}}$ отдельных машин, так и тем, что сами циклы сдвигаются во времени относительно друг друга случайным образом. Для группы

независимо работающих машин, длительность циклов которых обычно не превышает нескольких секунд, можно принять, что смещение во времени начала цикла каждого индивидуального графика относительно любого другого графика может с одинаковой вероятностью быть равным любой величине в пределах этого цикла. Следовательно, для любого момента времени t величина групповой нагрузки $I(t)$ является случайной величиной.

Трудность определения значений пиковой нагрузки группового графика от подобных электроприемников заключается в необходимости учета различных возможных реализаций этого графика. Получить большое число различных реализаций группового графика нагрузки позволяет метод статистического моделирования графиков нагрузок на ЦВМ, предлагаемый в статье.

Сущность статистического моделирования состоит в построении для исследуемого процесса соответствующего моделирующего алгоритма, имитирующего с помощью операций машины поведение элементов сложной системы и взаимодействие между ними с учетом случайных возмущающих факторов.

Моделирующий алгоритм будем представлять в виде блок-схемы, содержащей последовательность операторов, каждый из которых изображает определенную группу операций.

Необходимые исходные данные. При применении метода статистического моделирования на ЦВМ задача проектировщика сводится только к подготовке исходных данных и анализу результатов расчета.

Исходными данными являются следующие.

1. Показатели графиков нагрузок отдельных машин. Так как машины контактной сварки являются однофазными электроприемниками, то предварительно все машины разбиваются (по возможности равномерно) по всем трем плечам фаз АВ, ВС и АС. Расчет пиков графиков нагрузки производится для линейных проводов А, В и С, для этого составляется таблица показателей графиков нагрузок отдельных машин по фазам А, В и С. Рекомендуемый порядок записи приведен в примере.

2. Максимальная длительность цикла машин принимается равной наибольшему времени цикла всех машин, подключенных к данной расчетной фазе.

3. Минимальное значение нагрузки суммарного графика $I_{\min}$ принимается равным наименьшей ступени тока на графиках нагрузок отдельных машин, подключенных к данному линейному проводу, для которого производится расчет.

4. Максимальное значение нагрузки суммарного графика $I_{\max}$ для машин с ПВ > 0,2 будет равно геометрической сумме макси-

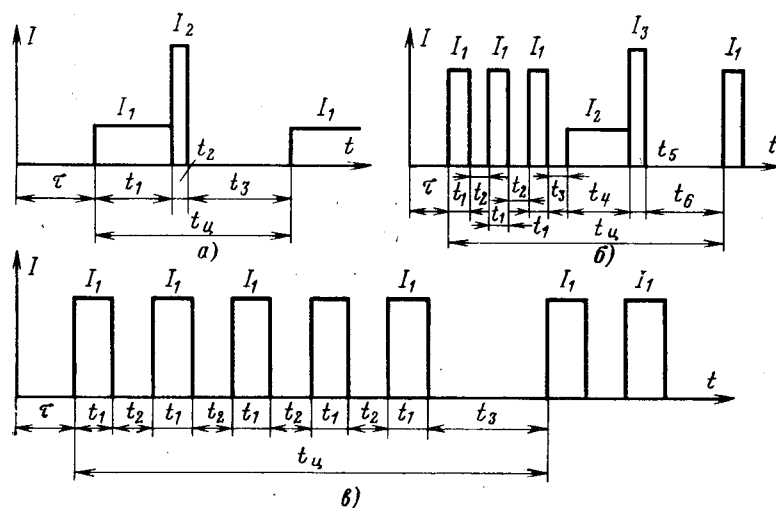


Рис. 1. Графики нагрузки машин контактной электросварки.

а — стыковые сварочные машины, сварка непрерывным оплавлением; I_1, t_1 — ток и время оплавления; I_2, t_2 — ток и время осадки; t_3 — время паузы; $t_{\text{ц}}$ — время цикла работы машины; τ — время включения машины; б — стыковые сварочные машины, сварка оплавлением с подогревом; I_1, t_1 — ток и время подогрева; I_2, t_2 — ток и время оплавления; I_3, t_3 — ток и время осадки; t_4 — время между импульсами подогрева; t_5 — время между подогревом и началом оплавления; t_6 — время паузы между сварками; в — рельефные и многоточечные сварочные машины; I_1, t_1 — ток и время одного импульса; I_2, t_2 — время между импульсами; t_3 — время между двумя сварками.

мальных ступеней графиков нагрузок всех машин линейного провода, а при $PВ < 0,2$ значение $I_{\max}$ будет меньше этой геометрической суммы [Л. 1]. Для упрощения программы расчета на данном этапе решения задачи максимальное значение суммарного графика принимается равным геометрической сумме максимальных нагрузок индивидуальных графиков всех машин, подключенных к данному линейному проводу, с любой продолжительностью включения.

5. Число ступеней суммарного графика нагрузки n . При небольшом числе машин или в случае если они имеют одноступенчатые графики нагрузки, число ступеней можно принимать равным сумме числа ступеней графиков отдельных машин. При большом числе машин и при сложных индивидуальных графиках машин число ступеней суммарного графика рекомендуется принимать равным не бо-

ность ступеней пикового тока на суммарном графике нагрузок не может превышать максимальной продолжительности ступеней индивидуальных графиков нагрузки. Минимальная продолжительность ступени суммарного графика для сварочных нагрузок может иметь значение, равное $0,02 \text{ сек}$.

Для построения гистограммы продолжительности пика данной величины интервал времени $t_{\min} - t_{\max}$ делится на 10—15 разрядов; разряды могут быть с одинаковыми или разными шагами.

7. Интервал моделирования суммарного графика нагрузки, т. е. тот отрезок времени, на котором производится суммирование графиков нагрузок всех машин данной фазы. Минимальный интервал должен быть не менее наибольшего цикла работы из всех машин данной фазы $t_{\text{ц. max}}$. Максимальный интервал будет зависеть от объема памяти машины.

8. Число реализации процесса N , т. е. количество воспроизведений суммарного

графика нагрузки на принятом интервале моделирования с различным временем включения t_i каждой машины. Число реализаций может быть принято проектировщиком в зависимости от необходимой точности вычисления [Л. 2 и 3] или может определяться самой машиной по специальной стандартной подпрограмме.

Описание метода решения.

Блок-схема алгоритма расчета представлена на рис. 2. Метод позволяет получить большое число реализаций суммарного графика нагрузок при изменении в каждой реализации моментов включения машин по случайному закону. Получение случайных мо-

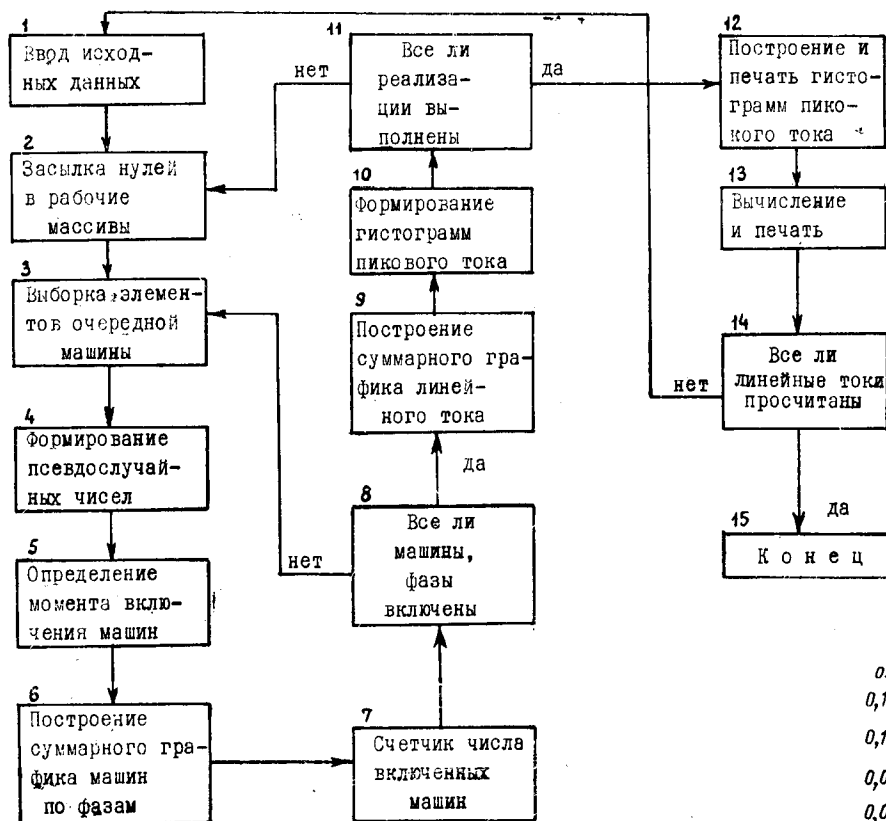


Рис. 2. Блок-схема моделирующего алгоритма.

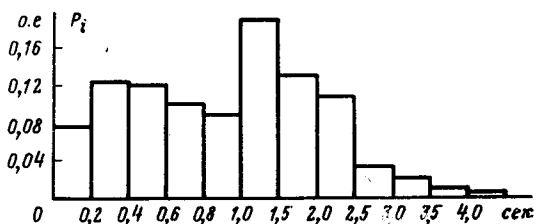
лее 20, так как в большинстве случаев при этом обеспечивается необходимая для инженерных расчетов точность. Необходимо определить шаг ступеней тока суммарного графика нагрузки:

$$\Delta I = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{n}, \quad (1)$$

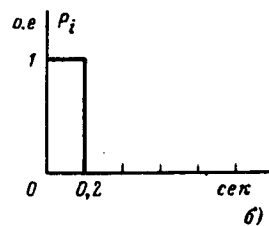
тогда значения промежуточных ступеней тока суммарного графика будут равны:

$$I_1 = I_{\min}; I_2 = I_1 + \Delta I; I_3 = I_2 + \Delta I \text{ и т. д.}$$

6. Продолжительность ступеней пикового тока на суммарном графике. Максимальная продолжитель-



а)



б)

Рис. 3. Гистограммы продолжительности ступеней тока.

а — минимальной ступени 500 а; б — максимальной ступени 6300 а.

ментов включения машин производится с помощью псевдослучайных чисел, вырабатываемых оператором 4 по стандартной подпрограмме.

Оператором 5 эти случайные числа умножаются на время цикла соответствующей машины и преобразуются в случайное время ее включения τ_i , которое засылается в ячейки памяти.

Так как показатели графиков нагрузок определяются для линейного провода, к которому подключены машины от разных пар фаз, то оператор 6 проверяет принадлежность очередной запускаемой машины к одной из пар фаз и производит построение суммарных графиков нагрузок для обеих пар фаз поочередно. Ординаты графиков суммируются в этом случае арифметически.

Оператор 7 подсчитывает число подключенных к данному линейному проводу машин.

В линейном проводе токи нагрузок от разных пар фаз складываются векторно, например, для фазы A:

$$I_A = I_{AB} + I_{AC},$$

по модулю

$$I_A = \sqrt{I_{AB}^2 + I_{AC}^2 + I_{AB} I_{AC}}. \quad (2)$$

Это сложение нагрузок осуществляет оператор 9.

Оператор 10 выбирает из суммарного графика нагрузок все ступени нагрузки и засылает их в соответствующие гистограммы ступеней тока. Гистограммы продолжительности ступеней тока показаны на рис. 3.

Оператор 13 по данным гистограммы ступеней тока вычисляет следующие величины:

а) среднее значение продолжительности данной ступени тока t_c и среднеквадратическое отклонение $[\sigma(t_c)]$ от t_c по следующим формулам:

$$t_c = \sum_{i=1}^k t_i P_i, \quad (3)$$

$$\sigma(t_c) = \sqrt{\sum_{i=1}^k (t_i - t_c)^2 P_i}, \quad (4)$$

где k — число разрядов гистограммы ступеней тока; t_i — среднее значение времени каждого разряда гистограммы; P_i — вероятность попадания ступени тока в каждый разряд гистограммы;

$$P_i = \frac{n_i}{\sum_{i=1}^k n_i}, \quad (5)$$

n_i — число попаданий ступени тока данной продолжительности в каждый разряд гистограммы;

б) среднюю частоту каждой ступени у пикового тока группового графика в час

$$v_i = \frac{v_i \cdot 3600}{NT_{\Pi}}, \quad (6)$$

где v_i — число ступеней тока в каждой гистограмме; N — число реализаций процесса; T_{Π} — принятый интервал рассмотрения суммарного графика;

в) вероятность этого значения ступени пикового тока

$$P_i = v_i t_c \frac{1}{3600}. \quad (7)$$

В результате расчета проектировщик получает данные по величине, продолжительности и частоте ступеней пикового тока группового графика нагрузок. Зная эти данные, можно рассчитать колебания напряжения сети и правильно выбрать аппараты защиты групповых сетей.

По рассмотренному алгоритму в автокоде «Инженер» была составлена программа решения подобных задач на ЦВМ «Минск-2» и «Минск-22».

Ограничений по количеству подключенных к фазам сварочных машин нет. По данной программе можно определять показатели суммарных графиков нагрузки машин с любой формой индивидуальных графиков.

Весь расчет, включая подготовку исходных данных и обработку выходной информации, занимает от одного до трех часов в зависимости от количества сварочных машин и количества принятых реализаций.

В вычислительном центре Горьковского автозавода по заданию Горьковского отделения института «Электропроект» были рассчитаны колебания графиков нагрузок крупных машин контактной сварки для ряда конкретных объектов расширения автозавода.

Пример *). Требуется рассчитать характеристики колебательности графиков нагрузки на шинах подстанции 0,4 кВ, питающей семь крупных машин контактной сварки.

Показатели графиков нагрузок машин и их распределение по фазам приведены в табл. 1. Таблица составлена применительно к графикам нагрузок, аналогичным рис. 1,а.

Таблица 1

Общая фаза	Фазы, на которые включены машины	Ток оплавления, а	Ток осадки, а	Время цикла, сек	Время оплавления, с/ж	Время осадки, с/ж	Время паузы между сварками, сек
A	AB	500	2 000	8,1	2,2	0,6	5,3
	AB	500	2 000	10,0	4,5	0,25	5,25
	AC	450	1 600	7,7	2,0	0,7	5,0
	AC	900	1 900	9,18	3,9	1,28	4,0
B	AB	500	2 000	8,1	2,2	0,6	5,3
	AB	500	2 000	10,0	4,5	0,25	5,25
	BC	750	2 500	11	5,0	0,5	5,5
	BC	300	1 000	6,8	1,5	0,36	4,95
C	BC	320	840	4,2	1,0	0,25	2,95
	BC	750	2 500	11	5,0	0,5	5,5
	BC	300	1 000	6,8	1,5	0,36	4,95
	BC	320	840	4,2	1,0	0,25	2,95
	AC	450	1 600	7,7	2,0	0,7	5,0
	AC	900	1 900	9,18	3,9	1,28	4,0

1. Максимальное время включения машин принимаем равным 11 сек.

2. Предельные значения ступеней тока суммарного графика принимаем равными: $I_{\max} = 7 000$ а, $I_{\min} = 300$ а.

3. Количество ступеней суммарного графика нагрузки принимаем равным 15.

4. Принят 13 продолжительностей ступеней пикового тока, сек: 1) 0—0,2; 2) 0,2—0,4; 3) 0,4—0,6; 4) 0,6—0,8;

* Расчет выполнен для одного из действующих цехов Горьковского автозавода.

Таблица 2

Продолжение табл. 2

№ п/п.	Значение ступени тока, <i>a</i>	Средняя продолжительность ступени, <i>сек</i>	Среднеквадратическое отклонение продолжительности, <i>сек</i>	Средняя частота этой ступени тока, <i>шт/ч</i>
Фаза А				
1	500	1,16	2,011	550
2	950	1,12	1,943	620
3	1 450	1,00	1,78	670
4	1 800	0,743	1,269	800
5	2 300	0,573	0,891	545
6	2 750	0,515	0,485	550
7	3 200	0,41	0,593	264
8	3 650	0,403	0,579	165
9	4 100	0,337	0,488	67
10	4 550	0,291	0,429	35
11	5 000	0,278	0,381	19
12	5 450	0,27	0,458	10
13	5 900	0,233	0,3	1,5
14	6 300	0,1	0,1	0,5

Фаза В				
1	500	0,799	1,387	1 065
2	950	0,688	1,273	1 660
3	1 450	0,612	1,194	1 240
4	1 800	0,381	0,626	790
5	2 300	0,367	0,52	585
6	2 750	0,348	0,501	412
7	3 200	0,312	0,439	430
8	3 650	0,26	0,362	156
9	4 100	0,269	0,396	57
10	4 550	0,254	0,367	35
11	5 000	0,236	0,301	11,4
12	5 450	0,16	0,243	5,2
13	5 900	0,14	0,213	2,6

5) 0,8—1,0; 6) 1,0—1,5; 7) 1,5—2; 8) 2—2,5; 9) 2,5—3; 10) 3—3,5; 11) 3,5—4; 12) 4—5; 13) 5—6.

5. Интервал моделирования принимаем равным 150 сек.

6. Задаваясь допустимой погрешностью, равной 2% для принятого интервала моделирования [Л. 2], находим необходимое число реализаций $N=100$.

Показатели суммарного графика нагрузки, полученные в результате расчета, приведены в табл. 2.

На рис. 2 представлены гистограммы продолжительностей максимальной и минимальной ступеней пикового тока для фазы А.

№ п/п.	Значение ступени тока, <i>a</i>	Средняя продолжительность ступени, <i>сек</i>	Среднеквадратическое отклонение продолжительности, <i>сек</i>	Средняя частота этой ступени тока, <i>шт/ч</i>
Фаза С				
1	500	0,697	1,169	642
2	950	0,715	1,351	1 440
3	1 450	0,602	1,171	1 070
4	1 800	0,525	0,905	1 240
5	2 300	0,445	0,757	782
6	2 750	0,412	0,664	592
7	3 200	0,342	0,512	425
8	3 650	0,308	0,458	241
9	4 100	0,317	0,489	116
10	4 550	0,271	0,396	57
11	5 000	0,213	0,291	11,9
12	5 450	0,265	0,386	11,9
13	5 900	0,15	0,229	2,1

Выводы. 1. Применение метода статистического моделирования на ЦВМ значительно сокращает время расчета по сравнению с аналитическими методами. Метод очень прост, так как в задачу проектировщиков входит только подготовка исходных данных для расчета.

2. Предлагаемый метод позволяет рассчитывать пиковые нагрузки машин с любой формой графиков нагрузки, а также может быть использован для расчета пиковых нагрузок от любых электроприемников, работающих в резко переменном режиме (дуговые печи, прокатные станы, прессы, крановые двигатели и т. д.).

ЛИТЕРАТУРА

1. Вагин Г. Я., Вопросы электроснабжения точечных машин контактной электросварки, Труды ГПИ им. А. А. Жданова, вып. 15, 1969, т. XXV.
2. Бусленко Н. П., Моделирование сложных систем, изд-во «Наука», 1968.
3. Креденцер Б. П., Решение задач надежности и эксплуатации на универсальных ЭЦВМ, изд-во «Советское радио», 1967.

[21.1.1972]



УДК 621.313.001.24

Модификация метода сеток для расчета электрических, магнитных и температурных полей в электрических машинах

Инженеры Н. И. ТЕНЕТКО и И. Я. ЧЕРЕМИСОВ

Харьков

При проектировании крупных электрических машин необходимо бывает найти распределение электрических, магнитных и температурных полей в различных рода сложных областях [Л. 1—4].

Учитывая, что электрические, магнитные и тепловые поля близки по своему математическому описанию и в процессе проектирования электрических машин их расчеты ведутся взаимосвязанно, представляется целесообразным совместный анализ этих

полей с целью отработки общей методики расчета на ЦВМ.

Одной из возможностей расчета электрических, магнитных и температурных полей на каком-либо участке электрической машины является решение соответствующей краевой задачи в рассматриваемой области. Решение этой задачи в значительной степени затруднено в связи с тем, что области, в которых необходимо отыскать распределение, слож-

ны, а упрощение их формы часто идет в ущерб точности получаемых результатов.

Чтобы преодолеть трудности, возникающие в связи с решением краевой задачи в сложной области, обычно применяют метод сеток. Однако часто встречаются такие области, у которых отдельные участки не совмещаются с узлами обычно применяемых сеток, например, прямоугольной или полярной. Измельчать сетку, чтобы учесть истинную форму границы области, невыгодно, так как это приводит к дополнительной загрузке памяти ЦВМ и к существенным потерям машинного времени. Известны правила переноса граничных условий в несовмещающиеся с границей узлы сетки. Однако на практике это приводит к большим затруднениям при разработке стандартной программы для решения задач по расчету электрических, магнитных и тепловых полей в области произвольной формы.

В статье предлагается вариант решения этой проблемы применительно к двухмерным, стационарным электрическим, магнитным и тепловым полям. При этом метод сеток видоизменяется таким образом, чтобы можно было с его помощью проводить расчеты как на участках области, где сетка стандартная (т. е. соответствующая прямоугольной или полярной системе координат), так и на тех участках области решения задачи, где наложена произвольная сетка. Такой способ позволяет записать единую стандартную программу для расчета упомянутых полей в области произвольной формы.

Перейдем к изложению методики расчета электрических, магнитных и тепловых полей в сложных областях с применением метода сеток.

В соответствии с системой уравнения Максвелла решение задачи о распределении электрического поля начинается с решения системы следующих уравнений для вектора напряженности электрического поля $\vec{E}$:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= 0; \\ \operatorname{div} (\epsilon \vec{E}) &= D'(x, y), \end{aligned} \right\}$$

а решение задачи о распределении магнитного поля удобно начать с решения системы уравнений для вектора магнитной индукции $\vec{B}$:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \frac{\vec{B}}{\mu} &= \vec{R}'(x, y); \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0, \end{aligned} \right\}$$

где ϵ — диэлектрическая постоянная среды; μ — магнитная проницаемость среды.

Как известно, связь между вектором плотности теплового потока $\vec{q}$ и распределением температуры T выражается следующим уравнением:

$$\vec{q} = -\lambda \nabla T,$$

где λ — коэффициент теплопроводности среды.

Из этого уравнения следует, что поле вектора $\vec{q}/\lambda$ является безвихревым, т. е. описывается следу-

ющей системой уравнений:

$$\operatorname{rot} \frac{\vec{q}}{\lambda} = 0;$$

$$\operatorname{div} \vec{q} = D'_1(x, y).$$

Диэлектрическая постоянная и коэффициент теплопроводности обычно применяемых в электрических машинах материалов являются величинами практически постоянными, поэтому в вышезаписанных системах уравнений их можно перенести в правые части, после чего эти системы примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= 0; \\ \operatorname{div} \vec{E} &= D; \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{q} &= 0; \\ \operatorname{div} \vec{q} &= D_1. \end{aligned} \right\}$$

Поступить аналогично с магнитной проницаемостью нельзя, так как часто необходимо рассчитывать магнитные поля в ферромагнитной среде с большим насыщением, т. е. при условиях, когда μ существенно зависит от значения магнитной индукции. Поэтому систему уравнений для вектора $\vec{B}$ запишем в виде:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{B} &= \nabla \ln \mu x \vec{B} + \mu \vec{R}'; \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

или

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{B} &= \vec{R}; \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Функция $\vec{R}$ в начале решения задачи не задана, однако в процессе дальнейших рассуждений будем считать ее известной. Метод определения функции $\vec{R}$ будет изложен ниже.

Для того чтобы получить единственное решение записанных выше систем уравнений для трех полей, необходимо задать на контуре, ограничивающем область решения задачи, значение нормальной составляющей векторов $\vec{E}$, $\vec{B}$ и $\vec{q}$ [Л. 5]. Таким образом, чтобы найти распределение электрического, магнитного или теплового поля, необходимо решить соответственно одну из следующих систем уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= 0; \\ \operatorname{div} \vec{E} &= D; \\ E_{N/\Gamma} &= f_1; \end{aligned} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{B} &= \vec{R}; \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0; \\ B_{N/\Gamma} &= f_2; \end{aligned} \right. \quad (1a) \quad \left\{ \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{q} &= 0; \\ \operatorname{div} \vec{q} &= D_1; \\ q_{N/\Gamma} &= f_3. \end{aligned} \right. \quad (16)$$

где $E_{N/\Gamma}$, $B_{N/\Gamma}$ и $q_{N/\Gamma}$ — нормальные составляющие соответственно векторов $\vec{E}$, $\vec{B}$ и $\vec{q}$ на границе области решения задачи. (Отметим, что при вычислении по векторным полям их потенциалов необходимо задаться значением потенциала хотя бы в одной точке поля).

Так как системы (1) и (16) совершенно одинаковы, то в дальнейшем будем рассматривать только (1) и (1а).

Предположим, что для решения применяется декартова система координат, а область решения задачи разбита на клетки произвольной формы (косоугольная сетка). Далее, пусть также нам заданы координаты узлов сетки и значения скалярного U и векторного A потенциалов (в нашем случае векторный потенциал имеет только одну составляющую, поэтому обозначен как скаляр), соответствующие нашей задаче. Обозначим произвольный узел сетки O (рис. 1). Проведем через середины лучей, выходящих из этого узла, перпендикуляры до взаимного пересечения. В результате получим контур, который на рисунке обозначен пунктиром. Запишем для этого контура второе уравнение системы (1) и первое системы (1а) [первое уравнение системы (1) и второе уравнение системы (1а) использованы при введении потенциалов для полей, описываемых этими системами]:

$$-\frac{U_1 - U_0}{(\Delta L)_{01}} (\Delta L)_{IV I} - \frac{U_2 - U_0}{(\Delta L)_{02}} (\Delta L)_{I II} -$$

$$-\frac{U_3 - U_0}{(\Delta L)_{03}} (\Delta L)_{II III} - \frac{U_4 - U_0}{(\Delta L)_{04}} (\Delta L)_{III IV} = D_{cp} \Delta s; \quad (2)$$

$$-\frac{A_1 - A_0}{(\Delta L)_{01}} (\Delta L)_{IV I} - \frac{A_2 - A_0}{(\Delta L)_{02}} (\Delta L)_{I II} -$$

$$-\frac{A_3 - A_0}{(\Delta L)_{03}} (\Delta L)_{II III} - \frac{A_4 - A_0}{(\Delta L)_{04}} (\Delta L)_{III IV} = R_{cp} \Delta s, \quad (2a)$$

где U_i и A_i — значения скалярного и векторного потенциалов в i -й точке ($i=0, 1, 2, 3, 4$); $(\Delta L)_{01}$, $(\Delta L)_{IV I}$ и т. д. — длины отрезков $0I$, $IV-I$ и т. д.; D_{cp} , R_{cp} — средние значения функций D и $\vec{R}$ внутри пунктирного контура (функция $\vec{R}$ в нашем случае имеет только одну составляющую); Δs — площадь, ограниченная пунктирным контуром.

Преобразуем уравнения (2) и (2а) к виду:

$$U_0 \left[\frac{(\Delta L)_{IV I}}{(\Delta L)_{01}} + \frac{(\Delta L)_{I II}}{(\Delta L)_{02}} + \frac{(\Delta L)_{II III}}{(\Delta L)_{03}} + \frac{(\Delta L)_{III IV}}{(\Delta L)_{04}} \right] -$$

$$-U_1 \frac{(\Delta L)_{IV I}}{(\Delta L)_{01}} - U_2 \frac{(\Delta L)_{I II}}{(\Delta L)_{02}} - U_3 \frac{(\Delta L)_{II III}}{(\Delta L)_{03}} -$$

$$-U_4 \frac{(\Delta L)_{III IV}}{(\Delta L)_{04}} = D_{cp} \Delta s; \quad (3)$$

$$A_0 \left[\frac{(\Delta L)_{IV I}}{(\Delta L)_{01}} + \frac{(\Delta L)_{I II}}{(\Delta L)_{02}} + \frac{(\Delta L)_{II III}}{(\Delta L)_{03}} + \frac{(\Delta L)_{III IV}}{(\Delta L)_{04}} \right] -$$

$$-A_1 \frac{(\Delta L)_{IV I}}{(\Delta L)_{01}} - A_2 \frac{(\Delta L)_{I II}}{(\Delta L)_{02}} - A_3 \frac{(\Delta L)_{II III}}{(\Delta L)_{03}} -$$

$$-A_4 \frac{(\Delta L)_{III IV}}{(\Delta L)_{04}} = R_{cp} \Delta s. \quad (3a)$$

Обозначим

$$z = \frac{(\Delta L)_{IV I}}{(\Delta L)_{01}} + \frac{(\Delta L)_{I II}}{(\Delta L)_{02}} + \frac{(\Delta L)_{II III}}{(\Delta L)_{03}} + \frac{(\Delta L)_{III IV}}{(\Delta L)_{04}};$$

$$\alpha_1 = \frac{(\Delta L)_{IV I}}{z (\Delta L)_{01}}; \quad \alpha_2 = \frac{(\Delta L)_{I II}}{z (\Delta L)_{02}}; \quad \alpha_3 = \frac{(\Delta L)_{II III}}{z (\Delta L)_{03}};$$

$$\alpha_4 = \frac{(\Delta L)_{III IV}}{z (\Delta L)_{04}};$$

$$\beta_1 = \frac{D_{cp} \Delta s}{z}; \quad \beta_2 = \frac{R_{cp} \Delta s}{z}.$$

В соответствии с этими обозначениями уравнения (3) и (3а) принимают вид:

$$U_0 = \sum_{i=1}^4 \alpha_i U_i + \beta_1, \quad A_0 = \sum_{i=1}^4 \alpha_i A_i + \beta_2. \quad (3b)$$

Значения $(\Delta L)_{01}$, $(\Delta L)_{02}$, $(\Delta L)_{03}$ и $(\Delta L)_{04}$, входящие в записанные выше выражения, находятся легко, так как известны координаты узлов сетки.

Несколько сложнее обстоит дело с определением длин отрезков $(\Delta L)_{IV I}$, $(\Delta L)_{I II}$, $(\Delta L)_{II III}$, $(\Delta L)_{III IV}$. Прежде чем их вычислять, необходимо найти координаты точек I , II , III и IV . Замечаем, что расстояния $I I_1$ и $I I_2$ (рис. 1) равны между собой. Это обстоятельство позволяет составить два уравнения с двумя неизвестными координатами точки I (обозначим их X_I и Y_I):

$$\left. \begin{aligned} (X_I - x_0)^2 + (Y_I - y_0)^2 &= (X_I - x_1)^2 + (Y_I - y_1)^2; \\ (X_I - x_0)^2 + (Y_I - y_0)^2 &= (X_I - x_2)^2 + (Y_I - y_2)^2. \end{aligned} \right\}$$

После решения этой системы получим:

$$\left. \begin{aligned} X_I &= \frac{1}{2} \frac{[(x_1^2 - x_0^2) + (y_1^2 - y_0^2)](y_2 - y_0) -}{(x_1 - x_0)(y_2 - y_0) -} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{-[(x_2^2 - x_0^2) + (y_2^2 - y_0^2)](y_1 - y_0)}{-(x_2 - x_0)(y_1 - y_0)}; \\ Y_I &= \frac{1}{2} \frac{[(x_2^2 - x_0^2) + (y_2^2 - y_0^2)](x_1 - x_0) -}{(x_1 - x_0)(y_2 - y_0) -} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{-[(x_1^2 - x_0^2) + (y_1^2 - y_0^2)](x_2 - x_0)}{-(x_2 - x_0)(y_1 - y_0)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для определения координат точек II , III и IV можно воспользоваться уравнениями (4), изменив соответственно индексы.

После того, как координаты вершин обозначенного пунктиром контура найдены, по известной формуле можно найти ограниченную им площадь Δs , а также вычислить значения функций D и R в его вершинах и уже по ним найти D_{cp} и R_{cp} :

$$D_{cp} = \frac{1}{4} (D_I + D_{II} + D_{III} + D_{IV});$$

$$R_{cp} = \frac{1}{4} (R_I + R_{II} + R_{III} + R_{IV}).$$

Ход решения задачи (1) строится таким образом, что значения потенциала U на границе области по ходу итерационного процесса время от времени уточняются в соответствии со значениями функции $f_1(x, y)$. При решении же задачи (1а) вначале необходимо определить значения потенциала A на границе области решения задачи по заданным там же значениям нормальной составляющей вектора магнитной индукции. После этого уже можно приступить к поиску распределения A внутри области решения задачи. В случае нелиней-

ной среды параллельно с уточнением потенциала A уточняется еще и распределение функции [Л. 4]:

$$R = \frac{\partial}{\partial x} \ln \mu B_y - \frac{\partial}{\partial y} \ln \mu B_x + \mu R'(x, y).$$

В процессе решения системы (1а), а также для расчета окончательного распределения векторов $\vec{E}$ и $\vec{B}$, требуется получение составляющих E_x, E_y и B_x, B_y . Поскольку значения потенциала расположены в узлах косоугольной сетки, необходимо рассмотреть методику определения этих составляющих применительно к данному случаю. Для определения составляющих векторов $\vec{E}$ и $\vec{B}$ можно воспользоваться формулами, позволяющими проводить вычисления в какой-либо точке по значениям:

E_L (касательная составляющая $\vec{E}$ к линии) — в случае электрического поля; B_n (нормальная составляющая $\vec{B}$ к линии) — в случае магнитного поля, для двух линий, проходящих через эту точку.

Так, для линий 01 и 02 (рис. 1) в случае расчета электрического поля можно записать:

$$\left. \begin{aligned} (E_L)_{01} (\Delta L)_{01} &= (E_x)_0 (x_1 - x_0) + (E_y)_0 (y_1 - y_0); \\ (E_L)_{02} (\Delta L)_{02} &= (E_x)_0 (x_2 - x_0) + (E_y)_0 (y_2 - y_0); \end{aligned} \right\}$$

в случае расчета магнитного поля

$$\left. \begin{aligned} (B_n)_{01} (\Delta L)_{01} &= (B_x)_0 (y_1 - y_0) - (B_y)_0 (x_1 - x_0); \\ (B_n)_{02} (\Delta L)_{02} &= (B_x)_0 (y_2 - y_0) - (B_y)_0 (x_2 - x_0). \end{aligned} \right\}$$

Если выразить E_L и B_n через скалярный и векторный потенциалы, то эти системы можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} (E_x)_0 (x_1 - x_0) + (E_y)_0 (y_1 - y_0) &= -(U_1 - U_0); \\ (E_x)_0 (x_2 - x_0) + (E_y)_0 (y_2 - y_0) &= -(U_2 - U_0); \\ (B_x)_0 (y_1 - y_0) - (B_y)_0 (x_1 - x_0) &= A_1 - A_0; \\ (B_x)_0 (y_2 - y_0) - (B_y)_0 (x_2 - x_0) &= A_2 - A_0. \end{aligned} \right\}$$

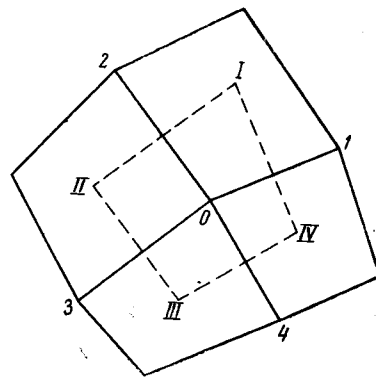
В результате решения этих систем получим:

$$\begin{aligned} (E_x)_0 &= \frac{(U_1 - U_0)(y_2 - y_0) - (U_2 - U_0)(y_1 - y_0)}{(x_2 - x_0)(y_1 - y_0) - (x_1 - x_0)(y_2 - y_0)}; \\ (E_y)_0 &= -\frac{(U_1 - U_0)(x_2 - x_0) - (U_2 - U_0)(x_1 - x_0)}{(x_2 - x_0)(y_1 - y_0) - (x_1 - x_0)(y_2 - y_0)}; \\ (B_x)_0 &= \frac{(A_1 - A_0)(x_2 - x_0) - (A_2 - A_0)(x_1 - x_0)}{(x_2 - x_0)(y_1 - y_0) - (x_1 - x_0)(y_2 - y_0)}; \\ (B_y)_0 &= \frac{(A_1 - A_0)(y_2 - y_0) - (A_2 - A_0)(y_1 - y_0)}{(x_2 - x_0)(y_1 - y_0) - (x_1 - x_0)(y_2 - y_0)}. \end{aligned}$$

Из линий, проходящих через одну узловую точку, расположенную внутри области решения задачи, можно составить четыре пары линий, а именно: $01, 02; 02, 03; 03, 04; 04, 01$. Это позволяет после соответствующих вычислений получить четыре пары значений $(E_x)_0$ и $(E_y)_0$ или $(B_x)_0$ и $(B_y)_0$. Затем определяется сумма значений каждой из этих величин, делится на 4, в результате получаем $(E_x)_{0.c.p.}, (E_y)_{0.c.p.}$ или $(B_x)_{0.c.p.}, (B_y)_{0.c.p.}$ для рассматриваемого узла сетки.

При определении E_x, E_y и B_x, B_y в точках, принадлежащих границе области решения задачи, необходимо поступать так же, как и для внутренних, однако, количество пар составляющих, которые возможно найти здесь, будет меньше четырех.

Рис. 1. Произвольный узел сетки внутри области решения задачи.



После того, как составляющие вектора $\vec{E}$ или $\vec{B}$ вычислены, можно приступить к определению его величины в соответствии с формулами:

$$E = \sqrt{(E_x)^2 + (E_y)^2} \text{ или } B = \sqrt{(B_x)^2 + (B_y)^2}.$$

В соответствии с математической аналогией при расчете распределения теплового поля можно воспользоваться формулами для расчета распределения электрического поля. При этом необходимо учесть, что аналогом вектора $\vec{E}$ является вектор $\vec{q}$, а аналогом потенциала U является произведение λT .

Для проверки предлагаемого в статье метода расчета подвергнем уравнения (3б) предельному переходу, а именно, положим, что сетка квадратная. В этом случае все ΔL , входящие в (3б), равны между собой и

$$z = 4, \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = \frac{1}{4},$$

$$U_0 = \frac{1}{4} (U_1 + U_2 + U_3 + U_4) + \frac{D_{cp} \Delta s}{4},$$

$$A_0 = \frac{1}{4} (A_1 + A_2 + A_3 + A_4) + \frac{R_{cp} \Delta s}{4},$$

что совпадает с уравнением в конечных разностях для обычного варианта метода сеток.

Было проведено также сравнение этих уравнений для случая прямоугольной сетки. И здесь уравнения полностью совпали.

С применением предлагаемого в работе метода была написана стандартная программа для расчета электрических, магнитных и тепловых полей в области произвольной формы. С помощью этой программы был решен ряд задач, для которых известно точное решение. Сравнение результатов показало, что при применении косоугольной сетки, погрешность решения задачи зависит от степени искажения ее клеток по сравнению с прямоугольником. Однако при локальном характере распределения косоугольных клеток, как это имеет место в приведенных ниже примерах, применение даже сильно искаженных клеток оказывает незначительное влияние на величину погрешности решения, что подтверждается также результатами приведенных в статье расчетов.

Следует отметить, что в подавляющем большинстве задач требуется лишь локальное применение косоугольных клеток, например, в областях, при-

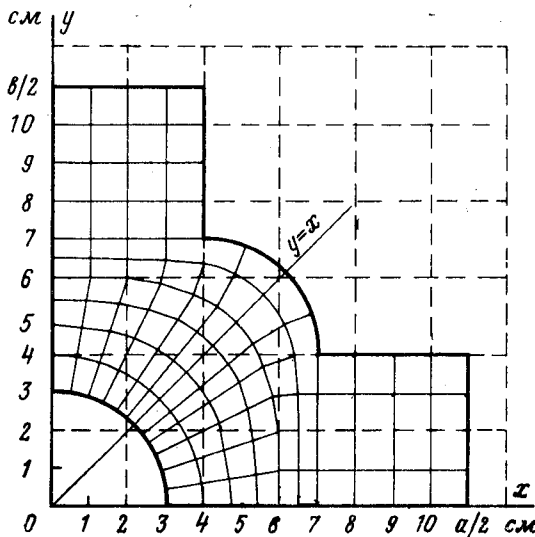


Рис. 2. Область, в которой ищется распределение напряженности электрического поля.

мыкающих к сложным участкам границы, в то время как на остальную часть области наносится сетка из прямоугольных клеток или близких к ним.

Сходимость предлагаемого метода расчета такая же, как у обычного метода сеток. Проверка зависимости сходимости решения от степени искажения клеток сетки показала, что даже для случая, когда на область была нанесена сетка, состоящая только из косоугольных клеток, углы между сторонами которых принимали значения от 45 до 135°, нет разницы во времени решения задачи по сравнению с вариантом, где для решения этой же задачи использовалась сетка, состоящая только из прямоугольных клеток с таким же количеством узлов, как и в первом варианте.

В качестве примера расчета электрического поля с применением предлагаемого метода приводим результаты решения задачи в области, изображенной на рис. 2. На эту область, где это было возможно, была нанесена квадратная сетка, а в местах, где квадраты не вписывались, — сетка, состоящая из четырехугольников произвольной формы.

Чтобы иметь точные контрольные цифры для сравнения с результатами приближенного решения, граничные условия для области, изображенной на рис. 2, вычислялись по формулам точного решения следующей задачи:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = 0;$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = D_0 \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi y}{b};$$

$$E_{N|\Gamma} = 0,$$

$$-a \leq x \leq a, -b \leq y \leq b,$$

а именно

$$U = \frac{1}{\pi^2} \frac{D_0 a^2 b^2}{(a^2 + b^2)} \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi y}{b};$$

$$E = \frac{D_0 a b}{\pi (a^2 + b^2)} \times$$

$$\times \sqrt{b^2 \sin^2 \frac{\pi x}{a} \cos^2 \frac{\pi y}{b} + a^2 \cos^2 \frac{\pi x}{a} \sin^2 \frac{\pi y}{b}}.$$

Результаты, полученные с применением предлагаемого метода, хорошо совпали с контрольными цифрами. Для сравнения в табл. 1 и 2 приведены соответственно приближенные

Таблица 1

$$y = b/2$$

$x=0$	6,979	6,906	6,694	6,347	5,871			
	6,908	6,836	6,630	6,294	5,836			
	6,696	6,632	6,446	6,143	5,732			
	6,348	6,296	6,145	5,897	5,565			
	5,946	5,918	5,814	5,637	5,405	5,263	4,853	$y=x$
	5,602	5,593	5,526	5,403	5,215	5,031	4,924	
	5,279	5,272	5,247	5,149	5,006	4,904	4,846	
	4,892	4,859	4,828	4,764	4,673	4,627	4,601	
	4,396	4,348	4,295	4,254	4,196	4,175	4,170	
	3,734	3,711	3,657	3,624	3,573	3,560	3,564	
	2,899	2,913	2,875	2,857	2,822	2,825	2,820	

Таблица 2

$$y = b/2$$

$x=0$	7,003	6,932	6,719	6,370	5,891			
	6,932	6,862	6,657	6,319	5,856			
	6,719	6,657	6,471	6,167	5,752			
	6,370	6,319	6,167	5,919	5,585			
	5,891	5,856	5,752	5,585	5,362	5,053	4,873	$y=x$
	5,606	5,581	5,507	5,389	5,193	5,035	4,950	
	5,292	5,279	5,240	5,116	4,969	4,894	4,869	
	4,916	4,883	4,859	4,793	4,720	4,674	4,640	
	4,433	4,372	4,311	4,288	4,227	4,210	4,203	
	3,786	3,768	3,722	3,673	3,603	3,568	3,576	
	2,909	2,937	2,892	2,885	2,851	2,867	2,853	

и точные значения $E \left[\frac{в}{см} \right]$ при $a=b=22$ см, $D_0=2$ в/см². Так как распределение E в нашем случае симметрично относительно прямой $y=x$, в таблицах приведено распределение для половины рассматриваемой области.

В качестве примера расчета магнитного поля с применением предлагаемого метода приводим результаты решения задачи в области, изображенной на рис. 3 и по форме представляющей четвертую часть сердечника статора с тремя пазами. На эту область (за исключением зон вблизи пазов, где применены косоугольные клетки) была нанесена полярная сет-

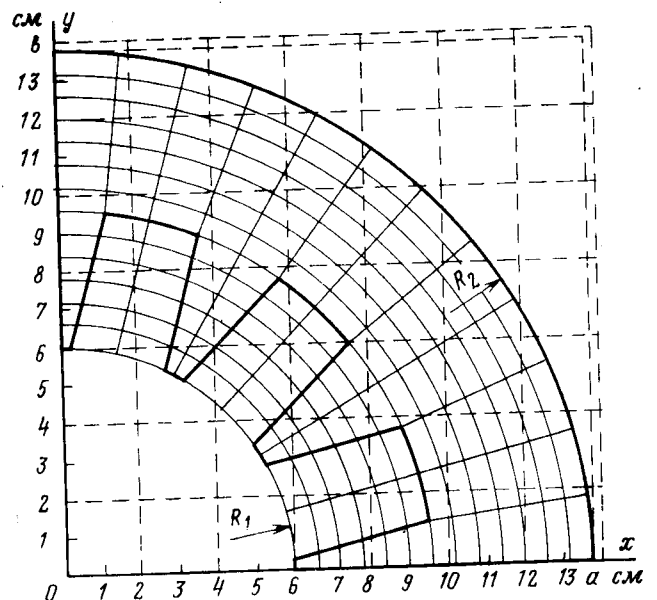


Рис. 3. Область, в которой ищется распределение магнитной индукции.

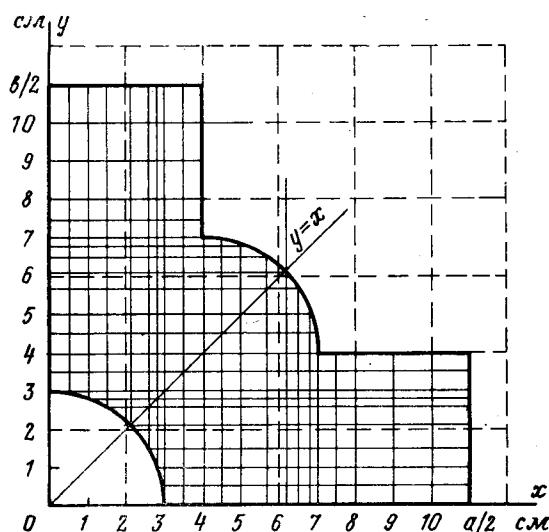


Рис. 4. Область решения задачи с прямоугольной сеткой.

ка. Граничные условия, а также контрольные цифры (значения A и B) в узлах сетки рассчитывались по формулам точного решения задачи:

$$\text{rot } \vec{B} = \vec{R}_0 \cos \frac{\pi x}{2a} \cos \frac{\pi y}{2b};$$

$$\text{div } \vec{B} = 0;$$

$$B_{N/\Gamma} = 0.$$

которое имеет вид:

$$A = \frac{4R_0 a^2 b^2}{\pi^2 (a^2 + b^2)} \cos \frac{\pi x}{2a} \cos \frac{\pi y}{2b};$$

$$B = \frac{2R_0 ab}{\pi (a^2 + b^2)} \times$$

$$\times \sqrt{a^2 \cos^2 \frac{\pi x}{2a} \sin^2 \frac{\pi y}{2b} + b^2 \sin^2 \frac{\pi x}{2a} \cos^2 \frac{\pi y}{2b}}.$$

И в этом случае результаты приближенного решения хорошо совпали с контрольными цифрами. Для сравнения в табл. 3 и 4 приведены соответственно приближенные и точные значения B [тл] при $a=b=13,8$ см, $R_0=2$ тл/см для половины рассматриваемой области.

Отметим, что при решении приведенных выше задач в общей сложности было затрачено около 10 мин машинного времени (ЦВМ «Минск-22»).

Для выяснения эффективности применения косоугольных сеток для решения задач в областях с границами сложной формы было проведено решение задачи, приведенной в первом примере, с использованием прямоугольной сетки (рис. 4).

Расчет показал, что для учета сложных участков границы и получения результатов такой же точности, как и в первом

Таблица 3

	R_2						
	$x=0$						
	8,774	8,594	8,073	7,265	6,309	5,470	5,121
	8,754	8,573	8,054	7,269	6,364	5,592	5,278
	8,693	8,525	8,044	7,326	6,515	5,838	5,567
	8,592	8,437	7,998	7,347	6,626	6,037	5,804
	8,452	8,311	7,913	7,330	6,696	6,186	5,987
	8,272	8,147	7,790	7,271	6,721	6,284	6,114
	8,053	7,945	7,625	7,168	6,700	6,330	6,185
	7,797	7,708	7,417	7,016	6,631	6,323	6,198
	7,503	7,427	7,185	6,836	6,518	6,262	6,154
	7,173	7,114	6,911	6,589	6,355	6,145	6,053
	6,811	6,772	6,599	6,331	6,144	5,979	5,895
	6,417	6,390	6,251	6,014	5,886	5,761	5,683
	5,994	5,960	5,867	5,658	5,581	5,484	5,419
	5,775	5,740	5,666	5,485	5,416	5,331	5,274

 R_1

Таблица 4

	R_2						
	$x=0$						
	8,785	8,601	8,060	7,218	6,212	5,318	4,943
	8,765	8,590	8,081	7,302	6,391	5,605	5,283
	8,704	8,540	8,068	7,355	6,538	5,850	5,573
	8,602	8,451	8,019	7,373	6,648	6,049	5,812
	8,460	8,322	7,932	7,355	6,716	6,199	5,996
	8,278	8,155	7,807	7,297	6,741	6,297	6,125
	8,058	7,949	7,643	7,198	6,719	6,341	6,196
	7,800	7,705	7,435	7,057	6,649	6,331	6,209
	7,506	7,447	7,198	6,852	6,530	6,281	6,166
	7,177	7,131	6,918	6,592	6,363	6,174	6,064
	6,815	6,807	6,600	6,326	6,147	6,011	5,906
	6,421	6,419	6,247	6,008	5,884	5,800	5,693
	5,996	5,998	5,859	5,673	5,575	5,532	5,427
	5,544	5,545	5,439	5,271	5,222	5,197	5,110

 R_1

примере, потребовалось применение измельченной сетки, что привело в данном случае к увеличению в 2 раза числа узлов и необходимого для решения задачи машинного времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черемисов И. Я. и Тенетко Н. И., Магнитное поле в ярме статора турбогенератора, «Электротехника», 1968, № 2.
2. Черемисов И. Я. и др., Расчет магнитного поля в ярме статора электрической машины с учетом насыщения и анизотропии магнитных свойств, «Электромеханика», 1969, № 2.
3. Черемисов И. Я., Тенетко Н. И. и Корнилов В. И., Метод расчета характеристики намагничивания ярма статора двухполюсного турбогенератора, «Электротехника», 1970, № 1.
4. Черемисов И. Я., Тенетко Н. И. и Корнилов В. И., Расчет поля магнитной индукции и характеристики намагничивания спинки статора электрической машины, «Электричество», 1970, № 5.
5. Кочин Н. Е., Векторное исчисление и начала тензорного исчисления, Изд. АН СССР, 1951.

[14.4.1971]



Динамические осевые усилия в обмотках трансформаторов

Канд. техн. наук С. И. ЛУРЬЕ и инж. М. П. САВЕЛЬЕВ

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В связи с непрерывным ростом мощности энергосистем обеспечение динамической устойчивости трансформаторов при коротких замыканиях становится одной из наиболее сложных проблем трансформаторостроения. Возможности испытательных стендов позволяют оценить динамическую устойчивость трансформаторов с трехфазной мощностью до 60—100 Мва, тогда как предельные мощности построенных единиц уже достигают 1000 Мва. Единственным способом оценки динамической устойчивости крупных трансформаторов остается инженерный расчет, поэтому к достоверности и точности применяемых расчетных методов предъявляются высокие требования.

Задаче расчета осевых усилий в обмотках трансформаторов посвящено много работ, однако большинство авторов ограничивается решением электромагнитных вопросов, представляя обмотку в механическом отношении как неподвижную (статическую) конструкцию. Исследования происходящих в обмотке механических процессов были начаты в СССР еще в сороковых годах [Л. 1] и за последние годы получили большое развитие за рубежом [Л. 2—5].

Изучение проблемы показало необходимость рассматривать обмотку трансформатора как упругую колебательную систему, динамическое поведение которой может существенно отличаться от статического. Однако предложенные в настоящее время методы анализа динамических процессов в обмотке используют большое число допущений [Л. 1—5]. Наиболее существенным из них является предположение о применимости в задаче закона Гука при некотором постоянном значении статического (или динамического) модуля упругости изоляции.

В условиях нелинейности, когда динамический модуль упругости трансформаторного электрокартона изменяется в широких пределах от 1000 до 20000 кгс/см² [Л. 3 и 7], выбор некоторого среднего модуля представляет большие затруднения и может привести к значительным погрешностям. Такая неопределенность основного параметра явилась главным препятствием на пути внедрения этих методов в практику инженерных расчетов. Существенно усложняет решение задачи отсутствие в обмотке трансформатора упругих связей на растяжение и возможность разрывов обмотки в процессе колебаний на несколько несвязанных частей. Возникает необходимость расчета появляющихся при этом ударных воздействий, реальную опасность которых показали эксперименты [Л. 1 и 6].

Целью настоящей работы являлась разработка методики расчета на ЦВМ динамических осевых усилий в обмотках трансформатора с учетом нелинейности механических характеристик изоляции. В статье приводится вывод основных уравнений, описание программы для ЦВМ «Минск-22» и не-

которые результаты расчетных исследований, выполненных по этой программе.

Механическая схема обмотки трансформатора. Расчетная схема (рис. 1) представляется в виде системы из N элементов массой m , разделенных по высоте упругими столбами изоляции. На схеме условно показаны элементы трения и принятая при расчете нумерация элементов и столбов изоляции. На каждый элемент обмотки действует изменяющаяся во времени электромагнитная сила F_n , под действием которой элементы приходят в движение.

Число элементов в расчетной схеме может быть равно реальному числу катушек обмотки или уменьшено в несколько раз путем объединения группы катушек в одну массу. При этом более мелкие упругие элементы заменяются крупными с эквивалентной жесткостью.

В исходных данных к расчету на ЦВМ задаются геометрические размеры обмотки, параметры элементов, кривая распределения радиальной составляющей индукции по высоте обмотки, кривая сжатия электрокартона и т. д.

В результате расчетов должны быть получены кривые зависимости от времени динамических усилий $P_n(t)$ во всех упругих столбах изоляции, в том числе силы, действующие на опорные конструкции обмотки.

Механическая характеристика изоляции. Она принимается в виде нелинейной однозначной функции $\epsilon(\sigma)$ (рис. 2, кривая 1), являющейся средней линией реальной характеристики сжатия электрокартона. При всех значениях деформаций растяже-

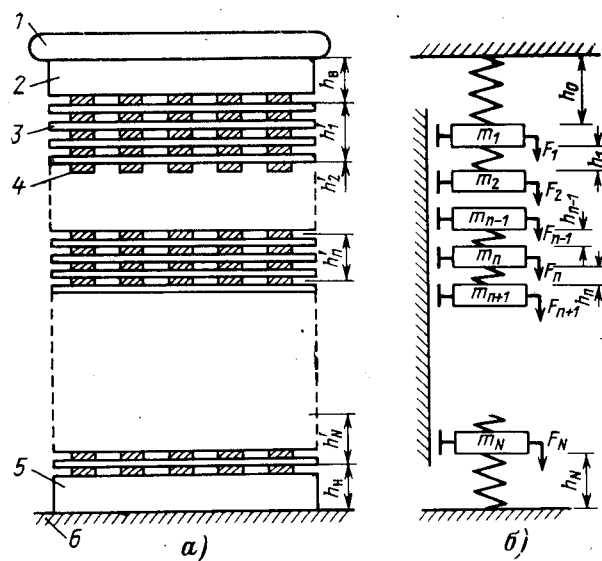


Рис. 1. Обмотка трансформатора (а) и ее расчетная механическая схема (б).

1 — прессующее кольцо; 2 — верхняя концевая изоляция; 3 — секции обмотки; 4 — прокладки; 5 — нижняя концевая изоляция; 6 — нижняя опорная конструкция.

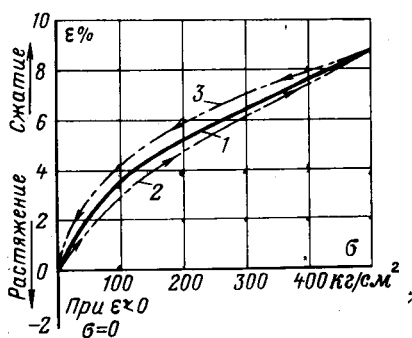


Рис. 2. Механическая характеристика $\varepsilon(\sigma)$ электрокартона марки Б после технологической стабилизации.

1 — кривая, используемая при расчете; 2 — нагрузка при статическом сжатии; 3 — разгрузка.

ния ($\varepsilon < 0$) принято $\sigma = 0$, что соответствует разрывам в изоляции обмотки. Кривые 2 и 3 на рис. 2 могут быть получены экспериментально путем статического или динамического нагружения электрокартона, прошедшего соответствующую технологию сушки, многократной прессовки и пропитки электроизоляционным нефтяным маслом.

Поскольку в обмотке трансформатора, кроме электрокартона, имеются и другие электроизоляционные материалы (кабельная бумага, прессованный картон и т. д.), зависимость $\varepsilon(\sigma)$ для этих материалов принимается аналогичной рис. 2 с введением соответствующих коэффициентов. Эти коэффициенты, называемые в дальнейшем коэффициентами приведения к электрокартону, получены на основе экспериментальных данных [Л. 3, 4 и 7] и вводятся путем замены реальных геометрических размеров бумажной и других видов изоляции размерами эквивалентного по жесткости столба электрокартона.

В простейшем случае формула приведения имеет вид:

$$\bar{h} = h_{\text{ЭК}} + 4h_{\text{б}} + 0,4h_{\text{ПК}},$$

где $\bar{h}$ — приведенная к электрокартону высота столба изоляции, состоящего из трех материалов; $h_{\text{ЭК}}$, $h_{\text{б}}$, $h_{\text{ПК}}$ — реальные высоты электрокартона, бумаги и прессованного картона.

Основные допущения. При анализе динамических процессов в расчетной схеме на рис. 1,б приняты следующие основные допущения:

- 1) система совершает только продольные колебания;
- 2) деформации сжатия проводников обмоток (меди или алюминия) не учитываются;
- 3) опоры обмотки неподвижны;
- 4) силы трения пропорциональны скорости движения элементов;
- 5) распределение электромагнитных сил и механических параметров обмотки считается равномерным по окружности;
- 6) не учитываются изменения поля рассеяния трансформатора, возникающие в результате динамических смещений обмоток.

Погрешность, вносимая за счет допущений 1—4 и 6, судя по данным экспериментальных исследований [Л. 1—4], невелика и не выходит за пределы 20%. Погрешность, вносимая допущением 5, в значительной мере может быть снижена выполнением более подробных предварительных расчетов радиального поля рассеяния трансформатора. При этом кривая распределения радиальной индукции,

входящая в комплекс исходных данных настоящего расчета, представляется усредненной для нескольких образующих по толщине и окружности обмотки.

Уравнение движения элемента. Для расчетной схемы обмотки на рис. 1,б это уравнение имеет вид:

$$m_n \ddot{y}_n = P_{n-1} - P_n + F_n - c m_n \dot{y}_n + m_n g, \quad (1)$$

где y_n — перемещения элемента относительно начального положения; $m_n \ddot{y}_n$ — сила инерции; $P_{n-1} = \sigma_{n-1} S$ — сила, действующая на элемент со стороны верхнего столба изоляции $P_n = \sigma_n S$ — сила, действующая снизу; F_n — электромагнитная сила; $c m_n \dot{y}_n$ — сила трения; $m_n g$ — сила веса; S — суммарная площадь прокладок обмотки; σ_{n-1} , σ_n — напряжения в столбах изоляции.

В начальном состоянии, когда отсутствуют электромагнитные силы, обмотка неподвижна и находится под действием двух статических сил — прессовки и веса. Усилие, действующее при этом на столб изоляции сверху элемента, будет:

$$P_{0(n-1)} = P_{00} + \sum_{i=1}^{i=n-1} m_i g, \quad (2)$$

где P_{00} — сила, создаваемая в обмотке прессующим устройством; $\sum_{i=1}^{i=n-1} m_i g$ — суммарный вес всех элементов, находящихся выше элемента n .

Аналогично

$$P_{0(n)} = P_{00} + \sum_{i=1}^{i=n} m_i g. \quad (3)$$

Напряжения начального сжатия изоляции будут:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{0(n-1)} &= \frac{P_{0(n-1)}}{S}; \\ \sigma_{0n} &= \frac{P_{0n}}{S}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Соответствующие этим напряжениям начальные деформации изоляции ($\varepsilon_{0(n-1)}$ и ε_{0n}) определяются по кривой $\varepsilon(\sigma)$ на рис. 2.

Рассмотренное состояние является исходным для расчета динамических процессов. Смещения и скорости движения элементов в этом состоянии принимаются равными нулю.

Деформации изоляции в процессе колебаний. Перемещения элементов относительно начального положения приводят к осевым деформациям изоляции. В любой момент времени полные деформации будут суммой начальных и динамических деформаций:

$$\varepsilon_{n-1} = \varepsilon_{0(n-1)} + \delta_{n-1} = \varepsilon_{0(n-1)} + \frac{y_{n-1} - y_n}{h_{n-1}}; \quad (5)$$

$$\varepsilon_n = \varepsilon_{0n} + \delta_n = \varepsilon_{0n} + \frac{y_n - y_{n+1}}{h_n}, \quad (6)$$

где y_{n-1} , y_n , y_{n+1} — перемещения элементов; h_{n-1} и h_n — высоты столбов изоляции с учетом начальной усадки.

Уравнения (5) и (6) показывают, что при известных перемещениях элементов становятся извест-

ными и полные деформации изоляции. Далее по кривой $\varepsilon(\sigma)$ можно определить соответствующие напряжения (σ_{n-1} и σ_n) и по формулам, аналогичным (4), — результирующие динамические силы, действующие на прокладки и провода обмотки (P_{n-1} и P_n).

Таким образом, задача расчета динамических усилий сводится к решению дифференциальных уравнений движения элементов обмотки.

Отметим также некоторые физические явления, описанные уравнениями (5) и (6). Если начальные деформации сжатия $\varepsilon_{0(n-1)}$ и ε_{0n} считать всегда положительными, то динамические деформации δ_{n-1} и δ_n могут быть как положительными (дополнительное сжатие), так и отрицательными (разгрузка). В случае, если

$$\delta_{n-1} < 0 \text{ и } |\delta_{n-1}| > \varepsilon_{0(n-1)}, \quad (7)$$

суммарная деформация становится отрицательной. Это соответствует полной разгрузке столбца изоляции и образованию зазора между элементами. Как показано на рис. 2, при $\varepsilon < 0$ принимается $\sigma = 0$, т. е. движение элементов в последующие моменты времени определяется с учетом разрыва, при $P_{n-1} = 0$. При изменении направлений движения элементов в месте образования зазора может произойти резкое возрастание усилий, имеющее характер удара.

Таким образом, приведенные соотношения учитывают возможность образования зазоров в столбах изоляции и дают возможность анализа возникающих при этом ударных явлений.

Силы трения. Возникающие в процессе колебаний силы трения можно разделить на две группы:

1. Трение прокладок и витков о рейки и цилиндры, гидродинамическое сопротивление масла и другие внешние сопротивления.

2. Внутреннее трение в материалах обмотки.

Коэффициент трения c вводится в уравнение (1) на основе экспериментальных данных. Для колебаний обмоток в воздухе получены значения $c = (40 \div 150) \text{ 1/сек}$ [Л. 1], $(50 \div 98) \text{ [Л. 6]}$, $(62 \div 75) \text{ [Л. 2]}$ в широком диапазоне давлений прессовки и частот собственных колебаний. Для колебаний обмоток в масле¹ получено $c = (120 \div 160) \text{ 1/сек}$.

На первых стадиях исследований был принят средний коэффициент трения, равный 100 1/сек однако программа для ЦВМ позволяет вводить изменение этого параметра в широких пределах.

Электромагнитная сила. Сила F_n , действующая на каждый элемент обмотки, может быть представлена в виде:

$$F_n(t) = F_{mn} \cdot T(t), \quad (8)$$

где

$$T(t) = \left[\sin(\omega t + \psi_i) - \sin \psi_i e^{-\frac{u_a \omega}{u_p} t} \right]^2; \quad (9)$$

ω — частота сети; ψ_i — начальная фаза тока короткого замыкания, u_a , u_p — активная и реактивная составляющие напряжения короткого замыкания трансформатора; F_{mn} — амплитуда электромагнит-

¹ Осциллограммы были сняты при испытаниях на динамическую устойчивость мощных преобразовательных трансформаторов Ю. А. Клепаловым.

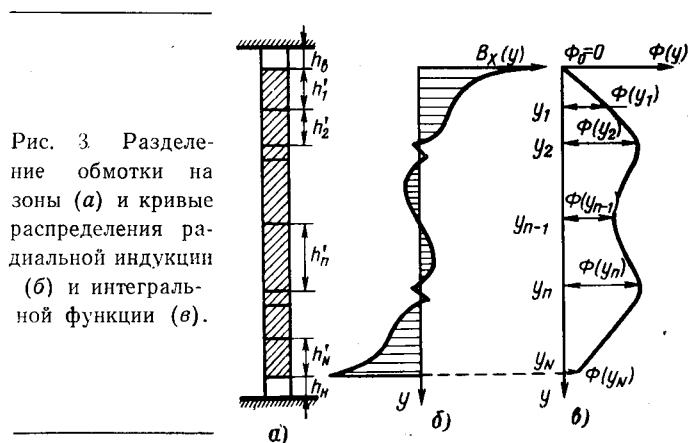


Рис. 3 Разделение обмотки на зоны (а) и кривые распределения радиальной индукции (б) и интегральной функции (в).

ной силы, действующей на элемент в установившемся режиме.

При подготовке исходных данных к расчету обмотка разбивается на ряд зон (рис. 3,а), соответствующих элементам в расчетной схеме (рис. 1,б). Величина F_{mn} определяется для каждой зоны по формуле:

$$F_{mn} = \gamma I \omega_n \cdot B_{cpn}, \quad (10)$$

где $\gamma = k_{\tau} \sqrt{2\pi D_{cp}}$; k_{τ} — кратность тока короткого замыкания; D_{cp} — средний диаметр обмотки; $I \omega_n$ — ампер-витки зоны в номинальном режиме; B_{cpn} — среднее по высоте зоны значение радиальной составляющей индукции.

Кривая $B_x(y)$ (рис. 3,б) задается в виде таблицы с постоянным шагом по высоте.

Для расчета на ЦВМ средних значений индукции в зоне используется соотношение:

$$B_{cpn} = \frac{1}{h'_n} \int_{y_{n-1}}^{y_n} B_x(y) dy = \frac{1}{h'_n} [\Phi(y_n) - \Phi(y_{n-1})], \quad (11)$$

где

$$\Phi(y) = \int_0^y B_x(y) dy; \quad (12)$$

h'_n — высота зоны; y_{n-1} — координата верха зоны; y_n — координата низа (см. рис. 3,а).

Интегральная функция $\Phi(y)$ (рис. 3,в) вычисляется по формуле (12) и сохраняется в памяти машины в виде таблицы с постоянным шагом по высоте. Значения $\Phi(y_n)$ и $\Phi(y_{n-1})$ на границах каждой зоны определяются численным интерполированием.

Приведенные соотношения (11) и (12) позволяют достаточно точно учесть любое распределение радиальной составляющей индукции по высоте обмотки без привлечения приближенных аналитических выражений. Точность этих вычислений определяется, главным образом, числом точек исходной кривой $B_x(y)$.

Система уравнений движения обмотки. Для обмотки, состоящей из N элементов с учетом принятой на рис. 1,б нумерации, система имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \ddot{y}_1 &= \frac{(\sigma_0 - \sigma_1) \cdot S + F_1}{m_1} - c\dot{y}_1 + g, \\ \ddot{y}_2 &= \frac{(\sigma_1 - \sigma_2) \cdot S + F_2}{m_2} - c\dot{y}_2 + g, \\ &\dots \dots \dots \\ \ddot{y}_n &= \frac{(\sigma_{n-1} - \sigma_n) \cdot S + F_n}{m_n} - c\dot{y}_n + g, \\ &\dots \dots \dots \\ \ddot{y}_N &= \frac{(\sigma_{N-1} - \sigma_N) \cdot S + F_N}{m_N} - c\dot{y}_N + g. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Неизвестными параметрами являются перемещения элементов $y_1, y_2 \dots y_N$ и напряжения в столбах изоляции $\sigma_0, \sigma_1 \dots \sigma_N$. Полное число неизвестных равно $2N+1$, поэтому вводится дополнительная система нелинейных уравнений, связывающих между собой напряжения и перемещения:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_0 &= \sigma(\varepsilon_0), \text{ где } \varepsilon_0 = \varepsilon_{00} + \frac{0 - y_1}{h_0}, \\ \sigma_1 &= \sigma(\varepsilon_1), \text{ где } \varepsilon_1 = \varepsilon_{01} + \frac{y_1 - y_2}{h_1}, \\ &\dots \dots \dots \\ \sigma_n &= \sigma(\varepsilon_n), \text{ где } \varepsilon_n = \varepsilon_{0n} + \frac{y_n - y_{n+1}}{h_n}, \\ &\dots \dots \dots \\ \sigma_N &= \sigma(\varepsilon_N), \text{ где } \varepsilon_N = \varepsilon_{0N} + \frac{y_N - 0}{h_N}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Системы (13) и (14) дают полное описание задачи.

Начальными условиями для решения являются:

$$y_1 = 0, y_2 = 0, \dots, y_N = 0;$$

$$\dot{y}_1 = 0, \dot{y}_2 = 0, \dots, \dot{y}_N = 0.$$

Для определения начальных деформаций ($\varepsilon_{00}, \varepsilon_{01}, \dots, \varepsilon_{0N}$) решается ряд из $N+1$ уравнений типа (3) и (4). В результате решения систем уравнений (13) и (14) определяется закон движения каждого элемента $y_n(t)$, динамические усилия $\sigma_n(t)$ и деформации $\varepsilon_n(t)$ в каждом столбе изоляции. По напряжениям в крайних столбах σ_0 и σ_N определяются силы, действующие на опорные конструкции обмотки.

Следует отметить, что система уравнений движения (13) отличается от аналогичных систем, предложенных в [Л. 2], более сложным выражением сил упругости изоляции. Определение этих сил непосредственно по кривой $\varepsilon(\sigma)$ при решении дополнительной системы (14) дает возможность учесть реальные нелинейные характеристики изоляции и отсутствие в обмотке упругих связей на растяжение. В отличие от решений, предложенных в [Л. 2], общая система уравнений движения (13) остается одинаковой при наличии разрывов в обмотке и без них.

Учет нелинейности изоляции и необходимость расчета ударных явлений предъявляют особые требования к методам решения приведенных дифференциальных уравнений на ЦВМ. Применение

метода конечных разностей [Л. 2] с постоянным шагом расчета по времени становится здесь невозможным.

Программа интегрирования должна обеспечить автоматический выбор шага с постоянным контролем устойчивости полученного решения.

Программа для ЦВМ «Минск-22». Составленная программа предусматривает не только решение основных систем уравнений, но и автоматизацию большей части подготовительных расчетов при переходе от реальной конструкции обмотки трансформатора к ее расчетной механической схеме. Большое внимание при разработке программы было уделено также вопросам обработки результатов полученного решения: построению машиной необходимых графиков и таблиц, выбору максимумов, масштабов построения графиков и т. д.

При подготовке исходных данных к расчету на ЦВМ обмотка трансформатора разделяется на зоны (так же, как и при расчетах полей рассеяния) в соответствии с выбранным числом элементов.

Комплекс исходных данных вводится в ЦВМ в виде четырех групп чисел:

1. Общие данные обмотки: $D_{ср}$, S , S_b (площадь поперечного сечения витка), I (номинальный ток), $\bar{h}_b$ и $\bar{h}_n$ (приведенные высоты концевой изоляции), P_{00} (сила начальной прессовки).

2. Характеристики режима короткого замыкания:

$$u_a, u_p, k_T, \psi_i.$$

3. Число элементов N и параметры соответствующих им зон обмотки: $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ (витки); $h'_1, h'_2, \dots, h'_N$ (высоты); $\bar{h}_1, \bar{h}_2, \dots, \bar{h}_N$ (приведенные высоты изоляции).

4. Кривые $B_x(y)$ и $\varepsilon(\sigma)$ в виде таблиц с постоянным шагом. Число точек в таблице $B_x(y)$ от 10 до 125, в таблице $\varepsilon(\sigma)$ от 20 до 30.

Блок-схема программы показана на рис. 4. На первом этапе расчета на ЦВМ производится автоматическое вычисление параметров расчетной схемы — масс элементов, ампер-витков зон, амплитуд электромагнитных сил и т. д. Приведенные высоты столбов изоляции между элементами (рис. 1,б) вычисляются по формулам:

$$h_0 = \bar{h}_b + \frac{\bar{h}_1}{2}; h'_1 = \frac{\bar{h}_1 + \bar{h}_2}{2}; \dots$$

$$h_n = \frac{h_n + \bar{h}_{n+1}}{2}, \dots, h_N = \frac{\bar{h}_N}{2} + \bar{h}_n.$$

Интегрирование основной системы дифференциальных уравнений (13) выполняется методом Рунге — Кутты с автоматическим выбором шага решения и проверкой заданной точности. При этом используется соответствующая стандартная программа для ЦВМ «Минск-22» [Л. 8], а порядок производной в системе (13) понижается путем введения N дополнительных уравнений вида:

$$\ddot{y}_n = \frac{d\dot{y}_n}{dt}.$$

Устойчивое решение обеспечивается заданием точности интегрирования системы порядка 0,5—1%. При вычислениях по таблице кривой $\varepsilon(\sigma)$

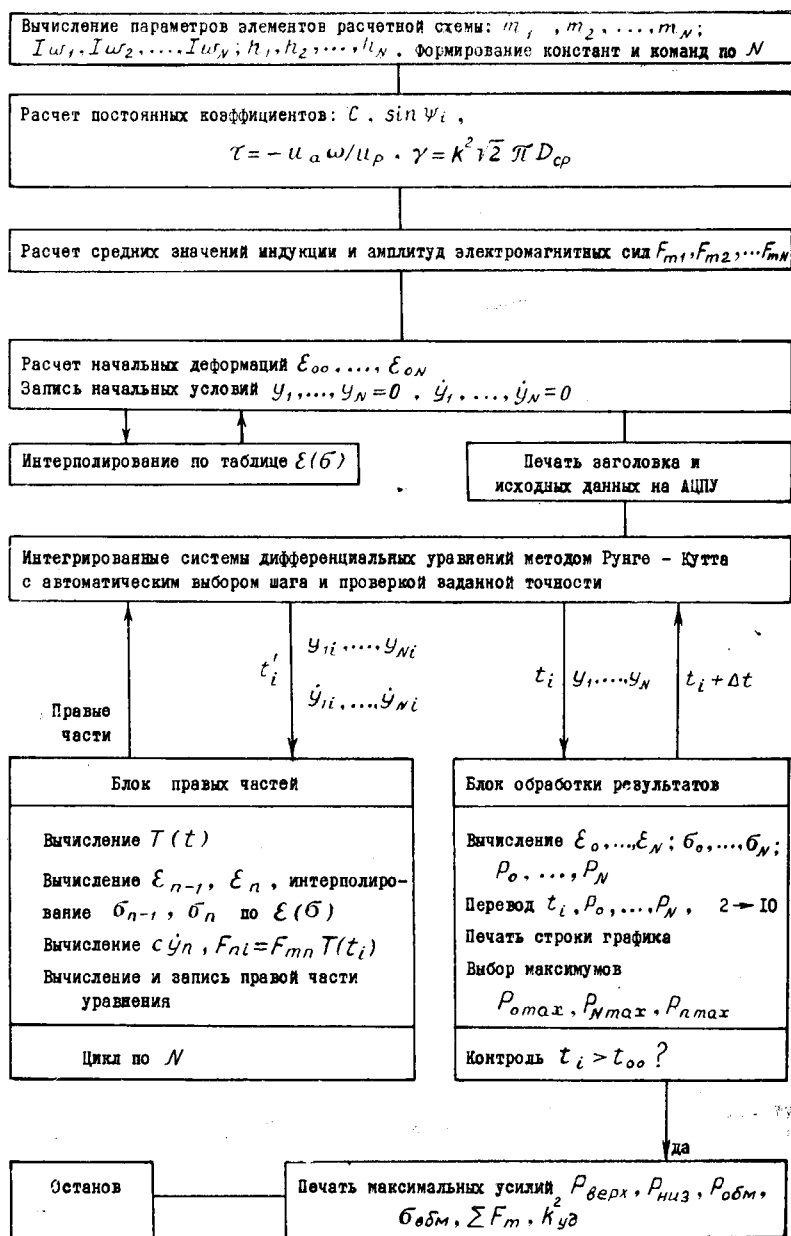
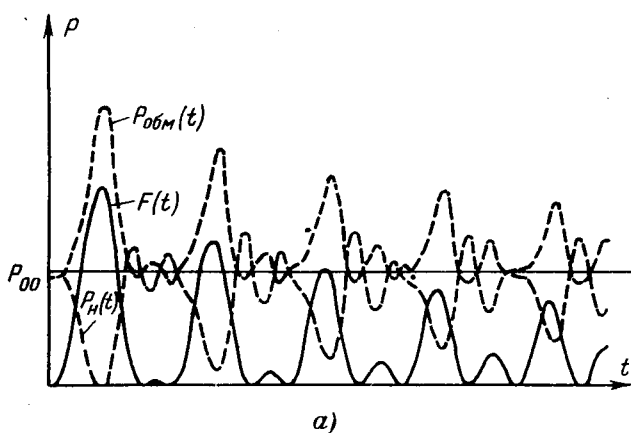


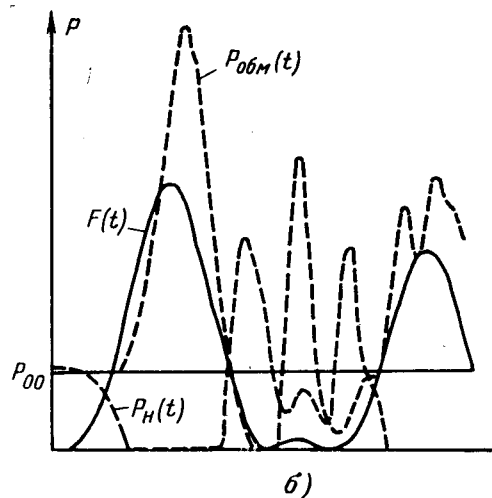
Рис. 4. Блок-схема программы расчета на ЦВМ.

Рис. 5. Примеры расчетов, выполненных на ЦВМ.

Обмотка НН трансформатора типа ТДТН-40000/110.
а — при начальной пресовке 60 тс (зазоры не возникают); б — при уменьшении силы пресовки до 30 тс (возникают удары в середине обмотки и на ее опорах).



а)



б)

используются подпрограммы линейного интерполирования [Л. 8]. Печать результатов осуществляется на широкой бумажной ленте в виде графиков зависимости усилий от времени (рис. 5). В процессе счета производится выбор максимальных значений усилий в обмотке и на ее опорах, которые печатаются под графиком в конце расчета. Для удобства анализа на графиках рис. 5 печатается также кривая изменения во времени суммы электромагнитных сил на половине высоты обмотки $F(t)$, пропорциональная квадрату тока короткого замыкания.

В дальнейшем изложении в качестве примера приводятся расчеты осевых усилий в трансформаторе типа ТДТН-40000/110 для двухобмоточного режима СН_{min}—НН. Диаметр стержня трансформатора—670 мм, диаметры обмоток НН—774,5 мм, СН—971,5 мм, радиальные размеры соответственно—59,5 и 56,5 мм, высоты—1474 и 1500 мм. Регулировочные витки (ПБВ ±2×2,5%) расположены в обмотке СН на четвертях высоты симметрично сверху и снизу. Кривая распределения индукции по высоте обмотки НН показана на рис. 3,б.

Отметим некоторые физические явления, соответствующие кривым на рис. 5:

1. Усилия в обмотке и на опорах при коротком замыкании начинают изменяться от уровня начальной пресовки; разность сил на верхней и нижней опоре в первый момент времени (рис. 5,а) равна собственному весу обмотки.

2. В первый период короткого замыкания обмотка сжимается, усилия в ней ($P_{обм}$) растут, а на опорах (P_n) уменьшаются. В течение некоторого времени силы на опорах могут оставаться равными нулю (1,5 мсек на рис. 5,а и 7 мсек на рис. 5,б).

3. Длительность отрыва от опор ($P_n=0$) соответствует величине возни-

кающего при этом зазора. При больших зазорах (рис. 5,б) ударные воздействия могут быть значительными.

4. При отсутствии разрывов силы в обмотке и на ее опорах изменяются в соответствии с изменением электромагнитной силы $F(t)$ (рис. 5,а), однако при малой прессовке обмотки эта закономерность нарушается (рис. 5,б).

Расчетные исследования динамических процессов в обмотках. Программа для ЦВМ позволяет производить широкий комплекс расчетных исследований динамических процессов в обмотках трансформаторов. Некоторые результаты таких исследований, выполненных на примере двух обмоток (НН и СН) трансформатора типа ТДТН-40000/110 приводятся ниже.

Влияние нелинейности и жесткости изоляции исследовалось на примере обмотки НН. В программе расчета при этом использовались как нелинейные зависимости $\varepsilon(\sigma)$ по рис. 2, так и линейные соотношения $\sigma = E\varepsilon$ при различных величинах постоянного модуля упругости. При всех деформациях растяжения ($\varepsilon < 0$) сохранялось условие $\sigma = 0$. Апериодическая составляющая тока короткого замыкания принималась максимальной ($\psi_i = 90^\circ$), а кривая распределения радиальной составляющей индукции поля рассеяния по высоте обмотки принималась по рис. 3,б. Сила начальной прессовки обмотки во всех случаях была равна 80 тс.

Результаты выполненных расчетов показаны в табл. 1. Анализ этой таблицы показывает существенную зависимость динамических усилий от величины принятого в расчете модуля упругости изоляции. Подобрать некоторое постоянное значение модуля упругости, эквивалентного по результатам нелинейной кривой, не удастся даже при известных результатах. Использование среднего значения статического модуля упругости электрокартона, равного 5000 кгс/см^2 [Л. 1 и 2], дает погрешность в определении усилий на опорах обмотки, достигающую 40%.

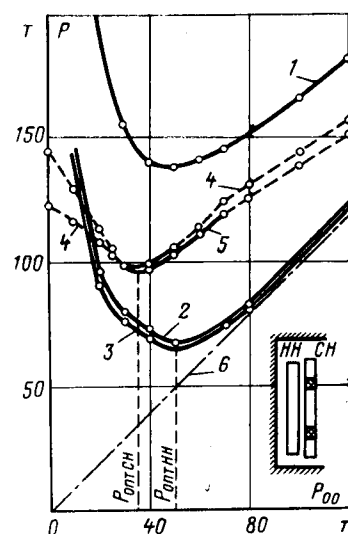
Как видно из табл. 1, повышение жесткости изоляции может привести как к увеличению осевых усилий (при E от 1000 до 3000 кгс/см^2), так и к их уменьшению. При $E = 3000 \text{ кгс/см}^2$ вторая собственная частота обмотки становится близкой к 100 гц, и резкое возрастание усилий объясняется резонансными явлениями.

Оптимальная сила начальной прессовки обмоток трансформатора во многих случаях является главной величиной, интересующей конструктора при расчете осевых усилий.

Возможность определения такой силы иллюст-

Рис. 6. Зависимость максимальных усилий в обмотках ($P_{обм}$) и на их опорах (P_v и P_n) от силы начальной прессовки (P_{00}).

Трансформатор типа ТДТН-40000/110, обмотки НН и СН в двухобмоточном режиме НН-СН мин.
1 — $P_{обм \text{ НН}}$; 2 — $P_{н \text{ НН}}$; 3 — $P_{в \text{ НН}}$; 4 — $P_{обм \text{ СН}}$; 5 — $P_{в \text{ СН}}$; 6 — $P_{н \text{ СН}}$.
При $P_{00} = 10 \text{ тс}$ будет $P_{обм \text{ НН}} = 282 \text{ тс}$.



рирует рис. 6. Анализ результатов расчетов показывает, что при всех значениях прессовки ниже оптимальной, в обмотках возникают зазоры и опасные ударные воздействия, резко возрастающие с уменьшением силы прессовки. При прессовках выше оптимальной возрастание усилий в обмотке и на ее опорах происходит уже за счет самой силы прессовки.

Кривые, аналогичные показанным на рис. 6, были получены для нескольких обмоток (более десяти) трансформаторов разных мощностей и конструкций. Во всех случаях оптимальная сила прессовки имела довольно высокое значение (от 30 до 150 тс). Результаты этого исследования ставят под сомнение утверждение авторов [Л. 2 и 3] о том, что оптимальная сила прессовки во всех случаях остается близкой к нулю. Отметим также, что оптимальная сила прессовки в случае несимметричного распределения н. с. по высоте обмоток становится сложным понятием, поскольку минимальное значение усилий внутри обмотки может не соответствовать прессовке, оптимальной с точки зрения усилий на опорах. В случае симметричных обмоток, как показано на рис. 6, оптимальная сила прессовки имеет достаточно однозначную величину для каждой обмотки.

Рациональный выбор числа элементов N позволяет резко снизить трудоемкость расчетов. Поэтому вопрос был специально исследован при расчете нескольких обмоток трансформаторов мощностью от 16 до 400 Мва при разных формах кривых $B_x(y)$.

Таблица 1

Зависимость максимальных усилий от модуля упругости изоляции

Усилие	Расчет по кривой $\varepsilon(\sigma)$	Расчет при постоянном модуле упругости E , кгс/см ²								
		1 000	2 000	3 000	4 000	5 000	8 000	10 000	20 000	30 000
$P_{обм}$, тс	150	174	185	226	144	140	136	135	137	137
$\sigma_{обм}$, кгс/см ²	316	366	390	475	302	295	285	284	288	288
$P_{верх}$, тс	81	142	144	161	122	112	92	92	87	78
$P_{низ}$, тс	82	143	147	164	126	114	92	89	84	82

Таблица 2
Сравнение результатов расчетов при различном числе элементов N в механической схеме обмотки

Усилие	При числе элементов N				
	2	6	10	20	36
$P_{обм}, тс$	170,2	153,2	144,0	140,6	139,2
$P_{обм}, кгс/см^2$	357,7	321,9	302,5	295,5	292,4
$P_{верх}, тс$	79,9	81,8	76,8	77,5	77,9
$P_{низ}, тс$	81,6	82,9	77,0	76,9	77,2
Время расчета, мин	2	6,5	14	48	69

Сравнение результатов расчетов для обмотки НН рассмотренного ранее трансформатора мощностью 40 Мва при разном числе N показано в табл. 2. Как видно, расчетные значения максимальных усилий в обмотке $P_{обм}$ при большом числе элементов ($N=36$) и в простейшем случае ($N=2$) отличаются всего на 24%. Погрешность вычисления сил на опорах при этом не превышает 5%.

Таким образом, максимальные динамические усилия с достаточной точностью могут быть определены при рассмотрении обмотки в виде системы небольшого числа элементов (порядка 6—10), а в некоторых случаях является достаточным расчет схемы, состоящей только из двух элементов. Погрешность, вносимая таким укрупнением, аналогична пренебрежению высшими частотами и формами колебаний обмотки и зависит, главным образом, от сложности исходной кривой $B_x(y)$.

Для определения N может быть предложено следующее простое правило: если кривая $B_x(y)$ имеет на высоте обмотки k переходов через нуль, минимальным числом N_{min} можно считать $k+1$. Поскольку во всех случаях $k \geq 1$, то $N_{min}=2$.

Целесообразность укрупнения элементов расчетной схемы иллюстрируют затраты машинного времени на расчет одного варианта, показанные в последней строке табл. 2.

Влияние сил трения на величину динамических усилий показано на рис. 7. Расчеты были выполнены при двух значениях силы начальной прессовки, соответствующих процессам, показанным на рис. 5,а и б. В обоих случаях силы трения существенно сказываются на величине максимальных усилий.

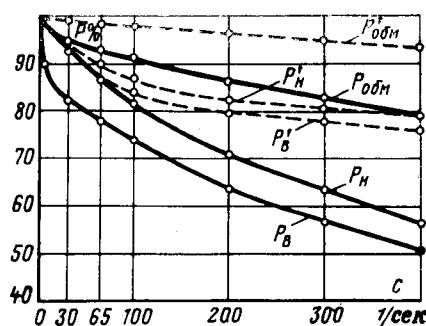
В диапазоне наиболее вероятных значений коэффициента трения [$c=(30 \div 150) 1/сек$] получено снижение сил до 30%, причем влияние трения в слабо запрессованной обмотке (при наличии разрывов и ударов) оказалось существенно больше. Это объясняется тем, что при ударных воздействиях возрастают скорости движения элементов и соответственно увеличиваются силы трения.

При больших значениях коэффициента $c > 300$ получено резкое снижение усилий (до двухкратного) в слабо запрессованной обмотке. В данном случае влияние трения на величину усилий внутри обмотки оказалось много меньше, чем на величину усилий на опорах.

Таким образом, силы трения играют важную роль и их увеличение за счет технологических или конструктивных мер может оказать заметное положительное влияние на развитие динамических процессов в обмотке при коротком замыкании.

Рис. 7. Зависимость максимальных усилий в обмотке ($P_{обм}$) и на ее опорах (P_v и P_n) от коэффициента трения c .

Обмотка НН трансформатора типа ТДТН-40000/110.
— при начальной прессовке 30 тс и наличии разрывов и ударов;
— — — при прессовке 60 тс. За 100% приняты силы при $c=0$.



Пренебрежение этими силами, часто принимаемое при качественных исследованиях [Л. 2 и 5], при расчетах реальных трансформаторов может дать большие погрешности.

Выводы. 1. Разработанная методика позволяет производить анализ динамических процессов в обмотке при действии электромагнитных сил короткого замыкания, сил инерции, веса и трения с учетом нелинейности механических свойств изоляции. Предусмотрена возможность расчета динамических усилий при наличии ударных явлений в условиях образования зазоров и отрывов обмотки от опор (при недостаточной силе начальной прессовки).

2. Нелинейность механических свойств изоляционных материалов обмотки оказывает значительное влияние на величину динамических осевых усилий. Упрощенное решение линейной задачи с постоянным значением модуля упругости изоляции может дать большие погрешности.

3. Для каждой обмотки трансформатора при заданных токах короткого замыкания и картине распределения поля рассеяния может быть определена оптимальная сила начальной прессовки, при которой динамические осевые усилия будут минимальными.

4. При рассмотрении обмотки трансформатора в виде механической системы сосредоточенных масс во многих случаях достаточен анализ системы с небольшим числом элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Либкинд М. С., Механические силы в обмотках трансформаторов, «Электричество», 1945, № 9 и 12.
2. Турние И. и др., Изучение динамических процессов в обмотках трансформаторов при коротком замыкании, Трансформаторы (переводы Докладов CIGRE, 1962), изд-во «Энергия», 1964.
3. Турние И. и др., Изучение динамических процессов в обмотках трансформаторов при коротком замыкании, Трансформаторы (переводы Докладов CIGRE, 1964) изд-во «Энергия», 1968.
4. Пиркть Е. и Спаланцани Г., Последние достижения в области исследования усилий, возникающих в катушках трансформатора при коротких замыканиях, Трансформаторы (переводы Докладов CIGRE, 1962), изд-во «Энергия», 1964.
5. Хори Я. и Хираиси К., Анализ осевой вибрации обмоток трансформатора, «Хитати херон» 1968, № 2, т. 50, стр. 153—158 (Япония), Перевод ВИНТИ № 75034/9.
6. Наяшков И. С. и Лурье С. И., Экспериментальное исследование механической прочности трансформаторов при коротком замыкании, «Вестник электропромышленности», 1962, № 2.
7. Лурье С. И. и Мильман Л. И., Механические характеристики изоляционных материалов обмоток трансформаторов, «Электротехника», 1964, № 4.
8. Стандартные программы для ЭЦВМ «Минск-2», под ред. Пальцева, вып. 1, «Наука и техника», 1967.

[18.8.1971]

Быстродействующее реле направления мощности обратной последовательности

Канд. техн. наук А. И. ЛЕВИУШ, инж. Л. Н. МЕДВЕДЕВА
и канд. техн. наук Е. Д. САПИР

Москва

Реле направления мощности обратной последовательности применяется в направленных фильтровых защитах высоковольтных линий электропередачи. В Советском Союзе разработаны направленные фильтровые защиты с высокочастотной блокировкой, где в качестве основного элемента реле направления мощности используется фазочувствительная схема с однофазной схемой сравнения [Л. 1 и 2]. Использование такого реле направления мощности обратной последовательности, имеющего определенные преимущества перед реле направления мощности, выполненного на индукционной системе, не позволяет, однако, создать фильтровую направленную защиту с высокочастотной блокировкой с временем срабатывания меньше 40 мсек. Для действия защиты с таким реле направления мощности при симметричных коротких замыканиях требуется, кроме того, чтобы длительность предшествующего несимметричного повреждения составляла примерно 20 мсек [Л. 2].

Сравнительно большие времена срабатывания такой защиты связаны с особенностями реле направления мощности обратной последовательности с фазочувствительной схемой с однофазной схемой сравнения, которые состоят в следующем.

1. Реле содержит схему расщепления или сглаживающий фильтр, включаемые на выход схемы

сравнения и увеличивающие время срабатывания реле.

2. На выходе реле в схеме защиты необходимо вводить замедление на время порядка 5 мсек. Это замедление обусловлено тем, что на выходе схемы сравнения в начальный момент короткого замыкания с углом между векторами тока и напряжения обратной последовательности $\dot{I}_2$ и $\dot{U}_2$, отличным от угла максимальной чувствительности реле, возможно кратковременное появление напряжения, знак которого не соответствует направлению мощности обратной последовательности. В связи с этим непосредственно на выходе реле нельзя фиксировать направление мощности обратной последовательности, что увеличивает требуемое время предшествующей несимметрии, необходимое для действия защиты при трехфазных коротких замыканиях.

3. Применительно к реле с однофазной схемой сравнения возможно возникновение короткого замыкания на защищаемой линии при неблагоприятных с точки зрения быстродействия мгновенных значениях $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2$, поскольку последние выделяют для какой-либо одной фазы.

Ниже в статье рассмотрено быстродействующее реле направления мощности обратной последовательности с трехфазной схемой сравнения для направленной фильтровой защиты ВЛ, имеющей время действия не более 20 мсек.

В целях обеспечения необходимого быстродействия реле выполнено трехфазным [Л. 3]. Схема содержит два фильтра напряжения обратной последовательности (в цепях тока и напряжения), имеющие трехфазные выходы, и две трехфазные двухполупериодные мостовые схемы выпрямления, каждая из которых подключена к соответствующим фильтрам обратной последовательности через промежуточные трансформаторы, образующие симметричные треугольники с линейными напряжениями $\dot{U}_2 + \kappa \dot{I}_2$ и $\dot{U}_2 - \kappa \dot{I}_2$.

Принципиальная схема рассматриваемого реле направления мощности обратной последовательности приведена на рис. 1 (схема образования напряжений

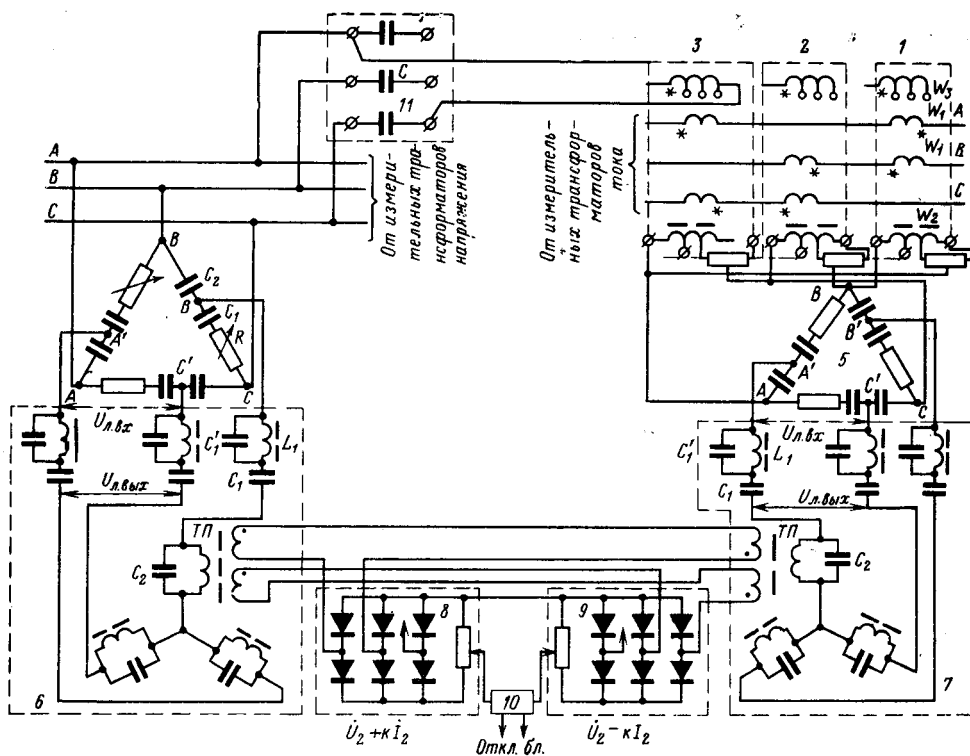


Рис. 1.

вида $\dot{U}_2 + k\dot{I}_2$ и $\dot{U}_2 - k\dot{I}_2$ показана для наглядности только для одной фазы).

Реле содержит три трансреактора (1, 2 и 3), включенные на разность фазных токов $\dot{I}_A - \dot{I}_B$, $\dot{I}_B - \dot{I}_C$ и $\dot{I}_C - \dot{I}_A$, вторичные обмотки трансреакторов соединены в треугольник. Для компенсации емкостного тока линии на трансреакторах имеются компенсирующие обмотки (W_3), которые через одинаковые емкости (11) включены на линейные напряжения. Моделирование емкостного тока линии с помощью дифференцирующего звена обеспечивает с достаточной для этого точностью совпадение частотных свойств схемы компенсации и ВЛ [Л. 4]. На выходы фильтров симметричных составляющих 4 и 5 включены пятиэлементные трехфазные частотные полосовые фильтры 6 и 7. Две вторичные обмотки промежуточных трансформаторов ТП используются для создания напряжений вида:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_{2A} + k\dot{I}'_{2A} \text{ и } \dot{U}'_{2A} - k\dot{I}'_{2A}; \\ \dot{U}'_{2B} + k\dot{I}'_{2B} \text{ и } \dot{U}'_{2B} - k\dot{I}'_{2B}; \\ \dot{U}'_{2C} + k\dot{I}'_{2C} \text{ и } \dot{U}'_{2C} - k\dot{I}'_{2C}. \end{aligned}$$

Эти напряжения подаются на трехфазную двухполупериодную схему сравнения (мосты 8 и 9) с включением нуля — индикатора 10 на баланс напряжений. В плечах фильтра осуществляется поворот токов по отношению к соответствующему линейному напряжению на 60° так, что

$$\frac{1}{\omega C_x} : R = \frac{\sqrt{3}}{2} : \frac{1}{2},$$

где C_x — суммарная емкость в плече фильтра; $\omega = 314$ (для промышленной частоты), откуда постоянная времени плеча фильтра

$$T_n = RC_x = \frac{1}{\sqrt{3}\omega} = 1,85 \text{ мсек.}$$

При отсутствии короткого замыкания на выходах фильтров 4 и 5 напряжения $\dot{U}_2$ и $k\dot{I}_2$ определяются лишь возможными небалансами и имеют весьма малое значение. Поэтому на выходах нуль-индикатора сигнал отсутствует, так как нуль-индикатор по уровню срабатывания отстраивается от возможных небалансов. При возникновении несимметричного короткого замыкания в сети высокого напряжения на выходе фильтров 4 и 5 появляются напряжения $\dot{U}_2$ и $k\dot{I}_2$, значения которых определяются составляющими обратной последовательности короткого замыкания.

На входах трехфазных двухполупериодных мостов 8 и 9 появляются два симметричных напряжения, на входе моста 8 напряжения вида $\dot{U}_2 + k\dot{I}_2$, а на входе моста 9 — $\dot{U}_2 - k\dot{I}_2$. При коротком замыкании, сопровождающемся потоком мощности обратной последовательности от линии к шинам, знак напряжения на входе нуль-индикатора такой, что на выходе появляется сигнал отключения. При потоке же мощности обратной последовательности от шин в линию на выходе появляется сигнал блокировки. При трехфазном коротком замыкании реле реаги-

рует на несимметрию, предшествующую трехфазному короткому замыканию.

Образец рассматриваемого реле направления мощности обратной последовательности испытывался в лаборатории, на электродинамической модели электропередачи 750 кВ и на опытной ВЛ 750 кВ Конаково — Москва. На модели была воспроизведена электропередача 750 кВ, содержащая две параллельные ВЛ, включенные последовательно с одиночной ВЛ, и устройство продольно-емкостной компенсации в середине электропередачи. Длина каждой ВЛ составляла 400 км. Реле устанавливались на одной из параллельных ВЛ с обеих ее сторон. На модели было проведено несколько сот опытов коротких замыканий различных видов. При испытаниях на опытной ВЛ 750 кВ Конаково — Москва работа реле проверялась при 24 однофазных и 7 трехфазных коротких замыканиях.

Исследования подтвердили возможность использования реле как основного реагирующего органа в быстродействующих защитах линий сверхвысокого напряжения с временем срабатывания не более 20 мсек.

Чувствительность реле при срабатывании в сторону отключения — $\dot{U}_{2ф.в} = 2 \text{ в}$, $\dot{I}_{2ф.в} = 50 \text{ ма}$ при $\varphi_{м.ч} = 265^\circ$, в сторону блокировки $\dot{U}_{2ф.в} = 1 \text{ в}$, $\dot{I}_{2ф.в} = 25 \text{ ма}$ при $\varphi_{м.ч} = 85^\circ$.

В схеме реле предусмотрена регулировка чувствительности: плавная (по току и напряжению) — изменением точек подключения нуль-индикатора на балластных сопротивлениях схемы сравнения R_6 ; ступенчатая (по току) — изменением отпайки вторичной обмотки W_2 трансреакторов.

При изменении значения тока короткого замыкания от $I_{ном}$ до $20I_{ном}$ угол максимальной чувствительности реле меняется не более чем на $\pm 5^\circ$.

Вольт-амперная и угловая характеристики реле не отличаются от аналогичных характеристик однофазного реле направления мощности обратной последовательности [Л. 1].

Величина компенсирующего емкостного тока линии регулируется изменением числа витков компенсирующей обмотки трансреактора согласно уравнению: $\dot{I}_{сф} \sqrt{3} W_3 = \dot{I}_{ск} W_3$; где $\dot{I}_{сф}$ — компенсируемый фазный вторичный емкостной ток линии; $\dot{I}_{ск}$ — ток компенсирующей обмотки, равный $\frac{\dot{U}_{л.в.тор}}{X_c}$, откуда

$$W_3 = \dot{I}_{сф} \frac{\sqrt{3} W_1 X_c}{U_{л.в.тор}} = \dot{I}_{сф} k.$$

Большое внимание при разработке реле уделялось параметрам и схеме частотных фильтров, поскольку быстродействие реле определяется в основном постоянными времени этих элементов. В то же время для отстройки от переходных процессов на ВЛ сверхвысокого напряжения необходимо применять частотные фильтры с достаточно узкой полосой пропускания. В рассматриваемом реле (рис. 1) применен трехфазный частотный фильтр, состоящий из полувзвешенных пятиэлементных полосовых фильтров. Основу фильтра составляет Г-образ-

ное полужвено полосового фильтра типа К [Л. 5], в котором параллельно дросселю L_1 включен дополнительный конденсатор C'_1 (необходимость использования конденсатора C'_1 поясняется ниже).

Выбор параметров фильтра типа К проводился на основе расчета на ЦВМ, причем таким образом, чтобы он имел минимальную постоянную времени при приемлемой с точки зрения отстройки от переходных процессов полосе пропускания и удовлетворительной чувствительности реле.

Расчетное сопротивление нагрузки фильтра, равное характеристическому сопротивлению, определялось по формуле [Л. 6]:

$$R = \frac{k_r^2}{2} (3nR_6 + R_2),$$

где $n=0,6$ — коэффициент пересчета нагрузки схемы Лариснова R_6 к стороне переменного напряжения; k_r — коэффициент трансформации промежуточных трансформаторов ТП; R_2 — сопротивление вторичной обмотки трансформаторов ТП.

При проверке частотной характеристики реле отмечено отклонение ее от расчетной характеристики однофазного частотного фильтра, что вызвано влиянием входных элементов схемы реле.

Емкостное сопротивление фильтров симметричных составляющих со стороны выходных зажимов расстраивает последовательное плечо фильтра и приводит к смещению частоты настройки фильтра в сторону высших частот. Увеличением емкости C_1 по сравнению с расчетной удалось обеспечить резонанс частотной характеристики по цепям напряжения на частоте 50 Гц.

Трансреакторы подчеркивают высшие гармонические, поэтому частотная характеристика по цепям тока смещена в сторону высших частот, и сигнал на частоте 150 Гц по сравнению с сигналом промышленной частоты ослабляется всего в 10 раз. Испытания на электродинамической модели электропередачи 750 кВ образца реле направления мощности с частотными фильтрами без емкости C'_1 выявили кратковременные ложные срабатывания реле в переходном процессе короткого замыкания, вызванные взаимодействием 3-й гармонической тока обратной последовательности с составляющей

основной частоты напряжения обратной последовательности. Включение конденсатора C'_1 повысило коэффициент ослабления сигнала на частоте 150 Гц, поскольку с индуктивностью L_1 он образует фильтр-пробку на частоте, называемой частотой бесконечного затухания (f_∞). При этом крутизна ветвей частотной характеристики фильтра увеличилась при практически неизменной полосе пропускания, однако частоты, расположенные значительно выше частоты бесконечного затухания, фильтруются хуже. Чем ближе частота бесконечного затухания к частоте настройки полосового фильтра (f_0), тем меньше коэффициент ослабления на высоких частотах. За частоту бесконечного затухания принята $f_\infty=200$ Гц. При этом обеспечивается большой коэффициент ослабления на частоте 3-й и 5-й гармонической и достаточно высокое затухание на частотах 7-й, 9-й и 11-й гармоник.

Величина емкости C'_1 выбиралась согласно рекомендации [Л. 5] по соотношению между частотой настройки полосового фильтра и частотой бесконечного затухания:

$$m = \sqrt{1 - \left(\frac{f_0}{f_\infty}\right)^2} = 0,965;$$

$$C'_1 = \frac{1-m^2}{2m} C_2 \approx 0,035 C_2.$$

Таким образом, получены пятиэлементные параллельно-производные фильтры 6 и 7 (рис. 1). На рис. 2 приведены частотные характеристики реле, построенные в относительных единицах, где кривая I отвечает входу реле по цепям тока, а кривая II — входу по цепям напряжения. U_{R50} и U_{Rf} — напряжения на балластных сопротивлениях мостов 8 и 9 схемы сравнения при частотах 50 Гц и f соответственно.

Принятый частотный фильтр обеспечивает на частоте 150 Гц по цепям тока ослабление сигнала по сравнению с сигналом частоты 50 Гц примерно в 50 раз. При более высоких частотах ослабление сигнала снижается до 10. Время срабатывания реле с указанными частотными фильтрами при несимметричных и трехфазных коротких замыканиях с кратностью по току и напряжению обратной последовательности (i_2 и U_2), равной трем, составляет 10—15 мсек. Время несимметрии, предшествующей трехфазному короткому замыканию, необходимое для срабатывания реле, при тех же кратностях i_2 и U_2 составляет 5—7 мсек (рис. 2). Однофазное реле в аналогичных условиях, даже при отсутствии частотных фильтров, имеет времена срабатывания больше указанных.

Выводы. Рассматриваемое реле направления мощности обратной последовательности характеризуется высоким быстродействием, что определяется следующими особенностями его выполнения.

1. Выпрямление производится по трехфазной двухпериодной схеме сравнения, поэтому на выходе схемы сравнения отсутствует сглаживающий фильтр.

2. Поскольку схемы фильтров обратной последовательности имеют трехфазные выходы, отсутст-

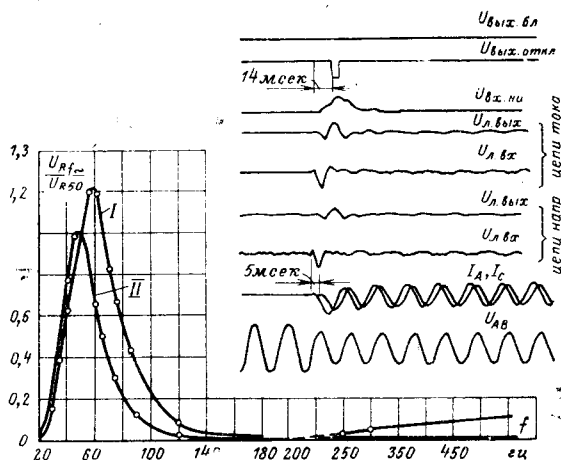


Рис. 2.

вуют ложные выбросы напряжения в сторону срабатывания в первый момент короткого замыкания при углах между токами I_2 и напряжениями U_2 обратной последовательности, отличных от угла максимальной чувствительности. В связи с этим, кратковременное срабатывание реле направления мощности при трехфазном коротком замыкании может фиксироваться непосредственно на его выходе. Таким образом, время предшествующей несимметрии, требуемой для действия защиты при трехфазном коротком замыкании, определяется только реле направления мощности и составляет примерно 5—7 мсек.

3. Фильтры обратной последовательности реле выделяют трехфазные симметричные системы напряжений, что значительно уменьшает влияние на время срабатывания реле момента возникновения короткого замыкания и снижает время его действия по сравнению с реле однофазного исполнения.

Испытание лабораторных образцов реле на электродинамической модели ВНИИЭ и на опытной электропередаче 750 кВ Конаково — Москва подтвердили возможность его применения в высокочастотной защите, время срабатывания которой не превышает одного периода промышленной частоты.

Приложение. Выбор параметров частотных фильтров реле. При выборе параметров частотных фильтров реле за исходное принята необходимость обеспечения требуемого быстродействия реле при полосе пропускания 30—40 гц.

Аналитическое рассмотрение переходного процесса в Г-образном полувене полосового фильтра типа К представляет собой достаточно сложную задачу.

На рис. 3 приведена схема замещения одной фазы трехфазного Г-образного полувена фильтра типа К. Дроссели последовательного и параллельного плеч фильтра приближенно представлены последовательным соединением индуктивности $L_1(L_2)$ и активного сопротивления, имитирующего потери $\frac{\omega_0 L}{Q}$, где Q — добротность дросселя на промышленной частоте.

Из условия равенства резонансных частот последовательного и параллельного плеч фильтра, соответствующих промышленной частоте ω_0 , можно выразить величины элементов схемы через индуктивность L_2 и характеристическое сопротивление R [Л. 5]:

$$L_1 = \frac{R^2}{L_2 \omega_0^2}; \quad C_1 = \frac{L_2}{R^2}; \quad C_2 = \frac{1}{L_2 \omega_0^2}. \quad (\text{П-1})$$

Передаточная функция фильтра при этом определяется выражением:

$$|U(p)| = \frac{\frac{R}{L_2} \left(p + \frac{\omega_0}{Q} \right) p + \left(\frac{R}{L_2} \right)^3 \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right)^2 + \left(\frac{R}{L_2} \right)^2 p \left(\frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) \times \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) + \frac{R}{L_2} p \left(p + \frac{\omega_0}{Q} \right) + p^2 \frac{\omega_0}{Q}}{\left(\frac{R}{L_2} \right)^3 \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right)^2 + \left(\frac{R}{L_2} \right)^2 p \left(\frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) \times \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) + \frac{R}{L_2} p \left(p + \frac{\omega_0}{Q} \right) + p^2 \frac{\omega_0}{Q}}, \quad (\text{П-2})$$

где $U(p)$ — отношение выходного напряжения к входному.

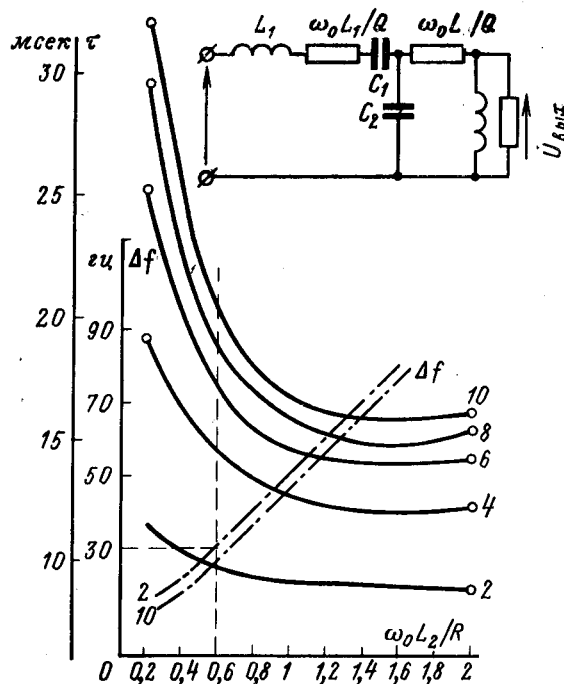


Рис. 3.

Приравняв знаменатель выражения (П-2) нулю, получим характеристическое уравнение фильтра:

$$\left(\frac{R}{L_2} \right)^3 \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right)^2 + \left(\frac{R}{L_2} \right)^2 p \times \left(\frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{p}{\omega_0 Q} + 1 \right) + \frac{R}{L_2} p \left(p + \frac{\omega_0}{Q} \right) + p^2 \frac{\omega_0}{Q} = 0. \quad (\text{П-3})$$

Корни уравнения (П-3) $p = a + j\omega$ зависят от отношения $\frac{R}{L_2}$ и добротности контуров Q . Частотные свойства фильтра определяются выражением (2) при $p = j\omega$ и теми же параметрами.

На ЦВМ были определены корни характеристического уравнения и частотные характеристики фильтра при изменении:

добротности Q от 2 до 10 с шагом 2;

отношения $\frac{\omega_0 L_2}{R}$ от 0,2 до 2 с шагом 0,2.

По результатам расчета были построены зависимости: максимальной постоянной времени фильтра, характеризующей в целом затухание переходного процесса и определенной по корням характеристического уравнения $\left(\tau = \frac{1}{a} \right)$, от отношения $\frac{\omega_0 L_2}{R}$ при различных значениях Q (рис. 3);

полосы пропускания от отношения $\frac{\omega_0 L_2}{R}$;

потерь напряжения в фильтре, отнесенных к напряжению на нагрузке.

Задаваясь полосой пропускания $\Delta f = 30$ гц, получаем $\frac{\omega_0 L_2}{R} = 0,6$ (рис. 3), при этом видно, что полоса пропускания фильтра слабо зависит от добротности дросселей. Проведя на рис. 3 вертикаль, соответствующую $\frac{\omega_0 L_2}{R} = 0,6$, можно полу-

Метод оценки защитного действия тросовых молниеотводов с учетом характеристик разброса

Б. Н. ГОРИН и Н. С. БЕРЛИНА

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

За последнее время довольно широкое распространение, особенно за рубежом, получили различные модификации электрогеометрического метода расчета защитного действия молниеотводов [Л. 1]. Принципы этого метода изложены в [Л. 2] и сводятся к следующему.

По мере приближения лидера молнии к земле напряженность электрического поля вблизи заземленных сооружений возрастает и на одном из элементов сооружения возникает встречный лидер, что и приводит к поражению данного элемента. Принято, что встречный лидер возникает, когда средний градиент напряжения в промежутке между лидером молнии и данным элементом объекта достигает критического значения $3 \div 5 \text{ кВ/см}$, определенного путем экстраполяции лабораторных данных на промежутки весьма большой длины. Из этого условия могут быть найдены «радиусы (или расстояния) поражения» путем деления потенциала лидера на «критические градиенты».

Каждый элемент сооружения, равно как земля, имеет свою «поверхность захвата» молнии, которая определяется геометрическим построением по соответствующим «радиусам (расстояниям) поражения». Если лидер молнии попадет на «поверхность захвата» данного элемента (например провода ВЛ), то будет обязательно поражен именно этот элемент, так как расстояние до него меньше, чем до остальных элементов (например, тросов ВЛ); причем вероятность поражения тем больше, чем больше «поверхность захвата» данного элемента (провода) по сравнению с суммарной поверхностью захвата (тросов и проводов).

Задавая функциональную зависимость между потенциалом лидера и амплитудой тока молнии и вводя в расчет известную по измерениям функцию

вероятности амплитуды тока молнии, можно определить вероятность прорыва молнии для любой системы молниеотвод — объект или так выбрать молниеотводы, чтобы вероятность прорыва была ниже наперед заданной величины.

Нетрудно убедиться, что в основе электрогеометрического метода лежит допущение, что разряд молнии всегда развивается по кратчайшему расстоянию. Между тем хорошо известно, что в длинных воздушных промежутках наблюдаются следующие явления. В одном и том же промежутке каждому случаю разряда соответствует своя траектория, причем существует вероятность разряда не по кратчайшему пути. При одном и том же напряжении могут быть пробиты с разной вероятностью промежутки различной длины. Один и тот же промежуток может быть пробит с разной вероятностью напряжением различной величины. Разумно предположить, что у молнии — электрического разряда весьма большой длины — эти свойства разброса проявляются не менее, а скорее более сильно, чем у длинной искры и что ими в значительной степени предопределяются прорывы молнии.

Пренебрежение разбросом приводит к тому, что электрогеометрический метод не согласуется с данными лабораторных модельных экспериментов, что вынуждает к искусственному введению так называемых «частичных зон захвата», где разряд может попасть как в один, так и в другие элементы модели [Л. 3].

В статье сделана попытка дальнейшего развития теоретического метода расчета вероятности прорыва молнии с учетом характеристик разброса электрического разряда.

Траектория разряда определяется не только статистическими закономерностями развития лидера,

читать ряд значений τ для разных Q . Из условий быстрого действия реле берем τ порядка 15 мсек при $Q \approx 4-6$. При кратности тока и напряжения обратной последовательности, равной трем, напряжение на выходе схемы сравнения, если пренебречь задержками во всех других элементах схемы реле, достигнет единичной кратности через время $0,4\tau$, т. е. примерно 6 мсек. В этом случае, как показали испытания, время срабатывания реле составляет 10—15 мсек.

Уменьшение Q до двух, хотя и обеспечивает некоторое снижение τ , ведет, однако, к резкому увеличению потерь напряжения в фильтре и поэтому нецелесообразно.

Для снижения потребления реле значение R должно быть возможно большим. При этом, однако, получается значительная величина одной из индуктивностей. Задавая из конструктивных соображений величиной большей индуктивности

(L_1) порядка 10 гн, из выражений (П-1) с учетом $\frac{\omega_0 L_2}{R} = 0,6$, можно определить остальные параметры частотного фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гельфанд Я. С., Назаров Ю. Г. и Попов И. Н., Направленная высокочастотная защита линий 400 кВ с фазочувствительной схемой, Труды ЦНИЭЛ, вып. II. Госэнергоиздат, 1954.
2. Лысенко Е. В., Полупроводниковая направленная фильтровая защита с высокочастотной блокировкой, БТИ ОРГРЭС, 1966.
3. Левиуш А. И. и др., Реле направления мощности обратной последовательности, Авторское свидетельство № 265237, Бюлл. изобр., 1970, № 10.
4. Якубсон Г. Г., Новое устройство компенсации емкостных токов линии в защите типа ДФЗ-401, Труды ВНИИЭ, вып. XXVI, изд-во «Энергия», 1966.
5. Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат, УССР, 1959.
6. Бочев А. С. и Фигурнов Е. П., Схемы расщепления для релейной защиты, «Электричество», 1967, № 4.

[30.12.1971]



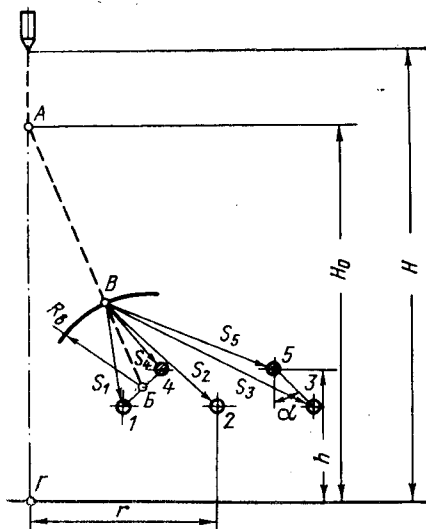


Рис. 1. Упрощенная картина поражения объекта.

но и влиянием на это развитие в каждый момент времени различных факторов: электрического поля лидера, роста встречных лидеров с объекта и т. п. При учете всей совокупности факторов процесс поражения следовало бы рассматривать в некотором пространственном вероятностном поле, как это предлагается в [Л. 4], но расчеты поля вероятностей поражения чрезмерно сложны. В связи с этим целесообразно представить картину поражения объекта в упрощенном виде.

На рис. 1 рассматривается поражение объекта, представляющего собой одноцепную трехфазную ВЛ. Объект оказывает воздействие на развитие разряда через возмущение электрического поля в стримерной зоне вниз направленного лидера молнии, в результате чего на некоторой высоте H_0 может произойти ориентировка разряда, т. е. траектория лидера отклонится в направлении объекта (его фиктивного центра B)¹. Процессы ориентировки происходят в некоторой пространственной области, но для упрощения картины поражения эту область целесообразно представить в виде поверхности (уровня ориентировки), а траектории разряда — ломаными прямыми.

Далее, на некотором расстоянии от объекта происходит выбор элемента, который будет поражен; вероятно, процесс выбора связан с тем, что встречный лидер с данного элемента объекта получает преимущественное развитие. По аналогии с процессом ориентировки можно представить, что выбор осуществляется с некоторой поверхности (из точки B). Разбиение процесса поражения на ориентировку и выбор пригодно лишь для вниз направленной молнии, когда встречный лидер имеет незначительную длину по сравнению с длиной всей молнии.

Затем необходимо ввести характеристики разброса в процессы ориентировки и выбора. К сожалению, параметры разброса траекторий молнии и

¹ Под фиктивным центром понимается местоположение одного электрода, создающего такое же возмущение поля лидера, как и система реальных электродов.

длинной искры еще не определены, поэтому от разброса траекторий разряда приходится переходить к разбросу пробивных напряжений. В [Л. 5 и 6] впервые предложено рассчитывать вероятность поражения объекта или молниеотвода как вероятность пробоя одного из двух параллельно включенных промежутков, используя функции распределения их пробивных напряжений. В настоящей статье этот принцип расчета развит для систем из многих промежутков, образованных поверхностью выбора и элементами многопроводной системы.

В соответствии с предложенной картиной поражения расчет вероятности прорыва молнии может быть проведен следующим образом.

На уровне ориентировки (точка A на рис. 1) определяется вероятность поражения объекта Φ как вероятность пробоя одного из промежутков: головка канала лидера — объект (промежуток S_{AB}) и головка канала лидера — земля (промежуток S_{AG})

$$\Phi = \frac{1}{2} \left[1 - F \left(\frac{S_{AB} - cH_0}{\sigma_0 \sqrt{S_{AB}^2 + (cH_0)^2}} \right) \right], \quad (1)$$

где F — функция распределения нормального закона; H_0 — высота уровня ориентировки; $c = \frac{E_0}{E_h}$ — отношение средних пробивных градиентов в промежутках стержень — плоскость (S_{AG}) и стержень — стержень (S_{AB}), зависящее от длин промежутков [Л. 7]; σ_0 — среднеквадратичное отклонение пробивных градиентов (напряжений), отнесенное к средним значениям градиентов (напряжений) и принятое одинаковым в промежутках S_{AB} и S_{AG} .

В точке B определяется вероятность выбора M данного элемента объекта как вероятность пробоя одного из промежутков между головкой канала лидера и элементами объекта; при этом (как и в случае ориентировки) предполагается, что пробивные напряжения в каждом промежутке распределены по нормальному закону и не зависят друг от друга. В частности, для элемента I определяется вероятность пробоя промежутка S_{i1} :

$$M_i = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sigma_{b1} S_{i1} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-S_{i1})^2}{2\sigma_{b1}^2 S_{i1}^2}} \times \prod_{k=2+5}^4 \frac{1}{2} \left[1 - F \left(\frac{x-S_k}{\sigma_{b1} S_k} \right) \right] dx, \quad (2)$$

где σ_b — среднеквадратичное отклонение пробивных градиентов (напряжений), отнесенное к средним значениям пробивных градиентов (напряжений) и принятое одинаковым во всех промежутках S_k .

При этом для всех элементов объекта на рис. 1 $\sum_{i=1}^5 M_i = 1$, т. е. удар молнии может поразить только один элемент ВЛ.

Вероятность поражения ψ данного элемента объекта подсчитывается по выражению:

$$\psi = M\Phi. \quad (3)$$

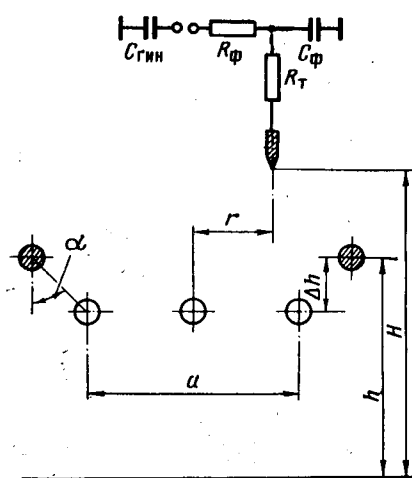


Рис. 2. Схема экспериментов.

$C_{ГЛП} = 0,02$ мкФ; $R_{Ф} = 120$ Ом; $C_{Ф} = 1000$ пФ; $R_{Т} = 1,3$ Ом; $\alpha = -45^\circ$; $\alpha = -0,5$ м; $\Delta h = 0,125$ м; $H = 3$ м.

Значения вероятностей Φ и M изменяются в зависимости от расстояния r (рис. 1); поэтому вероятность прорыва $\varphi_{п}$ как интегральная характеристика определяется по соотношению:

$$\varphi_{п} = \frac{\int_0^{\infty} \psi(r) dr}{\int_0^{\infty} \Phi(r) dr} \quad (4)$$

Приведенный аппарат расчета (1)–(4) развит для кольцевых систем, в которых поражаемый объект находится на неизменном расстоянии от точки А на уровне ориентировки.

Из предлагаемой картины поражения и расчетных формул (1)–(4) видно, что для определения вероятности прорыва $\varphi_{п}$, необходимо задание помимо геометрии объекта, параметров поверхностей ориентировки и выбора, а также среднеквадратичных отклонений σ_0 и $\sigma_{в}$.

Возникает вопрос, отражает ли данная математическая модель при указанном наборе параметров вероятностный характер поражения. Для проверки было проведено сопоставление результатов расчета с экспериментальными данными, полученными в лабораторных условиях.

В проведенном эксперименте исследовалась поражаемость представленного на рис. 2 протяженного объекта, состоящего из трех электродов — проводов и двух тросов. В дальнейшем исследуемый объект из-за сходства конфигурации называется моделью ВЛ, хотя никаких масштабных понятий в этот термин не вложено.

В процессе экспериментов изменялись (при неизменном превышении Δh) только два параметра модели: высота подвески троса ($h = 0,725$ м; $1,125$ м) и защитные углы ($\alpha = 45^\circ$; 0° ; -45°). На верхний электрод — стержень подавался положительный импульс напряжения с пологим фронтом ($\tau_{ф} \approx 150$ мксек) и амплитудой, достаточной для 99–100% пробоев промежутка стержень — плоскость без модели. В промежутке длиной 3 м таким параметрам воздействующего напряжения соответствует разброс пробивных напряжений с $\sigma \approx 5\%$.

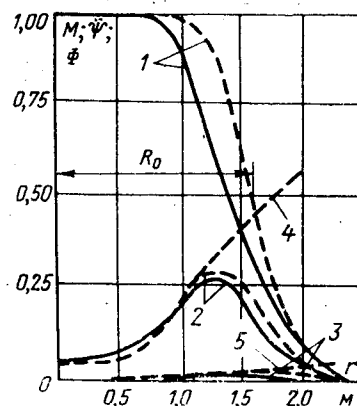
В ходе эксперимента верхний стержень перемещался в плоскости, перпендикулярной электродам модели, так что расстояние r от оси верхнего стержня до оси модели изменялось от 0 до 2,5 м. При каждом фиксированном значении r проводилось 100 разрядов.

Поражения проводов зафиксированы только при $\alpha = 45^\circ$ и $\alpha = 0^\circ$; при $\alpha = -45^\circ$ поражаются только тросы. При неизменном α количество поражений проводов возрастает с высотой модели.

По экспериментальным данным для $h = 0,725$ м на рис. 3 построены кривые вероятности Φ поражения всей модели и вероятности ψ поражения только проводов в функции r , причем Φ и ψ для каждого фиксированного значения r подсчитывались как отношения числа поражений модели или числа поражений только проводов соответственно к 100 разрядам. Ход экспериментальных кривых показывает, что наибольшее количество поражений проводов приходится на область спада $\Phi(r)$, т. е. соответствует тем значениям r , когда часть разрядов поражает модель, а часть — плоскость.

На рис. 3 пунктирными линиями изображены расчетные зависимости $\Phi(r)$ и $\psi(r)$ для $h = 0,725$ м. Аналогичные данные получены и для $h = 1,125$ м. За уровень ориентировки для простоты принята горизонтальная плоскость на высоте $H_0 = 2,25$ и $2,7$ м соответственно для моделей высотой $h = 0,725$ и $1,125$ м; за уровень выбора для обеих высот моделей принята цилиндрическая поверхность, описанная вокруг фиктивного центра модели (точка В) радиусом $R_{в} = 0,85$ м; это согласуется с предположением, что с ростом r высота уровня выбора должна уменьшаться. Параметры разброса приняты равными соответственно $\sigma_0 = 0,05$; $\sigma_{в} = 0,04$. Как показали расчеты, именно при данных значениях параметров наблюдается наилучшее совпадение расчетных и экспериментальных зависимостей. Это обстоятельство не является случайным, а предопределяется физикой процесса.

Как видно из приведенных выше величин, высота уровня ориентировки меньше высоты подвеса верхнего электрода ($H_0 < H$). Это связано с тем, что ориентировка происходит после того, как стримерная зона положительного лидера со стержня пересечет весь промежуток. К этому моменту канал лидера успевает продвинуться к плоскости на некоторое расстояние [Л. 8]. Величина σ_0 , как и сле-

Рис. 3. Результаты эксперимента (сплошные линии) и расчета (пунктир) для $h = 0,725$ м.

1 — $\Phi(r)$ при $\alpha = 45^\circ$; 2 — $\psi(r)$ при $\alpha = 45^\circ$; 3 — $\psi(r)$ при $\alpha = 0^\circ$; 4 — $M(r)$ при $\alpha = -45^\circ$; 5 — $M(r)$ при $\alpha = 0^\circ$.

довало ожидать, соответствует среднеквадратичному отклонению пробивных напряжений (градиентов) в промежутках 1÷3 м при положительных импульсах напряжения с фронтом порядка сотни микросекунд.

Сравнительно малое значение R_0 указывает на то, что процесс выбора происходит после ориентировки. При этом процессу выбора при тех же потенциалах головки канала лидера соответствуют более короткие промежутки, разброс пробивных напряжений в которых должен быть меньше, отсюда $\sigma_{\text{в}} < \sigma_0$.

Некоторое расхождение между расчетной и экспериментальной кривыми $\Phi(r)$ на рис. 3 можно объяснить неполным соответствием между расчетным методом и конфигурацией модели. Здесь в отличие от кольцевой системы разряды, отклонившиеся в противоположную от модели сторону, будут поражать только плоскость. Отсюда некоторое преувеличение расчетного числа поражений модели над фактическим. Тем не менее, расчетные зависимости вполне удовлетворительно передают ход экспериментальных кривых.

Это достигнуто, в первую очередь, благодаря учету вероятностного характера поражения модели путем введения в расчетный аппарат функций распределения пробивных градиентов (напряжений).

Действительно, если пренебречь свойством разброса (принять $\sigma_0 = 0$, как это имеет место в электрогеометрическом методе), поражение модели определялось бы только соотношением длин промежутков S_{AB} и S_{AG} (рис. 1) и соответствующих средних пробивных градиентов E_h и E_0 : при всех значениях r , когда $E_h S_{AB} < E_0 S_{AG}$, с вероятностью $\Phi = 1$ поражалась бы модель, а при $E_h S_{AB} > E_0 S_{AG}$ с той же вероятностью — плоскость. В этом случае функция $\Phi(r)$ имела бы прямоугольную форму и существовала бы только при $r < R_0$, где R_0 определяется из условия равнопрочности промежутков S_{AB} и S_{AG} : $E_h S_{AB} = E_0 S_{AG}$.

Однако экспериментальные кривые имеют далеко не прямоугольную форму, а поражения модели происходят и при $r > R_0$.

Расстояние R_0 можно рассматривать как эквивалентный радиус стягивания разрядов к модели, так как $\int_0^{\infty} \Phi(r) dr$ оказывается равновеликим прямоуголь-

нику с основанием R_0 и высотой, равной единице. При значениях $\sigma_0 < 0,1$ расстоянию R_0 соответствует значение $\Phi(r) \approx 0,5$, т. е. при $r = R_0$ имеет место, равное распределение разрядов между объек-

том и землей и соблюдается условие равнопрочности промежутков S_{AB} и S_{AG} .

Для использования развитого выше метода применительно к молнии при определении расчетных параметров необходимо возможно полное учесть фактические данные о молнии, а также различия, существующие между молнией и длинной искрой.

Высота ориентировки H_0 вниз направленной молнии может быть определена из условия равнопрочности промежутков головка канала лидера — объект и головка канала лидера — земля, если известны радиус стягивания R_0 разрядов молнии к объекту и соотношение средних пробивных градиентов $c = \frac{E_0}{E_h}$ в указанных промежутках:

$$(1 - c^2) \left(\frac{H_0}{h} \right)^2 - \left(\frac{2H_0}{h} - 1 \right) + \left(\frac{R_0}{h} \right)^2 = 0. \quad (5)$$

Для определения эквивалентного радиуса стягивания R_0 использованы представленные в табл. 1 статистические данные о числе поражений N отдельно стоящих сооружений высотой h , заимствованные из [Л. 9—12] и приведенные к средней интенсивности грозовой деятельности ($T_0 = 30 \pm \pm 5$ дней/год или 45 ± 10 ч/год). Отдельные измерения N и h сведены в группы и усреднены, в скобках указан интервал измеренных значений. Кроме того, в табл. 1 указана доля вниз направленных молний для объектов различной высоты h , откуда можно заключить, что сооружения высотой $h \leq \leq 200$ м на равнинной местности поражаются преимущественно вниз направленными молниями.

Если принять, что плотность разрядов в землю пропорциональна интенсивности грозовой деятельности T , то для числа поражений N отдельно стоящего сооружения имеем:

$$N = \pi n_0 \frac{T}{T_0} R_0^2, \quad (6)$$

где $n_0 = (2,5 - 3) \cdot 10^{-6}$ ударов/м² — плотность разрядов в землю при T_0 .

Хорошее приближение расчетных значений N к данным наблюдений получается при $R_0 = 3,5h$ для сооружений, поражаемых в основном вниз направленными разрядами.

Для протяженных сооружений (например ВЛ) число поражений можно подсчитать по выражению:

$$N = 2n_0 \frac{T}{T_0} R_0 l, \quad (7)$$

где l — длина сооружения.

Расчет по (7) удовлетворительно согласуется с данными о числе поражений ВЛ, обобщенными

Таблица 1

Общее количество поражений объекта и доля вниз направ- ленных молний		Высота сооружений <i>h</i> , м						
		25 (20÷30)	45 (30÷50)	100 (90÷110)	180 (160÷200)	250	385	537
Число пораже- ний <i>N</i> , 1/год	опыт	0,1 (0,06÷0,18)	0,2 (0,15÷0,3)	1,0 (0,33÷3)	2,4 (1,8÷3)	6,4	22	35
	расчет	0,09÷0,11	0,21—0,25	1,0÷1,2	3,2÷3,8	6,2—7,4	15÷17,6	22÷26
Количество вниз направ- ленных молний. %		100	100	95	90	70	5	(2÷5)

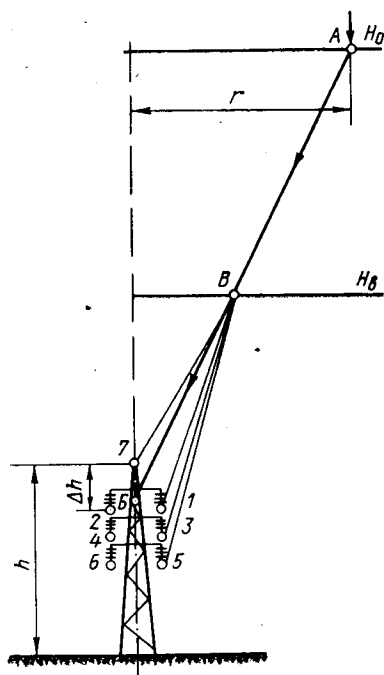


Рис. 4. Картина поражения ВЛ.

в [Л. 13], если для протяженных объектов также принять $R_0 = 3,5h$.

Известно, что с ростом длины лабораторных промежутков стержень — плоскость и стержень — стержень на плоскости, различие между значениями соответствующих пробивных градиентов напряжения уменьшается. По-видимому, для молнии, развивающейся в промежутках длиной в сотни метров, отношение градиентов $c = \frac{E_0}{E_h}$ можно принять равным единице.

При выбранных значениях R_0 и с высота ориентировки, рассчитанная по (5), составляет $H_0 = 6,6h$. Уровень ориентировки для простоты может быть задан горизонтальной плоскостью (рис. 4).

Значительная по сравнению с высотой объекта h высота ориентировки H_0 , вероятно, связана с тем, что в отличие от длинной искры процесс ориентировки молнии протекает задолго до установления сквозной стримерной зоны, так как размеры этой зоны ограничены. Действительно, при увеличении длины лабораторных промежутков от 0,5 до 15 м выявляется тенденция к стабилизации градиентов в сквозной стримерной зоне на уровне 5 кВ/см [Л. 14 и 15]. Тогда можно ожидать, что даже при весьма большом потенциале лидера молнии (порядка 10^8 в) сквозная стримерная зона не будет превышать 200 м; средние же размеры стримерной зоны составят, по-видимому, несколько десятков метров.

Применительно к процессу выбора можно предположить, что он идет в основном уже после установления сквозной стримерной зоны. Как предполагалось выше, процесс выбора соответствует возникновению и росту встречных лидеров с проводов и тросов ВЛ, а их интенсивное развитие можно ожидать в сквозной стримерной зоне, как это наблюдается для длинной искры. Для упрощения

Таблица 2

Параметры ВЛ	Страны		
	СССР	США	Англия
U_n , кВ	500	345	287,5
Высота опоры до троса h , м	30	45	33
Защитный угол α°	20	34	13,5
Превышение троса над проводом Δh , м	8	8	9,6
Количество цепей	1	2	1

расчетов целесообразно за уровень выбора принять горизонтальную плоскость на высоте H_0 (рис. 4). Разумно предположить, что расстояние $(H_0 - h)$ соизмеримо с длиной сквозной стримерной зоны. С другой стороны, напряженность электрического поля вблизи вершины объекта растет с его высотой, поэтому с объектов большей высоты можно ожидать более раннее появление и интенсивное развитие встречных лидеров. Из этих соображений высота выбора H_0 может быть задана равной $(1,5 \div 3)h$.

Данных о среднеквадратичных отклонениях σ_0 пробивных напряжений или градиентов в промежутках, соответствующих ориентировке молнии, не существует. Можно лишь утверждать, учитывая колоссальные размеры этих промежутков, что σ_0 для молнии будет не меньше, а, возможно, больше значений 0,05—0,12, полученных при пробое длинных искровых промежутков пологими импульсами напряжения [Л. 15].

Процессу выбора при неизменных потенциалах головки канала лидера соответствуют более короткие промежутки, чем процессу ориентировки: в связи с этим можно ожидать, что $\sigma_0 < \sigma_0$.

Приведенные выше общие соображения позволили лишь оценить возможные интервалы, в которых лежат расчетные параметры H_0 , σ_0 и σ_0 . Однако для практических расчетов вероятности прорыва молнии необходимо задать их однозначно. Для этого были привлечены данные опыта эксплуатации существующих ВЛ.

Для четырех ВЛ, параметры которых приведены в табл. 2, по (1) — (4) при вариациях параметров $H_0 = (1,5 \div 3)h$, $\sigma_0 = 0,1 \div 0,2$ и $\sigma_0 = 0,04 \div 0,07$ подсчитывалась вероятность прорыва молнии Φ_n и затем сопоставлялась со значениями вероятности прорыва, полученными в результате обработки данных эксплуатации этих же ВЛ* [Л. 13 и 16].

Из сопоставления расчетных и опытных значений установлено, что их наилучшее согласование получается при значениях $\sigma_0 = 0,1$ и $\sigma_0 = 0,04$; при этом возможные вариации высоты выбора невелики (рис. 5) и можно принять $H_0 = 1,9h$.

Развитый здесь расчетный метод соответствует картине поражения объекта вниз направленной молнией. В связи с этим можно полагать, что параметры, определенные по опыту эксплуатации ВЛ высотой до 45 м, можно использовать и для рас-

* В расчетах использовались высоты подвески проводов и тросов на опоре, так как эксплуатационные значения Φ_n отнесены к габаритам ВЛ на опорах.

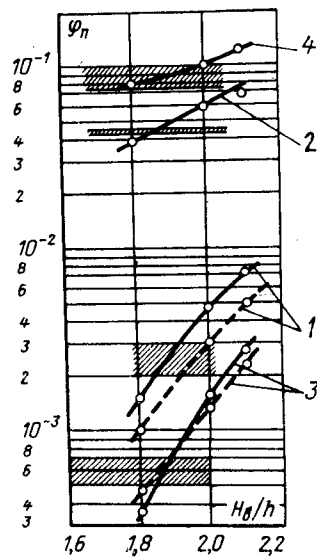


Рис. 5. К определению параметров расчета вероятности прорыва молнии на провода ВЛ. Нумерация кривых соответствует порядку расположения ВЛ в табл. 2.

— ориентировка в трос;
--- ориентировка в средний провод; заштрихованная зона — данные опыта эксплуатации [Л. 13 и 16].

четов вероятности прорыва молнии на более высокие объекты, вплоть до 200 м.

Ниже излагаются результаты расчета вероятности прорыва молнии для некоторых объектов, существенно отличающихся по высоте и конфигурации от существующих ВЛ. Как пример более высоких сооружений были рассмотрены высокие шинные переходы между ОРУ и трансформаторами Буртынской и Трипольской ГРЭС, защищенные тросами.

Рассматривались участки высоких переходов с горизонтальным расположением проводов при $h=80-90$ м (рис. 6) и с вертикальным расположением проводов при $h=160-170$ м (рис. 7). Расчеты показали, что при малых превышениях тросов над проводами ($\Delta h \leq 0,1h$) $\varphi_{\text{п}}$ практически не зависит от защитного угла α . Гораздо большую роль играет превышение Δh : его удвоение ($\Delta h \approx 0,18h$) приводит к уменьшению вероятности прорыва на 1,5—2 порядка величин при горизонтальном и, по крайней мере, на порядок при вертикальном расположении проводов. При больших превышениях более эффективным становится переход к отрицательным α . Подвеска дополнительного троса тем больше снижает вероятность прорыва, чем больше превышение (см. кривые 2 и 3 на рис. 7).

Следует заметить, что электрогеометрический метод дает значительно менее резкую зависимость вероятности прорыва от величины превышения, поскольку в этом методе не учитывается разброс траекторий.

Кроме того, предлагаемый метод был применен для расчета ныне проектируемой ВЛ сверхвысокого напряжения (1150 кВ), отличающейся при

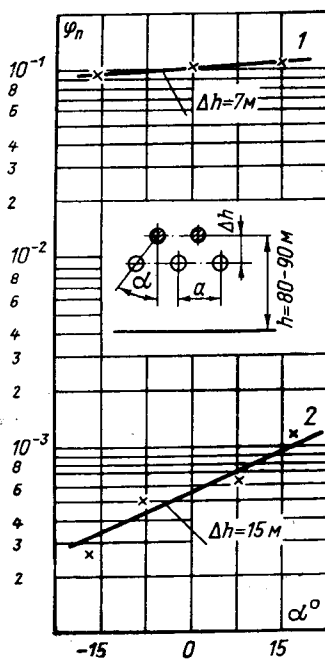
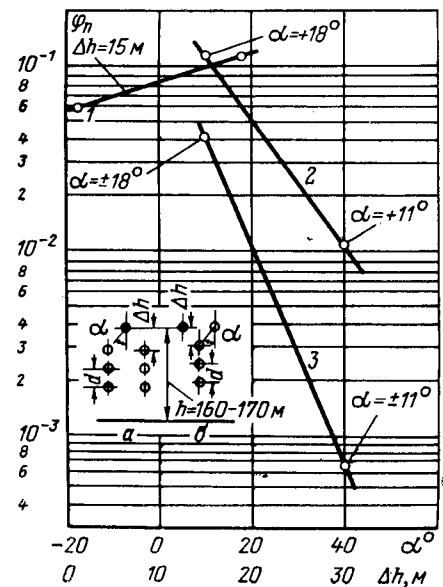


Рис. 6. Вероятность прорыва молнии на провода ВЛ при $h=80-90$ м с горизонтальным расположением проводов ($a=10-12$ м).

Рис. 7. Вероятность прорыва молнии на провода ВЛ при $h=160-170$ м с вертикальным расположением проводов ($d=15-22$ м).

Для конфигурации а кривые 1 и 2 соответственно $\varphi_{\text{п}}=f(\alpha)$ и $\varphi_{\text{п}}=f(\Delta h)$; для конфигурации б кривая 3 [$\varphi_{\text{п}}=f(\Delta h)$].



сравнительно небольшой высоте ($h \approx 40$ м) значительными междупазными расстояниями ($a \approx 25$ м) и превышениями троса над проводом ($\Delta h \approx 17$ м). Подсчитанная для этой ВЛ вероятность прорыва составила $\varphi_{\text{п}} \approx 10^{-4}$.

Известно, что в практических расчетах вероятность прорыва для относительно низких ВЛ обычно определяют по эмпирическим формулам типа:

$$\lg \varphi_{\text{п}} = \frac{\alpha \sqrt{h}}{90} - 4. \quad (8)$$

Такие формулы обобщают опыт эксплуатации ВЛ, у которых превышения и междупазные расстояния изменяются в узких пределах, и поэтому роль углов защиты α становится определяющей. Для ВЛ 1150 кВ подсчитанная по (8) вероятность прорыва составляет приблизительно $1,7 \cdot 10^{-3}$ и значительно превышает полученное выше значение $\varphi_{\text{п}}$. Это различие результатов расчета, по-видимому, связано с тем, что предлагаемый метод более полно учитывает геометрию ВЛ, позволяя, в частности, ввести в расчет превышения и расстояния между проводами.

В заключение следует остановиться на недостатках и преимуществах предлагаемого метода, а также обсудить пути его усовершенствования.

Как критерий выбора расчетных параметров использовались эксплуатационные значения вероятности прорыва. Однако опыт эксплуатации располагает только суммарными данными о грозовых отключениях ВЛ, куда входят прорывы и обратные перекрытия. Количество прорывов обычно подсчитывают, вычитая из суммарного количества отключений число обратных перекрытий, определенное расчетным путем. Таким образом, эксплуатационная вероятность прорыва оказывается зависимой от методики расчета числа обратных перекрытий, и достоверность таких данных о прорывах недостаточно высока. Поэтому было бы желательно провести наблюдения за поражениями ВЛ с помощью приборов, непосредственно фиксирующих

поражения проводов и тросов, что дает более достоверные исходные данные.

Кроме того, было бы целесообразно провести статистическую обработку фотографий поражений различных объектов, по которым можно было бы непосредственно оценить разброс траекторий молнии σ_0 , для того чтобы именно этот параметр, а не разброс пробивных градиентов, ввести в расчет.

Выше было принято, что расчетные параметры H_0 и H_v зависят только от высоты объекта. Но поскольку существуют вариации потенциала лидера молнии (и соответствующие им вариации амплитуды тока молнии) следует ожидать, что высоты ориентировки и выбора зависят от этих вариаций. Однако интервал изменения потенциала головки канала лидера (20—100 Мв) значительно меньше соответствующего интервала для токов молнии (2—200 кВ), поэтому влияние токов молнии на H_0 и H_v вряд ли может быть очень велико. Пока еще нельзя сказать, какой фактор — высота объекта или значение тока молнии оказывает более существенное влияние. Поэтому в дальнейшем предполагается оценить зависимость высот ориентировки и выбора от тока молнии.

Как указывалось выше, процесс выбора связан с развитием встречных лидеров с элементов объекта. Пока еще неясно, совокупностью каких причин предопределяется преимущественное развитие встречного лидера с одного из элементов объекта и каким образом это может быть отображено в расчетном методе. Требуется дальнейшее исследование условий появления и развития встречных лидеров.

Учет характеристик разброса делает данный расчетный метод более общим по сравнению с электрогеометрическим методом. По существу электрогеометрический метод является частным случаем решения задачи выбора одного из элементов объекта при условии, что разброс отсутствует ($\sigma_v = 0$). При этом изложенный в данной статье метод достаточно полно учитывает геометрические параметры протяженных сооружений и опыт эксплуатации

ВЛ и поэтому может быть рекомендован для оценки эффективности тросовой защиты объектов, существенно отличающихся по конфигурации и высоте от существующих ВЛ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Корсунцев А. В., Павлов Л. И. и Половой И. Ф., Характеристика разрядов молнии и грозозащита ЛЭП, сб. «Итоги науки и техники», сер. «Электротехника и энергетика», Изд. ВИНТИ, 1969.
2. Golde R., The Lightning Conductor, Journ. of Franklin Institute, 1967, v. 283, № 6.
3. Drechsler E., Blitzeinzugsgebiet und Schutzwinkel von Erdseilen im Modellversuch, Wiss. Z. Techschule, Dresden, 1954, № 3.
4. Хорват Т., Новый метод определения вероятности ударов молнии, Экспресс-информация, 1963, № 40.
5. Базелян Э. М., Зоны защиты высоких одиночных стержневых молниеводов, «Электричество», 1967, № 7.
6. Базелян Э. М., Садыхова Е. А. и Филиппова Е. Б., Применение мелкомасштабного геометрического моделирования для оценок вероятности поражения протяженных объектов, «Электричество», 1968, № 1.
7. Тиходеев Н. Н. и Тушнов А. Н., Разрядные напряжения воздушных промежутков при мерном напряжении, «Электричество», 1958, № 3.
8. Базелян Э. М. и Садыхова Е. А., Ориентировка длинной искры, «Электричество», 1970, № 10.
9. Mc. Cann C. D., The Measurement of Lightning Currents in Direct Strokes, «AIEE Transactions», v. 63, 1944.
10. Muller-Hillebrand D., On the Frequency of Lightning Flashes to High Objects, Tellus, 1960, Bd. 12.
11. Hylten-Cavallius N., Stromberg A., Field Measurements of Lightning Currents, «Elteknik», 1959, № 7.
12. Szpor S., Suchoski J., Kotlowski J., Rejestracja pradow piorunowych na wysokich obiektach w Polsce polnocnej, «Acta technica Gedanensia», 1963, № 2.
13. Майкопар А. С., Грозоупорность высоковольтных воздушных линий электропередач, «Электричество», 1964, № 1.
14. Александров Г. Н. и др., Картина электрического пробоя длинных промежутков при отрицательном напряжении, Изв. вузов, «Энергетика», 1970, № 10.
15. Александров Г. Н. и др., Особенности картины электрического пробоя весьма длинных воздушных промежутков, Доклады АН СССР, 1968, № 5, т. 183.
16. Костенко М. В., Половой И. Ф. и Розенфельд А. П., Роль прорывов молнии на провода мимо тросов для грозозащиты линий высших классов напряжения, «Электричество», 1961, № 4.

[15.11.1971]



УДК 621.3.019.3:621.314.632

Надежность мощных реверсивных тиристорных электроприводов

Канд. техн. наук А. С. ЛЕНОВИЧ, инженеры В. И. ЕЛАНЧИК,
А. Я. ДУБИНЕЦ, В. П. БУТЕНКО и С. В. КОЛЕСНИК

Коммунарск

В ряде отраслей промышленности, в том числе и в металлургической, все большее применение находит регулируемый тиристорный электропривод.

Надежность таких элементов тиристорного электропривода, как электромашины, релейно-контакторная аппаратура, радиоэлектронные детали, изучена в ряде случаев достаточно хорошо [Л. 1—6]. В то же время характеристики надежности силовых полупроводниковых вентилях — тиристор

(закон распределения времени безотказной работы, среднее время безотказной работы, интенсивность отказов, зависимость изменения относительной интенсивности отказов от нагрузки и других параметров, соотношение различных видов отказов и соответствующие им интенсивности, причины отказов и т. д.) частично не определены вообще, а в ряде случаев достоверность их определения слишком мала, что заметно сдерживает решение

проблемы надежности управляемых тиристорных преобразователей и электроприводов.

Анализ надежности системы электропривода обычно производится по показателям надежности его составных элементов. При этом точность расчета надежности зависит в основном от достоверности исходных статистических данных, полученных при эксплуатации системы, на основе которых можно сделать объективные выводы, а также наметить наиболее рациональные пути повышения надежности [Л. 7].

Условия работы главного привода клетки блюминга-слябинга являются тяжелыми и включают почти все возможные режимы работы тиристорных преобразователей. Поэтому анализ надежности первого в стране тиристорного электропривода блюминга-слябинга 1150, основанный на полуторогодовом опыте его эксплуатации, представляет несомненный интерес.

Описание рассматриваемых тиристорных преобразователей приведено в [Л. 8]. В состав привода входят два реверсивных преобразователя для питания электродвигателей — 5 000 кВт, 860 в, 6 300 а, 2,5 — кратная рабочая перегрузка.

Преобразователи выполнены по трехфазной мостовой схеме с общим питанием и непосредственным соединением выпрямительных групп, управляемых раздельно.

Рабочее напряжение тиристоров 1 000 в. В одном плече установлено последовательно по два тиристора девятого или десятого класса. Среднее значение тока через тиристор в режиме рабочей перегрузки принято равным всего около 60 а (коэффициент использования менее 0,5), что определялось устойчивостью вентилей к циклическим нагрузкам по сведениям завода-изготовителя тиристоров.

Силовая часть тиристорного преобразователя (ТП) собрана из однотипных силовых блоков с восемью тиристорами, соединенными по схеме «два плеча моста одной фазы» для обоих направлений тока. Каждое плечо защищается быстродействующим тиристорным предохранителем типа ПНБ-5. В состав секции входят также два блока усилителей импульсов (БУИ) — по две ячейки в каждом — и блок сигнализации исправности силовых блоков. Для охлаждения тиристоров на каждой секции установлен вентилятор. Три силовые секции соединены в реверсивный мост. Защита от аварийных токов, распределенных по тиристорам всей секции, осуществляется быстродействующими фидерными предохранителями, которые установлены в цепи питания каждой секции и на выходе моста.

Реверсивный преобразователь для питания двигателя содержит 18 секций, образующих шесть параллельно включенных мостов. Общее количество тиристоров данного силового преобразователя составляет 4032. Сеточная защита предназначена для локализации аварий, вызванных коротким замыканием по двум плечам моста одной фазы в инверторном режиме, либо коротким замыканием двух фаз из-за открывания какого-либо тиристора под действием высоких значений $\frac{du}{dt}$. Возникновение аварии сопровождается звуковым сигналом,

а характер аварии указывается световой сигнализацией.

В основу построения системы управления приводом положен принцип подчиненного регулирования. Система управления состоит из регулятора напряжения двигателей с подчиненным регулятором динамического тока и регулятора тока возбуждения двигателя с подчиненным регулятором напряжения возбуждения. Обмотки возбуждения питаются от двух нереверсивных тиристорных преобразователей (500 в, 600 а).

С момента первого включения ТП и до реконструкции стана преобразователь работал на два прокатных двигателя ПБК-250/145 (3 320 кВт, 700 в, 5 150 а).

В настоящее время в силовую часть ТП включены: тиристоры — 3 696 шт.; тиристорные предохранители — 924 шт.; фидерные предохранители — 55 шт.; ячейки усилителей импульсов (БУИ) — 132 шт.; предохранители БУИ — 33 шт.

За период пуско-наладочных работ до сдачи в опытно-промышленную эксплуатацию ТП проработал 566 ч.

Систематический сбор и анализ данных об основных видах отказов и неисправностей ТП были организованы с момента принятия его в опытно-промышленную эксплуатацию. Достоверность и полнота информации о времени работы ТП, отказах, неисправностях и их причинах систематически контролируются.

Количественная оценка надежности ТП определялась по следующим статистическим характеристикам [Л. 4].

Вероятность отказа (ненадежность)

$$q_i = \frac{H_i}{n_x}, \quad (1)$$

где H_i — количество накопленных отказов с начала рассматриваемой наработки; n_x — общее количество отказов в пределах рассматриваемой наработки.

Вероятность безотказной работы (надежность)

$$p_i = 1 - \frac{H_i}{n_x}. \quad (2)$$

Интенсивность отказов

$$\lambda_i = \frac{\Delta n_i}{n_x \Delta t_i}, \quad (3)$$

где Δn_i — количество отказов за наработку Δt_i .

Параметр потока отказов

$$\varphi_i = \frac{\Delta n_i}{N_0 \Delta t_i} \quad (4)$$

или

$$\varphi_i = \lambda_i \frac{n_x}{N_0}, \quad (4a)$$

где N_0 — общее количество исследуемых элементов.

Наработка на отказ

$$T_{с.р} = \frac{\tau}{n_x}, \quad (5)$$

где $\tau = \sum \Delta t_k$ — суммарная наработка за рассматриваемый период.

Коэффициент технического использования

$$K_{т.и} = \frac{\tau}{T}, \quad (6)$$

где T — календарное время, за которое была получена наработка τ .

При сборе статистической информации о работе ТП фиксировались следующие виды отказов.

1. Отказ тиристора, который мог выразиться либо в пробое, либо в снижении сопротивления обратному току. В последнем случае подлежащими замене считались тиристоры с $r_{обр} < 30 \text{ ком.}$ При уменьшении $r_{обр}$ до такого уровня срабатывала сигнализация о неисправности ТП.

2. Сгорание тиристорного предохранителя.

3. Сгорание фидерного предохранителя.

4. Сгорание предохранителя БУИ.

5. Отказ ячейки БУИ.

6. Аварийное отключение автоматов двигателей.

Статистические характеристики определялись в полном объеме для тиристорных и всех предохранителей. Для ячеек БУИ и отключений автоматов двигателей определялась наработка на отказ. Коэффициент технического использования определялся только для ТП в целом.

В результате обработки статистической информации построены гистограммы вероятностей отказа и безотказной работы, интенсивности отказов и параметров потока отказов тиристорных, фидерных предохранителей и предохранителей БУИ (рис. 1—4).

На рис. 1, а и б гистограммы построены в функции календарного времени наблюдения, а все остальные гистограммы — в функции наработки ТП. Гистограммы, построенные в функции наработки преобразователя, полнее отражают физический смысл изменения характеристик надежности ТП.

При оценке надежности ТП блюминга-слябинга необходимо учитывать два обстоятельства.

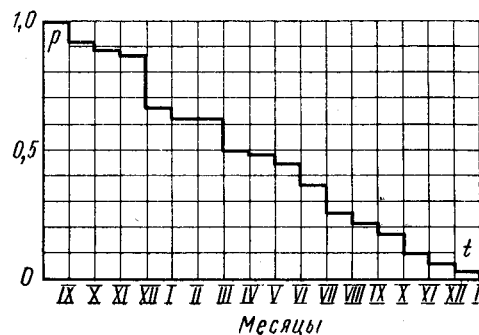
Первое. Надежность ТП в значительной степени определяется надежностью большого количества элементов в силовой части преобразователя, в системе фазоуправления (СФУ), в логическом переключающем устройстве (ЛПУ), обеспечивающем раздельную работу выпрямительных групп, и, наконец, в системе управления приводом стана.

Влияние различных элементов ТП на его работоспособность неодинаково.

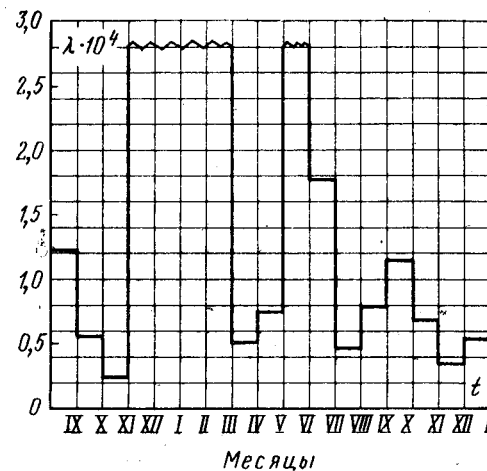
Например, отказ одного или нескольких вентиля, отказ секции силового моста, сгорание нескольких предохранителей БУИ, тиристорных или фидерного не являются отказом для ТП в целом, так как конструкция ТП позволяет произвести замену отказавших элементов силовой части без отключения ТП и остановки прокатки.

С другой стороны, сбой в ЛПУ или отказ в СФУ влекут за собой отказ ТП в целом, аварийное отключение автоматов, сгорание предохранителей, отказ тиристорных.

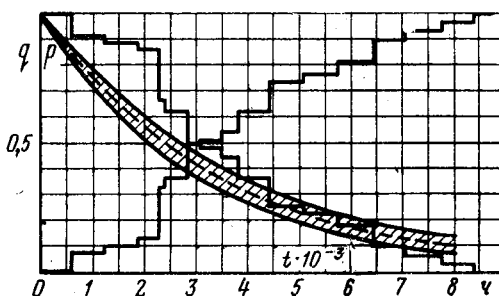
Второе. Отказ вентиля и сгорание предохранителя являются невосстанавливаемыми отказами



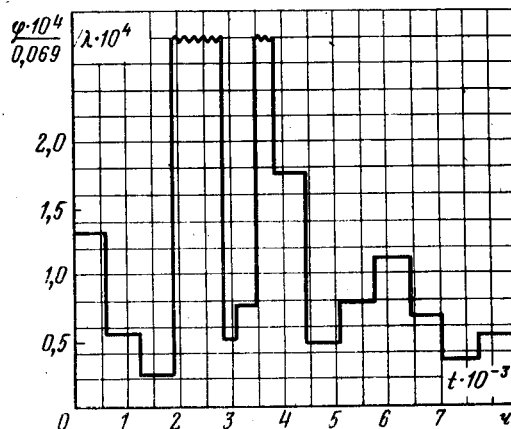
а)



б)



в)



г)

Рис. 1. Характеристики надежности тиристорных.

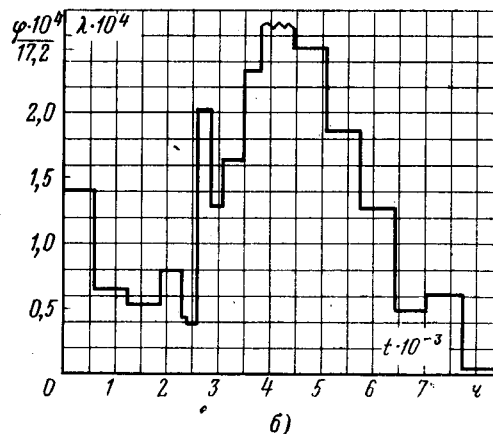
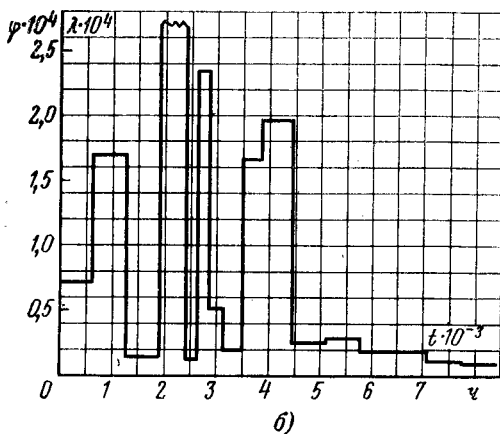
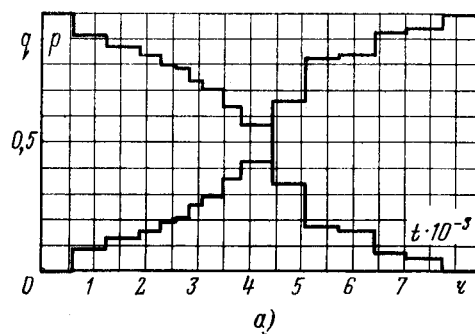
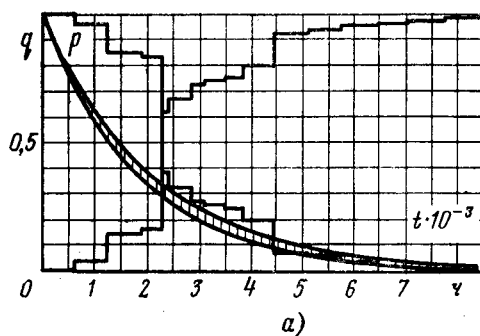


Рис. 2. Характеристики надежности тиристорных предохранителей.

Рис. 4. Характеристики надежности предохранителей БУИ.

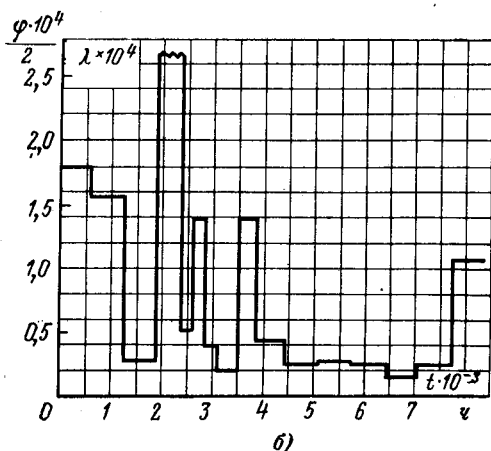
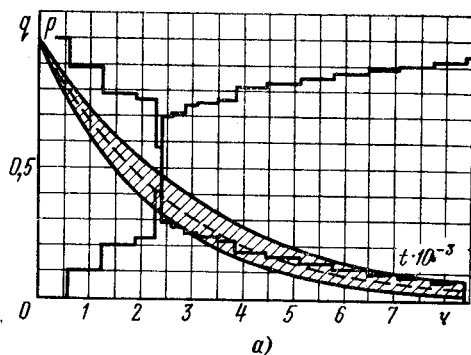


Рис. 3. Характеристики надежности фидерных предохранителей.

для самих элементов и восстанавливаемыми для ТП в целом.

Время восстановления определяется: временем, необходимым для замены блоков, содержащих отказавшие элементы новыми; временем, необходимым для замены сгоревших фидерных предохранителей; временем, необходимым для поиска и устранения неисправностей в ЛПУ или в СФУ.

Замена блоков с отказавшими элементами, замена фидерных предохранителей, поиск и устранение неисправностей в ЛПУ и в СФУ ведутся оперативным дежурным персоналом с привлечением специалистов. Замена отказавших элементов и восстановление снятых блоков ведутся ремонтным персоналом.

Анализ гистограмм показывает, что интенсивность и параметр потока отказов резко возрастают в отдельные месяцы.

Такие «всплески» характерны для периодов появления отказов в системах ЛПУ и СФУ. Эти отказы могут носить перемежающийся характер, и поиск причин отказов может быть весьма затруднен. В этом смысле наиболее характерными причинами могут быть: плохой контакт и ухудшение изоляции в системе управления преобразователя. Некоторое количество отказов в начальный период эксплуатации и при ведении наладочных работ вызвано ошибками обслуживающего персонала, например, нарушением порядка включения ТП (включение анодного напряжения до включения СФУ).

Из гистограмм видно, что если исключить периоды значительного увеличения интенсивности отказов («всплески»), вызванные внешними причинами, то на протяжении всей наработки $\lambda = (0,3-0,8)10^{-4}$.

На основании внешнего вида полученных гистограмм и теоретических соображений можно сделать предположение об экспоненциальном законе распределения времени безотказной работы тиристорных и предохранителей, при котором вероятность безотказной работы определяется выражением:

$$p(t) = e^{-\frac{t}{T}}. \quad (7)$$

На рис. 1,в, 2,а и 3,а построены вероятностные характеристики $p(t)$ при $T=3\,500$, $2\,000$ и $2\,600$ ч. В соответствии с [Л. 7] доверительные границы определяются по формулам:

нижняя граница

$$p(t) = e^{-\frac{t}{T_n}}, \quad (8)$$

верхняя граница

$$p(t) = e^{-\frac{t}{T_b}}, \quad (9)$$

где $T_n = r_3 T$, $T_b = r_1 T$.

Принимая доверительную вероятность $\alpha^* = 0,95$, при количестве отказов $n_x = 255, 924, 110$ определяем величины односторонней доверительной вероятности α и коэффициентов r_1 и r_3 [Л. 9]:

$$\alpha = \frac{\alpha^* + 1}{2} = 0,975;$$

$r_1 = 1,14; 1,06; 1,23$; $T_b = 4\,000; 2\,120; 3\,200$ ч;

$r_3 = 0,89; 0,94; 0,83$; $T_n = 3\,100; 1\,880; 2\,160$ ч.

На рис. 1,в, 2,а и 3,а нанесены верхняя и нижняя доверительные границы. Если исключить начальный период как период приработки изделий, то статистическая характеристика надежности тиристорных и предохранителей в основном лежит внутри доверительных границ.

К числу причин, которые приводят либо к одновременному открыванию двух групп преобразователя, либо к опрокидыванию инвертора, относятся:

1. Изменение параметров отпирающих импульсов, формируемых в СФУ.
2. Сгорание сопротивления в фильтре опорного напряжения СФУ.
3. Отказ транзисторного ключа блокировки отпирающих импульсов в СФУ.
4. Отказ логических элементов в цепи управления транзисторными ключами.
5. Пробой электролитических конденсаторов источников запирающего напряжения БУИ.

Перечисленные причины приводят к сгоранию фидерных и тиристорных предохранителей, к отказам вентиля и отключению автоматов двигателей.

Отключение автоматов двигателей в исследуемом приводе всегда является следствием аварии в ТП. Аварийное отключение автоматов при перегрузке прокатных двигателей практически исключено из-за высокого быстродействия токовой отсечки

и предварительной защиты в системе управления приводом стана.

Систему усиления и размножения импульсов следует признать наименее надежной в ТП. Сгорание предохранителя БУИ свидетельствует о том, что длительность отпирающих импульсов для силовых тиристорных, сформированных в ячейках БУИ, значительно больше, чем в нормальном режиме. Причина этого:

сбой в СФУ;

недостаточный запас по времени коммутации тиристорных в ячейках БУИ при повышении температуры охлаждающего воздуха;

просадки в напряжении собственных нужд, которые увеличивают время заряда коммутирующих конденсаторов БУИ, и т. п. [Л. 8]. При сгорании предохранителя БУИ из работы выводится одна секция выпрямительного моста. Замена предохранителя возможна без отключения ТП.

При авариях ТП тиристорные и фидерные предохранители не обеспечивают надежной защиты вентилей. Граничный ампер-секундный интеграл перегрузки тиристорных не всегда оказывается выше ампер-секундного интеграла отключения тиристорных предохранителей. Не всегда соблюдается селективность в срабатывании фидерных и тиристорных предохранителей, так как суммарный ампер-секундный интеграл отключения тиристорных предохранителей одной секции не всегда оказывается выше интеграла отключения фидерного предохранителя.

Следует также отметить отрицательное влияние мощного тиристорного привода блюминга на качество и надежность работы системы электроснабжения завода (снижение $\cos \phi$, возрастание потерь в сети и электродвигателях, ускоренное старение их изоляции, отказы и т. п.) из-за резкого искажения кривых напряжения сети.

Как показали предварительные исследования, проведенные И. В. Жежеленко, содержание уровня высших гармоник напряжения недопустимо превышает нормативные значения (примерно 12%). При этом велик процент аномальных гармоник.

Закключение. В настоящее время надежность основных элементов реверсивного тиристорного преобразователя не удовлетворяет предъявляемым требованиям. Для повышения надежности и эффективности ТП необходимо выполнение следующих мероприятий:

1. Совершенствовать конструкции и характеристики тиристорных.
2. Разработать и наладить выпуск тиристорных и фидерных предохранителей с характеристиками, обеспечивающими надежную защиту тиристорных и селективность их работы.
3. Оценить влияние колебаний напряжения собственных нужд на работу преобразователя и принять меры по защите от сбоев СФУ при просадке напряжения.
4. Усовершенствовать систему усиления и размножения отпирающих импульсов, которая в настоящее время построена по схеме с искусственной коммутацией.
5. При проектировании и внедрении мощных тиристорных преобразователей предусматривать

ряд специальных мер (установка фильтров, многофазные схемы выпрямления, минимальная асимметрия управляющих импульсов и т. п.) для снижения уровня гармоник.

6. Обеспечивать ТП научно обоснованным запасом блочного оборудования и предусматривать систематический профилактический осмотр и проверку параметров элементов блоков с целью обнаружения неисправных и предупреждения отказов ТП.

7. Учитывая уникальный характер рассматриваемого преобразователя и его значение в развитии мощных тиристорных электроприводов, необходимо проведение дальнейших исследований технико-экономических показателей работы тиристорного привода блюминга-слябинга и организация систематического сбора и анализа достоверных статистических данных о его надежности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тищенко Н. А., Проблемы надежности электрооборудования, изд-во «Наука», 1967.

2. Тищенко Н. А., Рипс Я. И. и Павленко, Надежность систем электропривода, «Информстандартэлектро», 1966.

3. Рипс Я. А. и Савельев Б. А., Расчет и анализ надежности систем электропривода на стадии проектирования, «Информстандартэлектро», 1967.

4. Сотсков Б. С., Основы теории расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники, изд-во «Высшая школа», 1970.

5. Лепович А. С., Определение количественных характеристик надежности и закон распределения времени безотказной работы некоторых типов электрических машин, «Электротехника», 1965, № 6.

6. Лепович А. С., Надежность управляемых ртутных выпрямителей ионных электроприводов прокатных станов, «Электротехника», 1966, № 9.

7. Ртищев А. Г., Сбор, обработка и анализ информации о надежности, изд-во Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1970.

8. Борушко В. С., Найденов В. П. и Забровский Р. О., Тиристорные преобразователи для электропривода клети блюминга 1150, «Электротехника», 1969, № 1.

9. Шор Я. Б. и Кузьмин Ф. И., Таблицы для анализа контроля надежности, изд-во «Советское радио», 1968.

[14.4.1971]



УДК 62—83:622.242

Динамические характеристики электромашинных регуляторов подачи долота буровых установок с тиристорными преобразователями

Доктор техн. наук М. М. СОКОЛОВ и канд. техн. наук В. Х. ИСАЧЕНКО

Москва

Регулятор подачи долота поддерживает в процессе бурения скважины заданное значение одного из параметров процесса. Ниже будет рассматриваться наиболее широкий класс регуляторов, поддерживающих постоянно осевой нагрузки на долото, измеряемой наземным датчиком веса.

Упрощенная блок-схема электромашинного регулятора подачи долота (РПД) приведена на рис. 1. В регуляторах подачи долота, серийно выпускаемых промышленностью, электропривод выполнен по системе Г—Д. Однако в регуляторах перспективно применение электропривода по системе «тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока». Тиристорный электропривод обеспечивает ряд преимуществ: уменьшение количества вращающихся электрических машин; отсутствие асинхронного двигателя привода мотор-генератора, что позволяет включать регулятор без больших пусковых токов, вызывающих затруднения при источнике ограниченной мощности на дизельной буровой; уменьшение общего веса и габаритов; повышение к. п. д.; уменьшение эксплуатационных расходов [Л. 1 и 2].

Тиристорный преобразователь (ТП) регулятора может быть выполнен по реверсивной и нереверсивной схемам. Возможность применения нереверсивного ТП определяется тем, что на буровых установках грузоподъемностью 125 т и более мо-

мент нагрузки на валу двигателя РПД в широком диапазоне изменения веса колонны является активным. Наименьшую стоимость, наибольшую надежность и простоту имеет привод с нереверсивным ТП. Однако динамические показатели его будут хуже, чем у привода с реверсивным ТП. Определить целесообразность применения в регуляторе той или иной схемы тиристорного преобразователя можно лишь на основе анализа и сопоставления переходных процессов регуляторов с реверсивным и нереверсивным ТП. Для решения этой задачи необходимо предварительно рассмотреть динамические характеристики объекта регулирования, т. е. колонны бурильных труб, и электропривода регулятора.

Колонну бурильных труб с учетом ряда допущений считают однородным упругим стержнем с распределенными массой, жесткостью и эквивалентным вязким трением. Смещение сечений стержня во времени и вдоль стержня описывается дифференциальным уравнением в частных производных гиперболического типа, так называемым «телеграфным» уравнением:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + 2a \frac{\partial u}{\partial t} &= c^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}; \\ a &= \frac{h}{2m_k}; \quad c = \sqrt{\frac{Es}{m_k}} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



Рис. 1. Блок-схема электромашиного регулятора подачи долота.

1 — колонна буровых труб; 2 — забойный двигатель; 3 — долото; 4 — талевый блок; 5 — барабан лебедки; 6 — редуктор; 7 — двигатель регулятора; 8 — силовой преобразователь; 9 — управляющее устройство; 10 — датчик веса; 11 — неподвижный конец талевого каната. Q — вес груза на крюке; u_0 и v_0 — перемещение и скорость перемещения верхнего конца колонны; P_1 — осевая нагрузка на долото; u_1 и v_1 — перемещение и скорость перемещения нижнего конца колонны.

где x — координата определенного сечения стержня; u — смещение сечения стержня относительно положения равновесия; c — скорость распространения смещения вдоль стержня; E — модуль упругости; s — сечение стержня; Es — коэффициент упругости стержня на единицу длины; m_h — линейная масса стержня, т. е. масса единицы длины; a — коэффициент затухания; h — коэффициент демпфирования на единицу длины стержня.

Скорость перемещения сечения стержня v и приращение усилия в стержне P определяются выражениями:

$$v = \frac{du}{dt}; \quad P = -Es \frac{du}{dx}.$$

В случае применения наземного РПД входным воздействием для колонны буровых труб является скорость перемещения верхнего конца колонны $v_0(t)$, которую будем считать положительной при подаче колонны. Приращение усилия в нижнем сечении колонны P_e представляет собой осевую нагрузку на долото, а приращение усилия в нижнем сечении колонны P_l представляет собой величину, измеряемую наземным датчиком веса.

Граничное условие для верхнего конца колонны ($x=0$)

$$v(0, t) = \left. \frac{du}{dt} \right|_{x=0} = v_0(t). \quad (2)$$

Граничное условие для нижнего конца колонны ($x=l$)

$$\begin{aligned} P(l, t) &= -Es \left. \frac{du}{dx} \right|_{x=l} = \\ &= P_l(t) = z \left. \frac{du}{dt} \right|_{x=l} = zv_l(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где l — длина колонны; v_l — скорость перемещения нижнего сечения колонны; z — параметр, определяющий взаимодействие долота с породой.

Используя операторный метод решения уравнения (1), можно определить при нулевых началь-

ных условиях и граничных условиях (2) и (3) передаточные функции колонны $W_{k1}(s)$ и $W_{k2}(s)$ и соответствующие им частотные характеристики $W_{k1}(j\omega)$ и $W_{k2}(j\omega)$:

$$W_{k1}(s) = \frac{P_0(s)}{v_0(s)}; \quad W_{k1}(j\omega) = \rho \frac{\frac{z}{\rho} + \text{th } \nu l}{\frac{z}{\rho} \text{th } \nu l + 1}; \quad (4)$$

$$W_{k2}(s) = \frac{P_l(s)}{v_0(s)}; \quad W_{k2}(j\omega) = \rho \frac{\frac{z}{\rho}}{\frac{z}{\rho} \text{sh } \nu l + \text{ch } \nu l}, \quad (5)$$

где ρ — волновое сопротивление колонны (комплексная величина); ν — коэффициент распространения (комплексная величина). При $z=\infty$, что соответствует абсолютно твердому забою:

$$W_{k1\infty}(j\omega) = \rho \frac{1}{\text{th } \nu l}; \quad (6)$$

$$W_{k2\infty}(j\omega) = \rho \frac{1}{\text{sh } \nu l}. \quad (7)$$

Частотная характеристика колонны определяется типом труб, длиной колонны, коэффициентом затухания и граничными условиями на забое.

Существует методика расчета переходных процессов в системах с распределенными параметрами на основе дискретного преобразования Лапласа [Л. 3]. Однако расчет переходных процессов можно провести, используя частотные характеристики колонны, представленные выражениями (4) и (5), на основе анализа которых было показано, что в указанном далее диапазоне изменения коэффициента затухания и длины колонны частотные характеристики колонны при бесконечно твердом забое ($z=\infty$) аппроксимируются следующими выражениями:

$$W_{k1\infty}(j\omega) \approx \rho_0 \frac{1 + j\omega T_0}{j\omega T_0}; \quad (8)$$

$$W_{k2\infty}(j\omega) \approx \begin{cases} \rho_0 \frac{1 + j\omega T_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)}{j\omega T_0} e^{-j\omega T_0} & \text{при } (aT_0) \leq 3; \\ \rho_0 \frac{e^{-j\omega T_0}}{j\omega T_0 \left[1 + j\omega T_0 \left(\frac{aT_0}{3} - 1\right)\right]} & \text{при } (aT_0) \geq 3, \end{cases} \quad (9)$$

где $\rho_0 = \sqrt{m_k Es}$ — волновое сопротивление колонны при отсутствии затухания; $T_0 = \frac{l}{c}$ — время пробега упругой волны вдоль колонны.

Выражение (8) удовлетворительно аппроксимирует частотную характеристику колонны при $(aT_0) = 1,3-1,7$, а выражение (9) — при $(aT_0) > 1,3$. Следовательно, при указанных значениях коэффициента затухания и длине колонны для анализа переходных процессов регулятора подачи долота можно использовать выражения (8) и (9) и соот-

ветствующие им передаточные функции колонны. При этом учитывается распределенность параметров колонны бурильных труб.

Значение коэффициента затухания определяется экспериментально. По данным ВНИИНефтемаш для анализа переходных процессов регулятора можно принять среднее значение коэффициента затухания, примерно равное 2,5 1/сек.

Если забой не является абсолютно твердым (z — конечное), то в общем случае необходимо использовать частотные характеристики (4) и (5). На основе анализа (4) и (5) было показано, что при выполнении условий

$$\frac{z}{\rho_0} \gg 10, (aT_0) > 0,5 \div 1,0, \quad (10)$$

частотную характеристику колонны при конечном z можно приближенно представить в виде:

$$W_K(j\omega) \approx \frac{j\omega T_0 \frac{z}{\rho_0}}{1 + j\omega T_0 \frac{z}{\rho_0}} W_{K\infty}(j\omega) = \frac{j\omega z \frac{l}{ES}}{1 + j\omega z \frac{l}{ES}} W_{K\infty}(j\omega). \quad (11)$$

Ввиду того, что скорости бурения невелики, условие (10) практически всегда выполняется в процессе эксплуатационного бурения. Так, если даже $z = 0,5 \text{ т} \cdot \text{ч/м}$, то при $\rho_0 = 18 \cdot 10^4 \text{ нсек/м}$ (таблица) получаем $\frac{z}{\rho_0} = 100$. Частотные характеристики $W_K(j\omega)$ и $W_{K\infty}(j\omega)$ при таких условиях отличаются только в низкочастотной части (для рассмотренного примера при $\omega < 0,017 \text{ рад/сек}$). Переходные процессы регулятора подачи долота при конечном и бесконечном значениях z при выполнении условий (10) будут отличаться практически только установившимся значением скорости. Поэтому анализ переходных процессов можно проводить для случая бесконечно твердого забоя.

При анализе динамики регулятора подачи долота возникает задача исследования реакции регулятора на управляющее воздействие и на возмущения, вызванные изменением буримости породы, т. е. изменением параметра z . Поскольку статическая и ожидаемая динамическая ошибки регулятора малы (около 0,5 т), то при изменении буримости породы и неизменной уставке регулятора осевая нагрузка на долото P_l изменяется незначительно. Тогда скорость v_l будет обратно пропорциональна параметру z (3), и можно считать, что буримость породы при неизменной уставке определяет не параметр z , а скорость перемещения нижнего конца колонны v_l . Примем в качестве возмущающего воздействия изменение v_l . Граничное условие для нижнего конца колонны изменится по сравнению с (3):

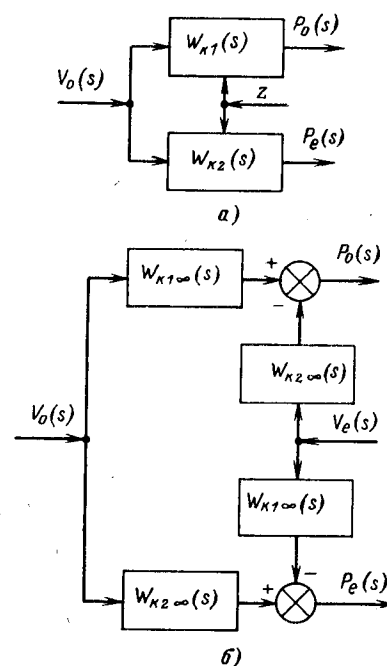
$$v(l, t) = \left. \frac{\partial u}{\partial t} \right|_{x=l} = v_l(t). \quad (12)$$

Аналогично решая (1) при нулевых начальных условиях и с граничными условиями (2) и (12), получаем:

$$P_0(s) = W_{K1\infty}(s) v_0(s) - W_{K2\infty}(s) v_l(s); \quad (13)$$

$$P_l(s) = W_{K2\infty}(s) v_0(s) - W_{K1\infty}(s) v_l(s). \quad (14)$$

Рис. 2. Структурная схема объекта регулирования колонны бурильных труб.



В соответствии с выражениями (4), (5) и (13), (14) получим две структурные схемы колонны. Схема на рис. 2,а используется при анализе динамики САР при управляющем воздействии — изменении уставки нагрузки на долото, а схема на рис. 2,б используется при анализе динамики САР при возмущающем воздействии — изменении скорости бурения v_l .

При анализе переходных процессов необходимо знать значение статического момента нагрузки на валу двигателя регулятора, определяемого весом колонны бурильных труб. Определенная на основании экспериментов, проведенных на буровой установке «Уралмаш-125БЭ» грузоподъемностью 125 т, зависимость электромагнитного статического момента на валу двигателя $M_{эм}$ от полезного момента $M_{пол}$ приведена на рис. 3. Полезный момент

$$M_{пол} = \frac{Q}{k_m}, \quad (15)$$

где k_m — коэффициент механической передачи, связывающей верхний конец бурильной колонны с двигателем регулятора ($k_m = 4260 \text{ 1/м}$); Q — вес груза на крюке, включая вес колонны бурильных труб, вертлюга и талевого блока, без учета уменьшения веса колонны за счет наличия в скважине промывочной жидкости.

Сопоставление переходных процессов регуляторов с реверсивным и неревверсивным ТП должно быть проведено для различных бурильных колонн, отличающихся длиной и типом бурильных труб. Основные параметры рассматриваемых бурильных колонн представлены в таблице, в которую включены типы бурильных труб, распространенные при бурении установками грузоподъемностью 125 т. Длина колонны варьируется от 1000 м до 3000 м. При расчете веса колонны принимались типовые компоновки низа бурильной колонны. Так, например, для первого типа колонны принималась сле-

Параметры колонны	Тип бурильной колонны				
	1	2	3	4	5
Материал труб	Сталь	Сталь	Сталь	Сталь	Легкосплавные бурильные трубы (ЛБТ)
Расчетный диаметр, мм	140	140	127	114	127
Длина колонны, м	3 000	1 000	1 500	3 000	3 000
ρ_0 , нсек/м	$18,0 \cdot 10^4$	$18,0 \cdot 10^4$	$15,6 \cdot 10^4$	$14,0 \cdot 10^4$	$5,9 \cdot 10^4$
T_0 , сек	0,585	0,195	0,292	0,585	0,600
aT_0	1,46	0,49	0,73	1,46	1,50
Q , т	113	42	59	86	50
$M_{пол}$, нм	265	100	139	202	117
$M_{эм}$ (подъем), нм	370	122	180	270	145
$M_{эм}$ (спуск), нм	155	50	75	115	60

дующая компоновка колонны: турбобур, 50 м утяжеленных бурильных труб диаметром 178 мм, 3 000 м стальных бурильных труб диаметром 140 мм. Среднее значение нагрузки на долото принималось равным 10 т. Значение $M_{пол}$ рассчитывалось по (15), а моменты на валу двигателя при подъеме колонны $M_{эм}$ (подъем) и при спуске $M_{эм}$ (спуск) определялись из графика на рис. 3.

Поскольку для первого, четвертого и пятого типов колонн значение (aT_0) близко к 1,5, частотные характеристики колонны для этих вариантов при $z = \infty$ достаточно точно описываются выражениями (8) и (9). Примем также выражения (8), (9) и для описания частотных характеристик второго и третьего типов, так как различие частотных характеристик при $aT_0 = 0,5$ невелико, и ниже будет показано на частном примере, что это различие несущественно для характера переходного процесса.

Переходя от (8) и (9) для частотных характеристик к передаточным функциям колонны, получим для рассмотренных типов колонн:

$$W_{k1\infty}(s) = \rho_0 \frac{1 + sT_0}{sT_0};$$

$$W_{k2\infty}(s) = \begin{cases} \rho_0 \frac{1 + sT_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)}{sT_0} e^{-sT_0} & \text{при } (aT_0) \leq 3; \\ \rho_0 \frac{e^{-sT_0}}{sT_0 \left[1 + sT_0 \left(\frac{aT_0}{3} - 1\right)\right]} & \text{при } (aT_0) \geq 3. \end{cases}$$

В этих выражениях, так же как и в частотных характеристиках (8) и (9), приближенно учитывается распределенность параметров колонны бурильных труб.

Можно показать, что при длине колонны бурильных труб, превышающей 1 000 м, талевая система практически не влияет на переходные процессы регулятора подачи долота, поэтому влияние талевой системы не учитывается.

Электропривод регулятора включает датчик веса, усилитель, систему управления, тиристорный преобразователь, двигатель, редуктор. Статический коэффициент усиления электропривода $k_{пр}$ опреде-

ляется заданным значением статической ошибки при изменении буримости породы. Статическая ошибка

$$\Delta P = \frac{P_{уст}}{1 + k_{пр}k_{к1}},$$

где $P_{уст}$ — величина уставки нагрузки на долото; $k_{к1} = z$ — статический коэффициент усиления колонны, имеющей передаточную функцию $W_{к1}(s)$.

Для регулятора подачи долота можно принять $\Delta P = 0,5$ м,

$$z_{min} = 1 \frac{м \cdot ч}{м}; \quad P_{уст max} = 30 \text{ м}.$$

Тогда

$$k_{пр} = \frac{1}{z_{min}} \left(\frac{P_{уст max}}{\Delta P} - 1 \right) = 60 \frac{м}{ч \cdot м} = 1,7 \cdot 10^6 \frac{м}{н \cdot сек}.$$

Для последующего расчета принимаем, что регуляторы с реверсивным и нереверсивным ТП отличаются только силовой схемой тиристорного преобразователя, а датчик веса, усилитель, двигатель, редуктор у них одинаковы и такие же, как у опытного образца РПД с нереверсивным ТП (1). Двигатель регулятора: П92, 1 000 об/мин, 42 квт, 220 в. Электропривод регулятора охвачен обратной связью по скорости вращения двигателя и включает систему токоограничения с отсечкой. Он представляет собой звено второго порядка. Однако, поскольку переходный процесс электропривода при управляющем воздействии близок к аperiodическому, допустимо с целью значительного упрощения

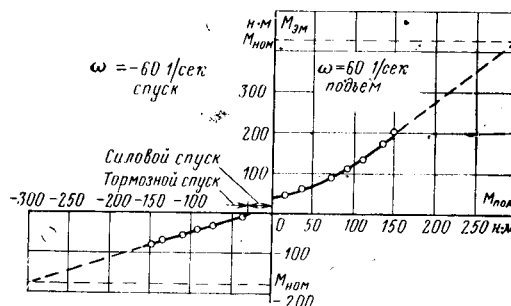


Рис. 3. Зависимость статического момента нагрузки $M_{эм}$ на валу двигателя регулятора подачи долота от полезного момента $M_{пол}$. Буровая установка «Уралмаш-125БЭ».

дальнейших расчетов представить электропривод аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_{np}(s) \approx \frac{k_{np}}{1 + sT_{np}},$$

где $k_{np} = 1,7 \cdot 10^{-6}$ м/н·сек; $T_{np} = 0,23$ сек.

Указанное упрощение допустимо потому, что переходные процессы электропривода несущественно влияют на переходные процессы регулятора в целом, что будет показано ниже.

При анализе переходных процессов регулятора подачи долота необходимо учитывать ограничения в электроприводе по скорости и току, причем допустимо принять их идеальными. Максимальное значение скорости v_{0max} соответствует номинальной скорости вращения двигателя (1000 об/мин), т. е.

$$v_{0max} = 90 \text{ м/ч} = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек.}$$

Для реверсивного ТП примем несимметричную схему, в которой максимальный ток основной группы клапанов в полтора раза больше номинального тока двигателя, а максимальный ток дополнительной группы в 2 раза меньше, чем у основной. Область допустимых моментов двигателя ограничена с одной стороны значением $M_{эм1}$, а с другой — $M_{эм2}$.

Для привода с реверсивным ТП $M_{эм1} = 626$ нм; $M_{эм2} = 313$ нм.

Для привода с нереверсивным ТП $M_{эм1} = 626$ нм; $M_{эм2} = 0$.

Пример. Расчет переходных процессов регулятора по управляющему воздействию ($P_{уст}$) с учетом ограничений по моменту и скорости двигателя. Соответствующая структурная схема представлена на рис. 4, а. Забой принимается абсолютно твердым ($z = \infty$), что соответствует максимальному статическому коэффициенту усиления колонны, а значение изменения уставки нагрузки равным 5 т.

Рассмотрим переходный процесс регулятора с реверсивным тиристорным преобразователем при увеличении нагрузки на долото. Параметры колонны буровых труб даны в таблице, тип колонны — второй.

Начальные условия нулевые,

$$P_{уст}(s) = \frac{P_{уст}}{s}; \quad P_{уст} = 5 \cdot 10^4 \text{ н.}$$

1-й участок. Момент двигателя постоянен и равен $M_{эм2}$. Динамический момент на валу двигателя

$$\Delta M = M_{эм2} + M_{эм}(\text{снук}) = 353 \text{ нм}; \quad \Delta M(s) = \frac{\Delta M}{s};$$

$$v_0(s) = \frac{1}{J_{дв} k_M} \frac{\Delta M}{s^2}; \quad v_0(t) = \frac{\Delta M}{J_{дв} k_M} t,$$

где $J_{дв}$ — момент инерции, приведенный к валу двигателя регулятора. $J_{дв} = 1,9 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;

$$P_0(s) = \frac{p_0}{T_0} \frac{1 + sT_0}{s} v_0(s) = \frac{p_0 \Delta M}{k_M J_{дв} T_0} \frac{1 + sT_0}{s^3};$$

$$P_0(t) = \frac{p_0 \Delta M}{k_M J_{дв} T_0} \left(\frac{t^2}{2} + T_0 t \right);$$

$$v_0(t) = 4,49 \cdot 10^{-2} t;$$

$$P_0(t) = 4,14 \cdot 10^4 (0,5t^2 + 0,195t).$$

Конец первого участка ($t = t_1$) соответствует разгону двигателя до максимальной скорости v_{0max}

$$t_1 = v_{0max} \frac{J_{дв} k_M}{\Delta M} = 0,557 \text{ сек}; \quad P_0(t_1) = 1,09 \cdot 10^4 \text{ н.}$$

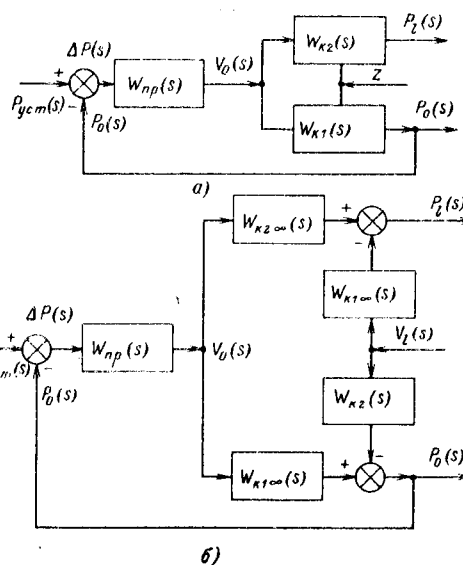


Рис. 4. Структурные схемы регулятора подачи долота для анализа переходных процессов: при управляющем воздействии $P_{уст}(s)$ и при возмущающем воздействии $v_l(s)$.

2-й участок. Скорость вращения двигателя постоянна $v_0(0) = v_{0max} = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек};$

$$P_0(0) = P_0(t_1) = 1,09 \cdot 10^4 \text{ н.}, \quad v_0(s) = \frac{v_{0max}}{s}.$$

Отсчет времени ведется с нуля.

$$P_0(s) = \frac{P_0(0)}{s} + \frac{p_0}{T_0} v_{0max} \frac{1}{s^2};$$

$$P_0(t) = P_0(0) + \frac{p_0}{T_0} v_{0max} t = 1,09 \cdot 10^4 + 2,31 \cdot 10^4 t.$$

Окончание второго участка соответствует моменту, когда прекращается ограничение по скорости. Это произойдет при

$$\Delta P(t_2) = \frac{v_{0max}}{k_{np}}; \quad \Delta P(t_2) = P_{уст} - P_0(t_2);$$

$$t_2 = \frac{T_0}{p_0 v_{0max}} \left[P_{уст} - P_0(0) - \frac{v_{0max}}{k_{np}} \right] = 1,06 \text{ сек};$$

$$P_0(t_2) = 3,53 \cdot 10^4 \text{ н.}$$

3-й участок. Электропривод регулятора работает в линейной части характеристик. Начальные условия: $P_0(0) = 3,53 \cdot 10^4 \text{ н.}; \dot{P}_0(0) = 2,31 \cdot 10^4 \text{ н/сек}; v_0(0) = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек.}$

$$P_0(s) = \frac{W_{np}(s) W_{k1}(s)}{1 + W_{np}(s) W_{k1}(s)} P_{уст}(s) = \frac{1 + sT_0}{1 + sT_1 + s^2 T_2} P_{уст}(s), \quad (16)$$

где

$$T_1 = \frac{T_0(1 + k_{np} p_0)}{k_{np} p_0}; \quad T_2 = \frac{T_0 T_{np}}{k_{np} p_0}.$$

Корни характеристического уравнения действительны при

$$T_1^2 > 4T_2^2 \text{ или } \frac{T_0(1 + k_{np} p_0)^2}{4k_{np} p_0 T_1} > 1. \quad (17)$$

Поскольку условие (17) выполняется для всех рассматриваемых в таблице буровых колонн, выражение (16) можно представить в виде:

$$P_0(s) = \frac{1 + sT_0}{(1 + sT_3)(1 + sT_4)} P_{уст}(s),$$

где T_3 и T_4 — величины, обратные корням характеристического уравнения.

С учетом начальных условий

$$P_0(s) = P_{уст} \frac{1 + sA + s^2B}{s(1 + sT_3)(1 + sT_4)}, \quad (18)$$

где

$$A = \frac{T_1 P_0(0) + T_2^2 \dot{P}_0(0)}{P_{уст}}; \quad B = \frac{T_2^2 P_0(0)}{P_{уст}}.$$

После преобразований (18) получим:

$$P_0(s) = P_{уст} \left[\frac{1}{s} + \frac{D}{1 + sT_3} + \frac{G}{1 + sT_4} \right],$$

где

$$G = \frac{B + T_4^2 + AT_4}{T_3 - T_4}; \quad D = A - T_3 - T_4 - G,$$

$$T_3 = 0,576 \text{ сек}; \quad T_4 = 0,256 \text{ сек};$$

$$D = -0,183; \quad G = 0,0063.$$

Необходимо проверить, не достигает ли момент двигателя на третьем участке порога ограничения. Для этого предварительно определим скорость $v_0(t)$, а затем и динамический момент $\Delta M(t)$:

$$\begin{aligned} v_0(s) &= v_0(0) \frac{T_1 + sT_2^2}{1 + sT_1 + s^2T_2^2}; \\ v_0(t) &= \frac{v_0(0)}{T_3 - T_4} \left(T_3 e^{-\frac{t}{T_3}} - T_4 e^{-\frac{t}{T_4}} \right); \\ \Delta M(t) &= J_{дв} k_M \frac{dv_0(t)}{dt} = \\ &= \frac{J_{дв} k_M v_0(0)}{T_3 - T_4} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_4}} \right). \end{aligned} \quad (19)$$

Величина $|\Delta M|$ достигает максимума при $t = t_{3\max}$

$$t_{3\max} = \frac{T_3 T_4 (\ln T_3 - \ln T_4)}{T_3 - T_4}.$$

Подставляя $t_{3\max}$ в (19), получим $\Delta M_{3\max}$:

$$t_{3\max} = 0,374 \text{ сек}; \quad |\Delta M_{3\max}| = 183 \text{ нм},$$

$$|\Delta M_{3\max}| < M_{эм1} - M_{эм(\text{спуск})} = 576 \text{ нм}.$$

Электропривод регулятора работает в линейной части характеристик.

Аналогичным образом были рассчитаны переходные процессы регулятора с реверсивным и нереверсивным ТП и с бурильными колоннами, рассмотренными в таблице, при увеличении и уменьшении нагрузки на долото.

В одном из вариантов (уменьшение нагрузки на долото, нереверсивный ТП, колонна второго типа (таблица)) оказалось, что на третьем участке момент двигателя достигает порога ограничения, так как

$$\Delta M_{3\max} = 183 \text{ нм} > M_{эм(\text{подъем})} = 122 \text{ нм}.$$

На этом участке

$$P_0(t) = 5 \cdot 10^4 \left(1 - 0,318 e^{-\frac{t}{0,576}} + 0,024 e^{-\frac{t}{0,256}} \right).$$

В этом случае третий участок заканчивается в момент $t = t_3$.

$$\Delta M(t_3) = M_{эм(\text{подъем})} = 122 \text{ нм};$$

$$\begin{aligned} \Delta M(t) &= \frac{J_{дв} k_M v_0(0)}{T_3 - T_4} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_4}} \right) = \\ &= 632 \left(e^{-\frac{t}{0,256}} - e^{-\frac{t}{0,576}} \right). \end{aligned} \quad (20)$$

Графическим способом решаем уравнение (20) и находим: $t_3 = 0,13 \text{ сек}$; $v_0(t_3) = -2,35 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек}$;

$$P_0(t_3) = -3,80 \cdot 10^4 \text{ н}.$$

Четвертый участок. Динамический момент ΔM постоянен и равен 122 нм. Начальные условия:

$$v_0(0) = -2,35 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек}; \quad P_0(0) = -3,80 \cdot 10^4 \text{ н};$$

$$\dot{P}_0(0) = -1,96 \cdot 10^4 \text{ н/сек};$$

$$\Delta M(0) = M_{эм(\text{подъем})} = 122 \text{ нм}; \quad \Delta M(s) = \frac{\Delta M(0)}{s};$$

$$P_0(t) = -(3,80 \cdot 10^4 + 1,96 \cdot 10^4 t - 1,39 \cdot 10^4 t^2);$$

$$v_0(t) = v_0(0) + \frac{\Delta M(0)}{J_{дв} k_M} t = -2,35 \cdot 10^{-2} + 1,5 \cdot 10^{-2} t.$$

Для определения момента окончания четвертого участка необходимо определить характер изменения динамического момента на следующем, пятом участке.

Пятый участок.

$$\begin{aligned} \Delta M(t) &= \frac{v_0(0) J_{дв} k_M}{T_3 - T_4} \left(e^{-\frac{t}{T_3}} - e^{-\frac{t}{T_4}} \right) + \\ &+ \frac{\dot{v}_0(0) J_{дв} k_M}{T_3 - T_4} \left(T_3 e^{-\frac{t}{T_3}} - T_4 e^{-\frac{t}{T_4}} \right). \end{aligned}$$

Начало пятого участка определяется условием:

$$\left. \frac{d(\Delta M)}{dt} \right|_{t=0} = 0.$$

Отсюда находим $v_0(0) = -(T_3 + T_4) \dot{v}_0(0) = -1,25 \cdot 10^{-2} \text{ м/сек}$.

Четвертый участок заканчивается при $t_4 = 0,73 \text{ сек}$; $P_0(t_4) = -4,48 \cdot 10^4 \text{ н}$.

На пятом участке

$$P_0(t) = 5 \cdot 10^4 \left(1 - 0,148 e^{-\frac{t}{0,576}} + 0,044 e^{-\frac{t}{0,256}} \right).$$

Переходные процессы построены на рис. 5. Экспериментальная проверка правильности методики расчета была проведена во время промысленных испытаний опытного образца регулятора с реверсивным тиристорным преобразователем и колонной третьего типа (таблица). Величина изменения уставки нагрузки на долото 2 т. Совпадение расчетных (кривая 6 рис. 5) и экспериментальных (кривая 7 рис. 5) данных вполне удовлетворительное.

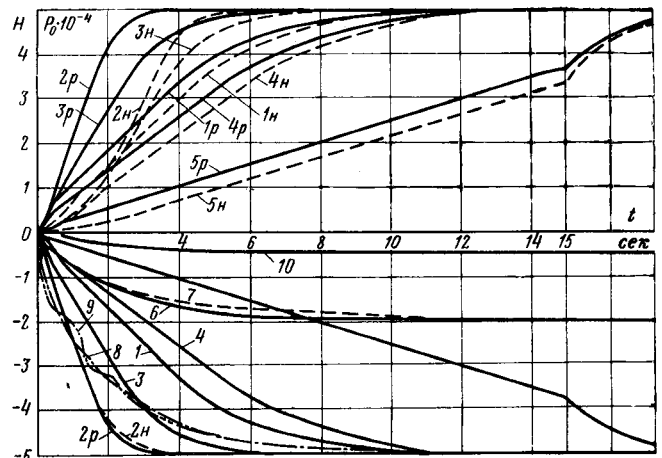


Рис. 5. Переходные процессы регуляторов подачи долота при управляющем воздействии (1-9) и при возмущающем воздействии (10).

1 — РПД с бурильной колонной 1-го типа; 2 — то же с колонной 2-го типа; 3 — то же с колонной 3-го типа; 4 — то же с колонной 4-го типа; 5 — то же с колонной 5-го типа; индекс «р» — РПД с реверсивным преобразователем; индекс «н» — РПД с нереверсивным преобразователем; 6 — РПД с колонной 3-го типа; 7 — экспериментально полученный переходный процесс РПД с колонной 3-го типа; 8 — РПД с колонной 1-го типа без учета нелинейностей электропривода; 9 — РПД с колонной 1-го типа без учета нелинейностей и без упрощения частотной характеристики колонны; 10 — переходный процесс РПД с колонной 1-го типа при возмущающем воздействии (v_p).

Различие в переходных процессах регуляторов подачи долота с реверсивным и нереверсивным тиристорными преобразователями наиболее сильно проявляется при минимальной длине колонны (кривые 2р и 2н на рис. 5). Однако увеличение времени переходного процесса РПД с нереверсивным ТП и колонной длиной 1 000 м можно считать допустимым, так как время переходного процесса при этом (кривая 2н) такое же, как у РПД с реверсивным ТП и колонной 1 500 м (кривая 3р).

С увеличением длины колонны относительное увеличение времени переходного процесса за счет применения нереверсивного ТП уменьшается. Так для РПД с колонной длиной 1 000 м оно составляет 74 %, с колонной длиной 1 500 м — 27 %, с колонной длиной 3 000 м — порядка 7 %. При уменьшении нагрузки на долото различие в переходных процессах практически отсутствует. Таким образом, уменьшение быстродействия регулятора за счет нереверсивности ТП можно считать допустимым.

С уменьшением величины изменения управляющего воздействия различие в переходных процессах проявляется меньше и при малых изменениях уставки, где можно не учитывать нелинейности электропривода, переходные процессы РПД с реверсивным и нереверсивным ТП — одинаковы. Переходный процесс регулятора с колонной первого типа (таблица) без учета нелинейностей приведен на рис. 5 (кривая 8). Там же для сравнения показан переходный процесс (кривая 9), полученный при представлении колонны частотной характеристикой (4) и достаточно малом затухании ($a=1$ 1/сек, $aT_0=0,585$). Переходный процесс построен методом трапецидальных частотных характеристик. Сравнение показывает допустимость использования в расчетах упрощенной частотной характеристики вида (8) при значениях безразмерного коэффициента затухания (aT_0) около 0,5.

Следует провести сопоставление переходных процессов при возмущающем воздействии — скачкообразном изменении скорости бурения v_l . Структурная схема регулятора для этого случая приведена на рис. 4,б. Передаточные функции колонны

$$W_{\kappa 1 \infty}(s) = \rho_0 \frac{1 + sT_0}{sT_0};$$

$$W_{\kappa 2}(s) = \rho_0 \frac{1 + sT_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)}{sT_0} e^{-sT_0}; \quad a = 2,5 \text{ 1/сек.}$$

Различие в переходных процессах возникнет в случае, если момент двигателя РПД с нереверсивным ТП достигнет порога ограничения. При уменьшении v_l различия в переходных процессах практически не будет, а при увеличении v_l различие в переходных процессах будет при условии

$$|\Delta M(t)|_{\max} > M_{\text{эм}} (\text{спуск}).$$

Приравнявая максимальное значение $\Delta M(t)$ значению $M_{\text{эм}} (\text{спуск})$, можно определить максимальное изменение скорости $v_{l \max}$, при котором различия в переходных процессах не будет. Значения $v_{l \max}$ для рассмотренных ранее типов колонн 1, 2,

3, 4 и 5 соответственно равны 102, 20, 39, 95 и 127 м/ч.

Поскольку различие в переходных процессах РПД с реверсивным и нереверсивным ТП наступает только при $v_l > v_{l \max}$, а значение $v_{l \max}$ достаточно велико для всех вариантов, можно считать, что быстродействие РПД с реверсивным и нереверсивным ТП при изменении скорости бурения одинаково.

Переходный процесс при ступенчатом изменении v_l при условии, что $|v_l| \leq v_{l \max}$ и при нулевых начальных условиях определяется следующими выражениями:

$$\begin{aligned} v_l(s) &= \frac{v_l}{s}; \\ P_0(s) &= -\frac{v_l}{k_{\text{нп}}} \frac{\left[1 + sT_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)\right] (1 + sT_{\text{нп}})}{s(1 + sT_3)(1 + sT_4)} e^{-sT_0}; \\ P_0(t) &= -\frac{v_l}{k_{\text{нп}}} \times \\ &\times \left[1 - \frac{(T_3 - T_{\text{нп}}) \left[T_3 - T_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)\right]}{T_3(T_3 - T_4)} e^{-\frac{t-T_0}{T_3}} + \right. \\ &\left. + \frac{(T_4 - T_{\text{нп}}) \left[T_4 - T_0 \left(1 - \frac{aT_0}{3}\right)\right]}{T_4(T_3 - T_4)} e^{-\frac{t-T_0}{T_4}}\right] \text{ при } t > T_0; \\ P_0(t) &= 0 \text{ при } t \leq T_0. \end{aligned}$$

Переходный процесс при ступенчатом изменении v_l на 30 м/ч для РПД с колонной первого типа (таблица) приведен на рис. 5 (кривая 10).

Выводы. 1. Проведенное сопоставление переходных процессов регуляторов подачи долота с реверсивным и нереверсивным тиристорными преобразователями по управляющему воздействию показывает, что ухудшение быстродействия за счет применения нереверсивного ТП при глубине бурения 1 000 м и более является допустимым. При возмущающем воздействии (изменение скорости бурения) быстродействие регуляторов обоих типов практически одинаково.

2. Для буровых установок грузоподъемностью 125 т и более допустимо применение регуляторов подачи долота с нереверсивным ТП. Область тормозного спуска начинается при весе груза на крюке, равном 17 т, что соответствует глубине бурения 100—200 м. Для выполнения вспомогательных работ, требующих силового спуска пустого крюка, целесообразно вручную реверсировать ток возбуждения двигателя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Соколов М. М., Эскин М. Г. и Исаченко В. Х., Тиристорный электропривод регулятора подачи бурового инструмента, Сб. докладов научно-техн. конференции МЭИ, секция электрификации и автоматизации промышленности и транспорта, 1969.
2. Кузнецов В. С. и др., Автоматический регулятор подачи долота с электроприводом по системе тиристорный преобразователь — двигатель, сб. «Машины и нефтяное оборудование», ВНИИОЭНГ, 1970, № 1.
3. Кадымов Я. Б., Переходные процессы в системах с распределенными параметрами, изд-во «Наука», 1968.

[13.1.1972]

Стабилизация систем автоматического регулирования с тиристорными возбудителями

Канд. техн. наук В. Д. ТУЛУПОВ
Московский энергетический институт

Растущая грузонапряженность железных дорог требует улучшения использования потенциальных тяговых и тормозных возможностей подвижного состава. В пределе максимальные силы тяги и торможения ограничены нагрузкой от оси на рельс и результирующим коэффициентом использования сцепного веса. Реально, особенно на больших скоростях движения, эти возможности ограничены параметрами и степенью использования предельных режимов работы тяговых двигателей.

Предельное использование тяговых возможностей подвижного состава требует максимального ужесточения тяговых характеристик, что наиболее эффективно достигается применением независимого возбуждения тяговых двигателей, которое практически может быть применено только в сочетании с автоматическим регулированием распределения нагрузок между двигателями, в частности с помощью регулирования токов возбуждения. При этом может быть не только уменьшен разброс нагрузок между двигателями, но и получено необходимое для повышения использования сцепного веса перераспределение нагрузок.

Современный подвижной состав должен быть оборудован электрическим тормозом, так как по мере роста скоростей движения эффективность механического торможения падает и поэтому на скоростном подвижном составе основным служебным тормозом является электрический тормоз. Предельное использование возможностей электрического тормоза имеет большое значение и на подвижном составе с обычными скоростями движения, так как он резервирует механическое торможение, повышает эффективность торможения при совместном использовании механического и электрического тормозов и дает большой экономический эффект.

В системах электрического торможения, как правило, тяговые двигатели работают в режиме независимого возбуждения, что улучшает тяговые и тормозные свойства подвижного состава.

Степень использования тяговых и тормозных возможностей локомотива может быть в значительной степени улучшена автоматизацией регулирования сил тяги и торможения в соответствии с предельными значениями ограничивающих их параметров. Длительный опыт испытаний и эксплуатации электропоездов ВЛ80^т с системой автоматического регулирования тормозной силы [Л. 1] показал, что ее применение увеличивает эффективность использования тормоза и облегчает управление им. Поэтому применявшееся на электропоездах первых выпусков дублирование автоматического регулирования ручным было исключено.

Целесообразность применения на подвижном составе системы автоматического регулирования сил тяги и торможения с двигателями независимого возбуждения подтверждается и зарубежным опы-

том. В последние годы такой подвижной состав строят в Чехословакии, ФРГ, Швеции и других странах. Отечественные исследования [Л. 2 и 3] также показали возможность и целесообразность применения тягового привода с двигателями независимого возбуждения.

В настоящее время в качестве возбудителей наиболее целесообразно использовать управляемые выпрямители на базе тиристоров. Это исключает применение известного способа стабилизации систем автоматического регулирования с активным элементом в цепи гибкой местной обратной связи [Л. 4]. Кроме того, в системах регулирования сил тяги и рекуперативного торможения более эффективно применение обратной связи по току якоря, а не току возбуждения, но упомянутый способ в этом случае неприменим.

Известные используемые способы выполнения обратной связи на базе пассивных элементов мало эффективны и обладают рядом недостатков, таких как большой вес и габариты стабилизирующих трансформаторов и наличие гальванических связей высоковольтных цепей с цепями управления при использовании дифференцирующих RC -цепей.

В [Л. 5] описано устройство гибкой местной обратной связи, свободное от этих недостатков. Его принципиальная схема показана на рис. 1. Активным элементом устройства является трансформатор постоянного тока ТПТ, обмотка управления которого OU , имеющая, как правило, один виток, включена в цепь тока якоря или обмотки возбуждения исполнительного двигателя. На рис. 1 показано, что ТПТ включен по простейшей схеме с одним напряжением питания U_p и одним выпрямительным мостом M . В такой схеме кривая тока i_n в цепи нагрузки хотя и повторяет форму тока управления I_y , но имеет провалы до нуля из-за синусоидальности питающего напряжения U_p . Очевидно, что в показанной на рис. 1 схеме включения остальных элементов стабилизирующего устройства пульсации тока i_n обусловят пульсации напряжения обратной связи $U_{o.c}$ на резисторе обратной связи $R_{o.c}$. Напряжение $U_{o.c}$ является рабочим сигналом стабилизирующего устройства, который должен быть равен нулю в установившихся режимах работы стабилизируемой системы. Пульсации стабилизирующего напряжения могут вызвать разнообразные нарушения работы системы. Поэтому целесообразно принять меры к уменьшению пульсаций $U_{o.c}$. Наиболее просто это достигается включением между R_n и $R_{o.c}$ фильтра. На рис. 1 показан Γ -образный LC -фильтр.

В системах с постоянным током в цепях якорей и обмоток возбуждения пульсации тока нагрузки ТПТ можно резко уменьшить, применив так называемые беспровальные схемы ТПТ [Л. 6]. В этих схемах несколько усложняется схема самого ТПТ, в частности схема включения рабочих обмоток PO ,

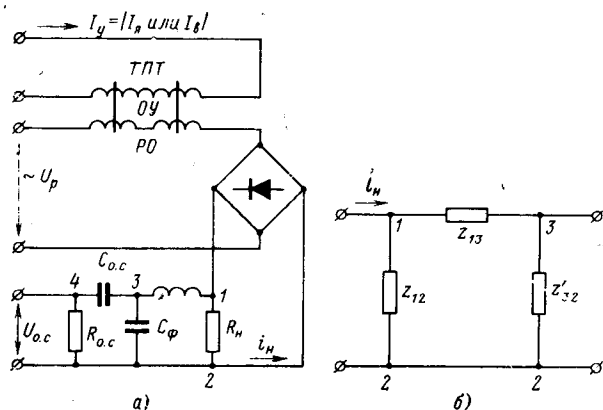


Рис. 1.

но зато кривая тока нагрузки практически точно повторяет кривую тока управления, исключая некоторые пульсации, обусловленные гистерезисом перемагничивания сердечников ТПТ. Однако и эти незначительные пульсации в некоторых схемах могут нарушать работу усилительных элементов и поэтому использование беспровальных схем не всегда позволяет отказаться от фильтров напряжения на нагрузке ТПТ.

Использование фильтров желательно в любых схемах ТПТ в системах с пульсирующими токами, в частности в тяговом приводе переменного тока с питанием якорей и обмоток возбуждения выпрямленным напряжением. Но в этих схемах возможно применение узкополосных фильтров, настроенных на частоту пульсаций тока управления. Такие фильтры сложнее, но их работа эффективнее, так как они не ослабляют полезный сигнал, а анализ работы устройства в этом случае упрощается.

В последнее время началось внедрение систем импульсного регулирования. В некоторых из них пульсации токов происходят с переменной частотой [1, 7]. В таких системах целесообразно использование широкополосного фильтра.

Таким образом, в общем случае между сопротивлениями нагрузки R_n и обратной связи $R_{o.c}$ необходимо включение широкополосного фильтра. Наиболее простым и в то же время достаточно эффективным является Г-образный LC-фильтр. Рассмотрим работу стабилизирующего устройства с этим фильтром.

Поскольку ТПТ является безынерционным усилительным звеном, то его передаточная функция равна просто коэффициенту усиления по току. Поэтому передаточная функция рассматриваемого активного стабилизирующего элемента определяется передаточной функцией от тока нагрузки i_n к напряжению $U_{o.c}$ на резисторе $R_{o.c}$. Обозначив операторные сопротивления между узловыми точками 1—4 рис. 1 через z с соответствующими индексами, сложим сопротивления параллельных ветвей 3—2 и 3—4—2 и найдем эквивалентное операторное сопротивление z'_{32} между точками 3 и 2:

$$z'_{32} = \frac{z_{32}(z_{34} + z_{42})}{z_{32} + z_{34} + z_{42}}. \quad (1)$$

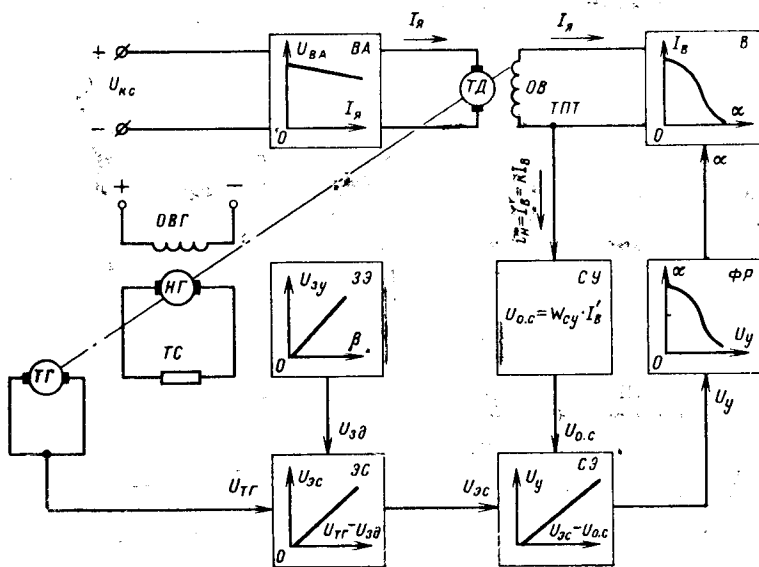


Рис. 2.

Ток в индуктивности фильтра L_ϕ (в сопротивлениях z_{13})

$$i_L = i_n \frac{z_{12}}{z_{12} + z_{13} + z'_{32}}. \quad (2)$$

Зная i_L , аналогично найдем ток в ветви 3—4—2, т. е. в сопротивлении обратной связи $R_{o.c}$:

$$i_{o.c} = i_L \frac{z_{32}}{z_{32} + z_{34} + z_{42}}. \quad (3)$$

Умножая (3) на $R_{o.c}$ и разделив полученное выражение на i_n , с учетом (1) и (2), получим передаточную функцию стабилизирующего устройства от тока выхода ТПТ к напряжению обратной связи:

$$W_{cy}(p) = \frac{U_{o.c}(p)}{i_n(p)} = \frac{z_{12}z_{32}z_{42}}{(z_{12} + z_{13})(z_{32} + z_{34} + z_{42}) + z_{32}(z_{34} + z_{42})}. \quad (4)$$

Используя операторные выражения для соответствующих составляющих уравнения (4) ($z_{12} = R_n$; $z_{13} = pL_\phi$; $z_{32} = \frac{1}{pC_\phi}$; $z_{34} = \frac{1}{pC_{o.c}}$; $z_{42} = R_{o.c}$), получим выражение для передаточной функции в виде:

$$W_{cy}(p) = \frac{k_{cy}p}{1 + pT'_{cy} + p^2T''_{cy} + p^3T'''_{cy}}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} k_{cy} &= C_{o.c}R_nR_{o.c}; \\ T'_{cy} &= C_{o.c}R_n + C_\phi R_n + C_{o.c}R_{o.c}; \\ T''_{cy} &= C_{o.c}L_\phi + C_\phi L_\phi + C_{o.c}C_\phi R_{o.c}R_n; \\ T'''_{cy} &= C_{o.c}C_\phi L_\phi R_{o.c}. \end{aligned}$$

Опыт эксплуатации электровозов ВЛ80т подтвердил правильность использованного на них принципа управления: машинист задает скорость движения и дополнительно может воздействовать на ог-

раничение тормозной силы, а ограничения по остальным параметрам, соответствующие их предельным значениям, остаются неизменными.

Этот же принцип управления заданием скорости целесообразен и в тяговом режиме, что подтверждается его применением на зарубежном подвижном составе. Поэтому рассмотрим работу стабилизирующего устройства в системе автоматического регулирования силы тяги в режиме стабилизации скорости движения. Этот режим наиболее сложен для анализа и, как показали исследования на физической модели, в нем система обладает наименьшим запасом устойчивости.

Принципиальная блок-схема физической модели системы автоматического регулирования силы тяги в режиме стабилизации скорости движения показана на рис. 2. Тяговый двигатель *ТД* модели питается от источника постоянного напряжения с падающей внешней характеристикой *ВА* (выпрямительный агрегат). На одном валу с *ТД* находится нагрузочный генератор *НГ* и тахогенератор *ТГ*. Нагрузочный генератор работает на тормозное сопротивление *ТС* и имеет независимое регулируемое возбуждение, что позволяет получить любое значение нагрузки *ТД* во всем диапазоне скоростей вращения агрегата, т. е. имитировать любое значение сопротивления движению. Напряжение *ТГ* пропорционально скорости вращения агрегата.

Обмотка независимого возбуждения *ОВ* тягового двигателя питается от управляемого усилителя-возбудителя *В*, представляющего собой тиристорный выпрямитель. Управляющие импульсы возбудителя вырабатываются фазорегулятором *ФР* на базе безынерционных электронных элементов. Характеристики *В* и *ФР* показаны в условных изображениях на рис. 2. По ним видно, что увеличению сигнала управления U_y соответствует увеличение тока возбуждения I_b . В полной схеме системы автоматического регулирования силы тяги [Л. 2 и 3] имеются и другие каналы регулирования, ограничивающие превышение током якоря и обмоток возбуждения предельных значений.

В установившихся режимах сигнал выхода стабилизирующего устройства *СУ* равен нулю и напряжение управления U_y равно напряжению U_{oc} выхода элемента сравнения *ЭС*, в котором сравниваются напряжения тахогенератора $U_{тг}$ и $U_{зд}$ выхода задающего элемента *ЗЭ*, с помощью которого устанавливается заданное значение скорости движения. В полной системе автоматического регулирования U_{oc} скорости движения подается на вход *ФР* через элемент *ИЛИ*, пропускающий на выход максимальный из сигналов входа. Поэтому режим работы системы, начиная со скорости движения, при которой $U_{тг} > U_{зд}$, определяется сигналом выхода *ЭС* скорости движения. Увеличение скорости движения вызывает рост U_y и, следовательно, рост тока возбуждения и уменьшение тока якоря и силы тяги.

Таким образом, система автоматического регулирования обеспечивает разгон поезда с полной силой тяги до заданной скорости движения, по достижении которой вступает в работу канал регулирования на постоянство скорости, а остальные каналы выключаются из работы. Поэтому работа системы

в рассматриваемом режиме определяется только показанными на рис. 2 элементами.

В режиме стабилизации скорости движения в системе без обратных связей возникают автоколебания. Поэтому необходимо использование стабилизирующих устройств. На рис. 2 показано, что описанное выше активное стабилизирующее устройство включено в цепь тока возбуждения. Это сделано по двум причинам: в качестве *ВА* в физической модели использовалась машина постоянного тока и поэтому ток якоря пульсировал существенно меньше тока возбуждения, а обратная связь по току возбуждения в режиме тяги менее эффективна, чем обратная связь по току якоря. Поскольку проверялась эффективность стабилизирующего устройства в наиболее тяжелых режимах, то и была выбрана обратная связь по току возбуждения.

Напряжение U_{oc} выхода стабилизирующего устройства *СУ* вместе с напряжением *ЭС* подается на вход суммирующего элемента *СЭ*. Сигнал *СУ* действует навстречу сигналу *ЭС*. Их сумма поступает на вход *ФР* в виде напряжения U_y .

Принципиальная блок-схема рис. 2 позволяет составить показанную на рис. 3 детализированную блок-схему системы автоматического регулирования. Заданное значение скорости вращения двигателя $n_{зд}$ вводится в систему с помощью задающего элемента *ЗЭ*, напряжение выхода которого $U_{зд}$ подается на вход элемента сравнения скорости *ЭСС*, на второй вход которого подано $U_{тг}$, пропорциональное истинной скорости вращения *ТД*. Оно является напряжением главной обратной связи. Напряжение $U_{эсс}$ выхода *ЭСС* в *СЭ* суммируется с U_{oc} , являющимся напряжением выхода цепи местной обратной связи, состоящей из трансформатора постоянного тока *ТПТ* и описанного выше стабилизирующего устройства *СУ*.

Напряжение U_y выхода *СЭ* определяет угол α выработки управляющего импульса фазорегулятором *ФР*. Угол α определяет напряжение выхода возбудителя *В* и, следовательно, установившееся значение тока возбуждения I_b , который, обтекая обмотку возбуждения *ОВ*, определяет поток возбуждения Φ тягового двигателя.

Поток возбуждения, умноженный на скорость вращения, определяет э. д. с. машины $E_{ТД} = C_e \Phi n$, а умноженный на ток якоря I_a — вращающий момент $M_{ТД} = C_m \Phi I_a$. Ток I_a определяется э. д. с. $E_{ТД}$ и параметрами цепи якоря *Я* и выпрямительного агрегата *ВА*. Поэтому тяговый двигатель на блок-схеме рис. 3 представлен двумя элементами: *ТДЕ* и *ТДМ*, в которых вычисляются соответственно $E_{ТД}$ и $M_{ТД}$.

где цепь, состоящая из элемента сравнения э. д. с. *ЭСЕ* и элемента *Я*, включающего параметры цепи тока якоря, определяет ток якоря. В *ЭСЕ* из напряжения $U_{ВА}$ выхода *ВА* вычитается $E_{ТД}$. Напряжение ΔU_a выхода *ЭСЕ* и параметры цепи якоря *Я* — активные и индуктивные сопротивления якоря и дополнительных полюсов (соответственно R_a и L_a и $R_{дп}$ и $L_{дп}$), входящие в элемент *Я*, определяют ток якоря I_a . (В общем случае в цепи якоря могут быть учте-

ны и другие сопротивления, например компенсационной обмотки и сглаживающего реактора). Ток якоря, поступающий на вход ВА, определяет его напряжение U_{BA} .

Вращающий момент ускоряет агрегат, который одновременно тормозится нагрузочным генератором НГ. Разность вращающего момента M_{TD} и момента сопротивления M_c образует результирующий ускоряющий момент M_y , который вместе с моментом инерции J вращающихся масс ТД и НГ определяет режим вращения агрегата. На блок-схеме рис. 3 показано, что M_{TD} и M_c — момент НГ — суммируются в элементе сравнения моментов ЭСМ, который по существу является валом агрегата, а M_y поступает на вход интегрирующего элемента ИЭ, основным параметром которого является момент инерции вращающихся масс J . В зависимости от значения и знака M_y скорость n вращения агрегата может увеличиваться, оставаться постоянной и уменьшаться. Она, помимо цепи главной обратной связи, поступает на вход НГ, момент сопротивления которого M_c ввиду постоянства возбуждения пропорционален скорости вращения. Результирующая скорость поступает и на вход элемента ТДЭ.

Блок-схема рис. 3 позволяет составить приведенную на рис. 4 структурную схему для исследования электрической устойчивости системы в заданной рабочей точке. Структурная схема составлена для изображений приращений показанных на ней физических величин, но для упрощения схемы и для сохранения идентичности обозначений с блок-схемой рис. 3 на структурной схеме также даны обозначения самих величин, а не их приращений.

Структурная схема практически повторяет блок-схему за исключением звеньев ТДЭ и ТДМ, в которых осуществляется умножение двух величин. Записав уравнения, решаемые этими звеньями в приращениях, получим, например для ТДЭ:

$$E_{TD} = C_e (\Phi + \Delta\Phi) (n + \Delta n) = \\ = C_e (\Phi n + n\Delta\Phi + \Phi\Delta n + \Delta n\Delta\Phi).$$

Отбросив первый и последний члены этого выражения, как постоянный и малый второго порядка, получим, что в структурной схеме эти звенья можно представить в виде двух звеньев, выходные сигналы которых суммируются, а передаточные функции являются соответственно скоростью вращения и потоком машины в исследуемой рабочей точке системы, умноженными на соответствующую постоянную ТД.

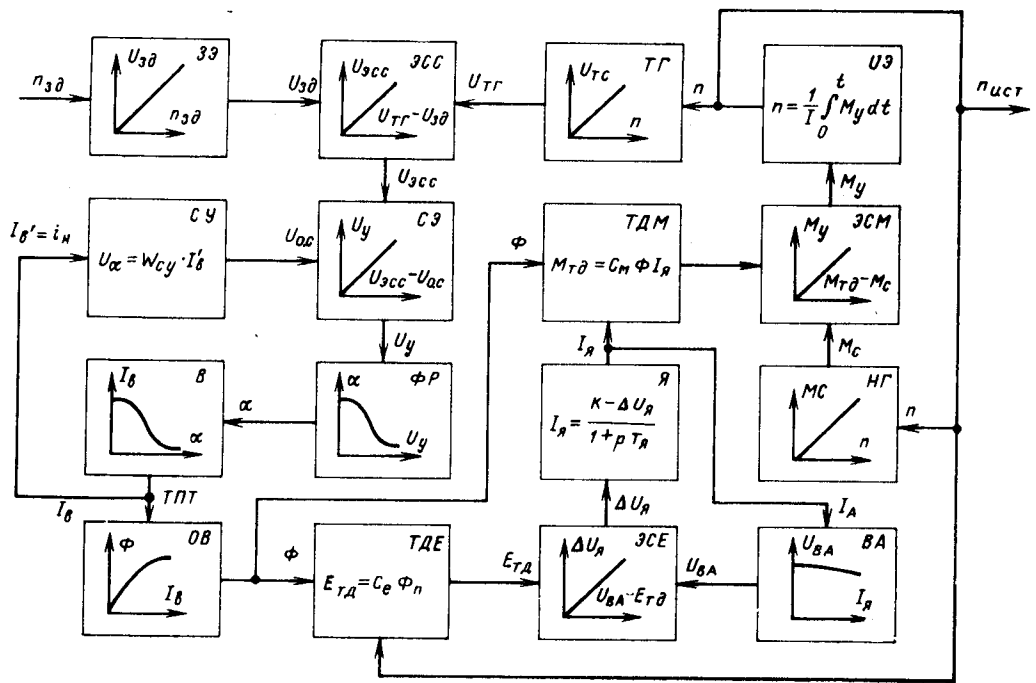


Рис. 3.

Рассмотрим структурную схему и передаточные функции звеньев системы применительно к исследуемой рабочей точке физической модели, построенной на базе тяговых двигателей ДК—104Г вагонов метрополитена.

В исследуемой точке агрегат вращается со скоростью 2000 об/мин, а вращающий момент двигателя $M_{TD} = 17,4$ кгм.

При этом $I_A = 84$ а, $U_{BA} = 460 - 0,386 I_A$;

$$E_{TD} = U_{BA} - I_A (R_A + R_{ДП}) - \Delta U_{\Sigma} = 417,5$$
 в;

поток возбуждения ТД

$$\Phi = \frac{E_{TD}}{C_e n} = \frac{E_{TD} a \cdot 60 \cdot 10^8}{p N n} = 2,22 \cdot 10^6 \text{ мксв.}$$

Отсюда найдем, что $C_e = 9,4 \cdot 10^{-8} \frac{\text{в} \cdot \text{мин}}{\text{мксв} \cdot \text{об}}$. Найденному потоку возбуждения соответствует ток возбуждения $I_A = 55$ а. Исходя из выражения $M_y = 0,974 \frac{p N}{60} I_A \Phi \cdot 10^{-8}$ кгм,

найдем, что $C_M = 9,16 \cdot 10^{-8} \frac{\text{кгм}}{\text{а} \cdot \text{мксв}}$.

В качестве задающего элемента 3Э в физической модели использован потенциометр с передаточной функцией $W_1(p) = k_1$. Передаточная функция тахогенератора постоянного тока модели $W_2(p) = k_2 = 0,0516 \frac{\text{в} \cdot \text{мин}}{\text{об}}$. Передаточная функция безынерционного электронного фазорегулятора в исследуемой точке $W_3(p) = -k_3 = -150$ эл. град/в. Передаточная функция трансформатора постоянного тока $W_4(p) = k_4 = 0,00141$.

Подставляя в (5) значения параметров элементов СУ ($R_A = 635$ ом; $R_{o.c} = 4700$ ом; $L_{\Phi} = 2,2$ гн; $C_{\Phi} = 2$ мкф; $C_{o.c} = 150$ мкф), получим:

$$W_{СУ}(p) = \frac{447p}{1 + 0,8015p + 0,00123p^2 + 3,1 \cdot 10^{-6}p^3},$$

откуда следует, что при частотах в пределах до 10 гц (с этой частотой реально могут происходить колебания в исследуемой системе) члены, содержащие оператор p во второй и особенно в третьей степени, незначительно влияют на передаточную функцию стабилизирующего устройства СУ. Поэтому в дальнейшем она используется в виде:

$$W_{СУ}(p) = \frac{k_{СУ}p}{1 + pT'_{СУ} + p^2T''_{СУ}} = \frac{447p}{1 + 0,8015p + 0,00123p^2}.$$

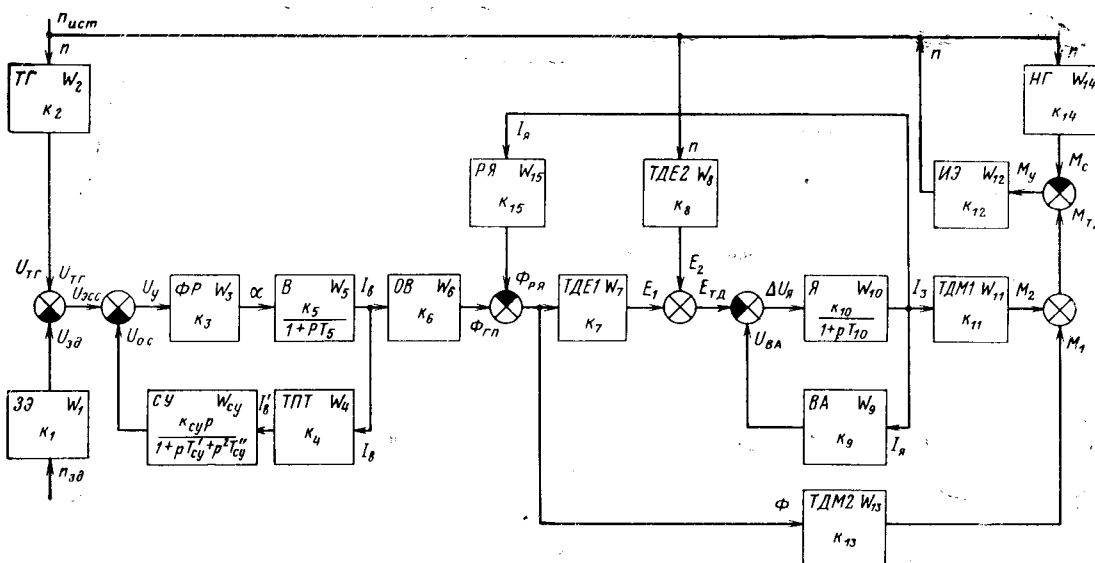


Рис. 4.

На блок-схеме рис. 3 показано, что входной величиной возбудителя B является угол импульсов α , а выходной — ток возбуждения I_b . Фактически при использовании тиристорного управляемого моста в качестве возбудителя его напряжение выхода определяется не только углом регулирования α , но и углом коммутации тока нагрузки, т. е. значением тока возбуждения. Таким образом, существует как бы обратная связь от тока возбуждения к напряжению возбудителя. Но поскольку при колебаниях системы весьма существенные изменения тока якоря сопровождаются незначительными изменениями скорости вращения и тока возбуждения, то в исследовании устойчивости системы допустимо пренебречь влиянием угла коммутации на напряжение выхода возбудителя. Тогда передаточная функция возбудителя от угла α к напряжению выхода U_b будет выражаться коэффициентом k_b , определяемым в исследуемой точке по характеристике возбудителя как производная U_b по α . В физической модели $k_b = 0,173$ в/град.

Напряжение U_b и параметры цепи обмоток возбуждения определяют ток возбуждения. В суммарном сопротивлении цепи обмоток возбуждения ΣR_b необходимо учитывать и эквивалентное сопротивление вентилей возбудителя $2R_b$, так как при малом напряжении U_b оно составляет заметную часть от ΣR_b . В исследуемом режиме физической модели

$$\Sigma R_b = R_{ГП} + 2R_b = 0,081 \text{ ом, а } 2R_b = 0,017 \text{ ом.}$$

Поскольку даже при единичном скачке напряжения в контактной сети в режиме рекуперативного торможения учет вихревых токов дает незначительную коррекцию максимума изменения тока якоря [Л. 8], то, учитывая, что колебания системы сопровождаются существенно менее резкими изменениями токов якоря и обмоток возбуждения, в исследовании устойчивости системы допустимо пренебречь действием вихревых токов. Тогда, используя нагрузочные характеристики машины, индуктивность обмотки возбуждения

$$L_b = \frac{\sigma \partial \Phi}{\partial I_b} \Sigma w_{ГП} 10^{-8}, \text{ гн,}$$

где σ — коэффициент рассеяния главных полюсов; $\Sigma w_{ГП}$ — суммарное число витков обмоток главных полюсов.

В расчетной точке физической модели $L_b = 0,0448$ гн. Записав в операторной форме уравнение цепи обмоток главных полюсов

$$U_b(p) = I_b(p) (\Sigma R_b + pL_b),$$

найдем передаточную функцию обмоток главных полюсов:

$$w_{ГП}(p) = \frac{I_b(p)}{U_b(p)} = \frac{k_{ГП}}{1 + pT_{ГП}} = \frac{12,35}{1 + 0,5534p},$$

где $k_{ГП} = 1/\Sigma R_b$ и $T_{ГП} = L_b/\Sigma R_b$.

Результирующая передаточная функция звена B (блок-схема рис. 3), включающего возбудитель и обмотку возбуждения

$$W_5(p) = w_{ГП}(p) k_b = \frac{I_b(p)}{\alpha(p)} = \frac{-k_5}{1 + pT_5} = \frac{-2,14}{1 + 0,5534p}.$$

На рис. 3 и 4 показано, что ток I_b в элементе OB преобразуется в поток возбуждения Φ . Поэтому элемент OB по существу символизирует магнитную систему машины. Пренебрегая влиянием вихревых токов, элемент OB можно представить безынерционным звеном с коэффициентом усиления, равным производной потока по току возбуждения в исследуемой точке. Тогда передаточная функция OB

$$W_6(p) = \frac{\Phi(p)}{I_b(p)} = \frac{d\Phi}{dI_b} = k_6 = 2,83 \cdot 10^4 \frac{\text{мксв}}{a}.$$

На структурной схеме рис. 4 в соответствии с приведенными выше соображениями показано, что э. д. с. двигателя $E_{ТД} = E_1 + E_2 = C_e n \Delta \Phi + C_e \Phi \Delta n$. Входной величиной элемента $ТДЕ1$ является поток Φ , а передаточной функцией — произведение $C_e n$, т. е. производная $E_{ТД}$ по Φ в исследуемой точке. Входной величиной элемента $ТДЕ2$ является скорость вращения n , а передаточной функцией — производная $E_{ТД}$ по n . Используя приведенные выше параметры двигателя ДК-104Г в расчетной точке системы, получим:

$$W_7(p) = \frac{E_1(p)}{\Phi(p)} = \frac{dE_{ТД}}{d\Phi} = \frac{C_e n \Delta \Phi}{d\Phi} = C_e n = k_7 = 188 \cdot 10^{-6} \frac{\text{в}}{\text{мксв}};$$

$$W_8(p) = \frac{E_2(p)}{n(p)} = \frac{dE_{ТД}}{dn} = \frac{C_e \Phi \Delta n}{dn} = C_e \Phi = k_8 = 0,209 \frac{\text{в} \cdot \text{мин}}{\text{об}}.$$

Напряжение выхода выпрямительного агрегата $U_{БА}$ определяется током I_a его нагрузки. Поэтому передаточная функция BA определяется наклоном его внешней характеристики: $W_9(p) = k_9 = -0,386$ в/а.

Приложенная к цепи якоря двигателя разность $U_{БА} - E_{ТД} = \Delta U_a$ определяет ток якоря I_a . Напряжение ΔU_a приложено к цепи, состоящей из активных и индуктивных сопротивлений якоря и добавочных полюсов. Поэтому $\Delta U_a = I_a [R_a + R_{ДП} + p(L_a + L_{ДП})]$. Отсюда передаточная функция цепи якоря

$$W_{10}(p) = \frac{I_{\pi}(p)}{\Delta U_{\pi}(p)} = \frac{1}{R_{\pi} + R_{ДП} + p(L_{\pi} + L_{ДП})} =$$

$$= \frac{k_{10}}{1 + pT_{10}} = \frac{10,41}{1 + p0,047 \text{ ом}},$$

$$\text{где } k_{10} = \frac{1}{R_{\pi} + R_{ДП}} = 10,41 \frac{1}{\text{ом}};$$

$$T_{10} = \frac{L_{\pi} + L_{ДП}}{R_{\pi} + R_{ДП}} = 0,047 \text{ сек.}$$

Поскольку вращающий момент двигателя $M_{ТД}$, как и его э. д. с. $E_{ТД}$, определяется произведением двух переменных, то применяя к элементу $ТДМ$ блок-схемы рис. 3 тот же прием, что и к элементу $ТДЕ$, представим элемент $ТДМ$ на структурной схеме двумя звеньями $ТДМ1$ и $ТДМ2$ с передаточными функциями соответственно $W_{11}(p)$ и $W_{13}(p)$. Выходные величины этих передаточных функций — моменты M_2 и M_1 — в сумме образуют момент двигателя. Для расчетной точки при известных значениях тока якоря и потока возбуждения передаточные функции $W_{11}(p)$ и $W_{13}(p)$ определяются как:

$$W_{11}(p) = \frac{dM}{dI_{\pi}} = C_{\pi}\Phi = k_{11} = 0,203 \frac{\text{кгм}}{\text{а}};$$

$$W_{13}(p) = \frac{dM}{d\Phi} = C_{\pi}I_{\pi} = k_{13} = 7,68 \cdot 10^{-6} \frac{\text{кгм}}{\text{мксв}}.$$

В физической модели ускоряющему моменту противодействует момент сопротивления, образуемый нагрузочным генератором с независимым возбуждением, работающим на тормозное сопротивление. Поэтому момент сопротивления определяется только скоростью вращения агрегата. Передаточная функция нагрузочного генератора $НГ$

$$W_{14}(p) = \frac{M_c}{n} = k_{14} = 0,0087 \frac{\text{кгм} \cdot \text{мин}}{\text{об}}.$$

Разность $M_{ТД}$ и M_c образует ускоряющий момент агрегата M_y . Поскольку в процессе колебаний при больших изменениях тока якоря абсолютные изменения скорости вращения агрегата невелики, то все другие моменты сопротивления, возникающие от трения шесток, от потерь в подшипниках, от вращения вентиляторов и от других факторов, можно принять пропорциональными скорости и включить их в M_c .

Тогда скорость вращения агрегата будет определяться M_y и моментом инерции $2J$ вращающихся масс $ТД$ и $НГ$, где $M_y = M_{ТД} - M_c = 2J \frac{d\omega}{dt}$. Отсюда $\omega = \frac{1}{2J} \int M_y dt$. Для двигателя ДК—104Г $2J = 2m \cdot r^2 = 0,774 \text{ кгм} \cdot \text{сек}^2$. Тогда передаточная функция звена, определяющего скорость вращения агрегата, назовем его интегрирующим элементом $ИЭ$, определится как:

$$W_{12}(p) = \frac{\omega(p)}{M_y(p)} = \frac{1}{2Jp} = \frac{1,292}{p} \frac{1}{\text{сек} \cdot \text{кгм}}.$$

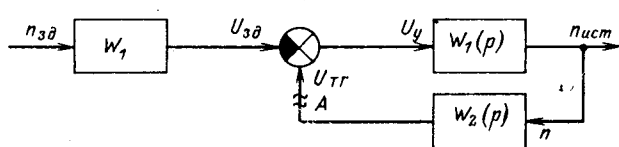
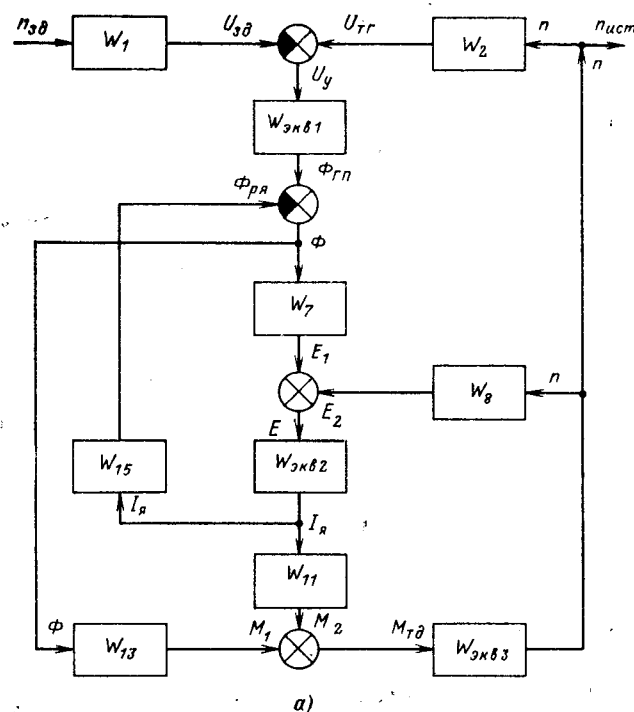
Перейдя от $1/\text{сек}$ к $\text{об}/\text{мин}$, получим:

$$W_{12}(p) = \frac{1,292 \cdot 60}{2\pi p} = \frac{12,35}{p} = \frac{k_{12}}{p} \frac{\text{об}}{\text{мин} \cdot \text{кгм}}.$$

В процессе колебаний скорость вращения и ток возбуждения двигателя изменяются в небольших пределах. В то же время ток якоря изменяется существенно и его изменения в некомпенсированной машине вызывают заметные изменения потока возбуждения машины из-за реакции якоря. На структурной схеме рис. 4 размагничивающее действие реакции якоря учитывается с помощью звена $РЯ$ с определенной по нагрузочным характеристикам передаточной функцией

$$W_{15}(p) = \frac{d\Phi}{dI_{\pi}} = 2000 \frac{\text{мксв}}{\text{а}} = k_{15}.$$

Таким образом, получены передаточные функции всех 15 звеньев, образующих структурную схему физической модели системы автоматического регулирования силы тяги с двигателями независимого возбуждения. Одновременно получены значения параметров передаточных функций в рассматриваемой точке. Очевидно, что легко получить эти параметры и для любой другой рабочей точки системы.



б)
Рис. 5.

Структурная схема рис. 4 может быть упрощена, заменив цепи, охваченные обратными связями, эквивалентными звеньями. Выполним такие преобразования для трех групп звеньев:

$$W_{\text{экр.1}} = \frac{W_3 W_5 W_6}{1 + W_3 W_4 W_5 W_6};$$

$$W_{\text{экр.2}} = \frac{-W_{10}}{1 - W_9 W_{10}};$$

$$W_{\text{экр.3}} = \frac{W_{12}}{1 + W_{12} W_{14}}.$$

Упрощенная структурная схема системы приведена на рис. 5,а. Используя эту схему, легко составить систему уравнений, описывающих работу системы автоматического регулирования в режиме стабилизации скорости движения:

$$\left. \begin{aligned} 1. \Phi_{ГП} &= U_y W_{\text{экр.1}}; \\ 2. \Phi_{РЯ} &= I_{\pi} W_{15}; \\ 3. \Phi &= \Phi_{ГП} - \Phi_{РЯ}; \\ 4. I_{\pi} &= E W_{\text{экр.2}}; \\ 5. E &= E_1 + E_2; \\ 6. E_2 &= n W_8; \\ 7. E_1 &= \Phi W_7; \\ 8. M_{ТД} &= M_1 + M_2; \\ 9. M_1 &= \Phi W_{13}; \\ 10. M_2 &= I_{\pi} W_{11}; \\ 11. n &= M_{ТД} W_{\text{экр.3}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

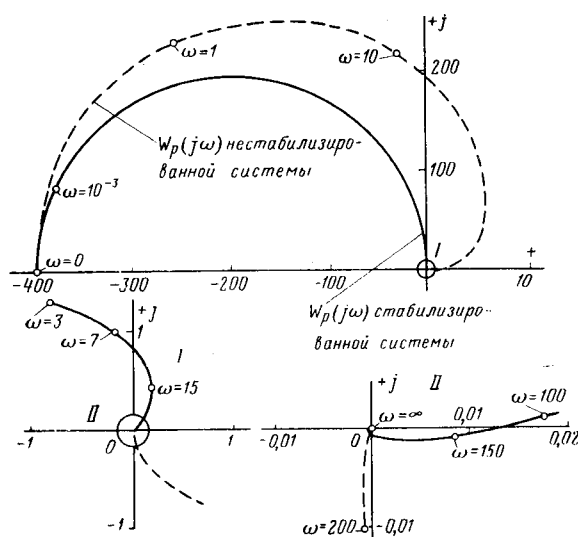


Рис. 6.

Система (6) позволяет найти передаточную функцию от напряжения управления U_y к скорости вращения агрегата n :

$$W_I(p) = \frac{n}{U_y} = \frac{W_{\text{экв.1}} W_{\text{экв.3}} (W_{13} + W_{71} W_{\text{экв.2}})}{1 + W_7 W_{13} W_{\text{экв.2}} - W_8 W_{\text{экв.2}} W_{\text{экв.3}} (W_{11} - W_{13} W_{15})}. \quad (7)$$

Тогда структурная схема системы примет показанный на рис. 5,6 вид. Передаточная функция разомкнутой в точке А системы

$$W_p(p) = W_1(p) W_2(p) = \frac{k(p)}{D(p)}. \quad (8)$$

Подставив в (8) выражения для эквивалентных передаточных функций и выражения для передаточных функций отдельных звеньев и сделав необходимые преобразования, найдем $k(p)$ и $D(p)$.

Подставив в выражения для $k(p)$ и $D(p)$ численные значения параметров передаточных функций звеньев структурной схемы, получим выражение для передаточной функции разомкнутой системы:

$$W_p(p) = \frac{k(p)}{D(p)} = \frac{0,00258p^3 - 0,897p^2 - 1671p - 2045}{0,000032p^5 + 0,0215p^4 + 10,0575p^3 + 228,58p^2 + 1057,32p + 5,178}. \quad (9)$$

Выражение (9) позволяет получить передаточную функцию замкнутой системы автоматического регулирования, необходимую для более полного суждения об ее устойчивости.

Как видно из схем рис. 3 и 4, в анализируемой системе сигнал управления образуется вычитанием из сигнала главной обратной связи сигнала входа, т. е. $x_{\text{вых}} = W_p(p) (x_{\text{вых}} - x_{\text{вх}})$. Поскольку передаточная функция замкнутой системы определяется

как $W_3(p) = \frac{x_{\text{вых}}}{x_{\text{вх}}}$, то, используя приведенное выше выражение для $x_{\text{вых}}$, получим:

$$W_3(p) = \frac{W_p(p) (x_{\text{вых}} - x_{\text{вх}})}{x_{\text{вх}}} = W_p(p) W_3(p) - W_p(p),$$

откуда следует

$$W_3(p) = \frac{-W_p(p)}{1 - W_p(p)} = \frac{-\frac{k(p)}{D(p)}}{1 - \frac{k(p)}{D(p)}} = \frac{-k(p)}{D(p) - k(p)}. \quad (10)$$

Следовательно, характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид:

$$D(p) - k(p) = 0. \quad (11)$$

Используя выражение для $D(p)$ и $k(p)$ из (9), получим характеристическое уравнение для замкнутой системы:

$$a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0,000032p^5 + 0,0215p^4 + 10,05492p^3 + 229,477p^2 + 2728,32p + 2050,178 = 0. \quad (12)$$

По критерию Гурвица система с характеристическим уравнением пятой степени устойчива, если все коэффициенты уравнения положительны и положительны второй и четвертый определители Гурвица

$$\left. \begin{aligned} \Delta_2 &= a_3 a_4 - a_2 a_5 > 0; \\ \Delta_4 &= (a_3 a_4 - a_2 a_5) (a_1 a_2 - a_0 a_3) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2 > 0. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Подставив числовые значения коэффициентов уравнения (12), получим: $\Delta_2 = 0,20866$ и $\Delta_4 = 122\,980$. Таким образом, условия устойчивости Гурвица выполняются и, следовательно, система в замкнутом состоянии устойчива. Однако критерий Гурвица не дает возможности судить о запасе устойчивости системы. Поэтому используем частотный критерий Найквиста. Для суждения об устойчивости замкнутой системы по частотному годографу разомкнутой системы необходимо знать, устойчива ли система в разомкнутом состоянии. Характеристическим уравнением разомкнутой системы является выражение $D(p)$ в уравнении (9). Все коэффициенты этого уравнения положительны. Вычислим по (13) второй и четвертый определители: $\Delta_2 = 0,2087$ и $\Delta_4 = 50\,000$. Следовательно, система и в разомкнутом состоянии устойчива.

Заменяя в (9) p на $j\omega$, получим выражение, позволяющее построить годограф частотной характеристики разомкнутой системы

$$W_p(j\omega) = \frac{(0,897\omega^2 - 2045) - j(0,00258\omega^3 + 1671\omega)}{(0,0215\omega^4 - 228,58\omega^2 + 5,178) + j(0,000032\omega^5 - 10,0575\omega^3 + 1057,32\omega)}. \quad (14)$$

На рис. 6 сплошной кривой показан годограф, рассчитанный по выражению (14) при изменении ω в пределах $0 \rightarrow \infty$. (Части годографа вблизи начала координат увеличены дважды; позиции I и II на рис. 6.) Из рис. 6 следует, что годограф разомкнутой системы пересекает вещественную ось в точке 0,0135. При отрицательном знаке передаточной функции разомкнутой системы, т. е. при уменьшении выходной величины с ростом сигнала входа, как это имеет место в анализируемой системе, в которой задающий сигнал меньше сигнала главной обратной связи, система, устойчивая в ра-

зомкнутом состоянии, устойчива и в замкнутом состоянии в том случае, если годограф амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы не охватывает точку $+1, j0$ при изменении ω в пределах $0-\infty$. Поскольку это условие выполняется, то, следовательно, система и в замкнутом состоянии устойчива. Поскольку годограф разомкнутой системы пересекает вещественную ось в точке $0,0135$, то система обладает большим запасом устойчивости.

Для оценки эффективности действия стабилизирующего устройства рассмотрим устойчивость системы с разомкнутой цепью стабилизирующего устройства.

Передаточная функция разомкнутой нестабилизированной системы может быть получена из передаточной функции стабилизированной системы, положив в ней $\kappa_{cy} = 0$ и $T_{cy} = 0$:

$$W'_p(p) = \frac{2,1p - 2045}{0,026p^3 + 0,658p^2 + 3,98p + 5,178} = \frac{k'(p)}{D'(p)}. \quad (15)$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы

$$D'(p) - k'(p) = 0,026p^3 + 0,658p^2 + 1,88p + 2050,178 = 0. \quad (16)$$

Для этого уравнения не выполняются условия устойчивости по критерию Гурвица, так как $\Delta_2 = a_1a_2 - a_0a_3 = -52,06 < 0$.

Следовательно, замкнутая нестабилизированная система неустойчива.

Оценим устойчивость разомкнутой нестабилизированной системы по критерию Гурвица. Характеристическое уравнение этой системы $D'(p) = 0$. Используя коэффициенты $D'(p)$ из (15), найдем:

$$\Delta_1 = a_2 = 0,658; \quad \Delta_2 = a_1a_2 - a_0a_3 = 2,458;$$

$$\Delta_3 = a_0\Delta_2 = 12,88.$$

Следовательно, нестабилизированная система в разомкнутом состоянии устойчива. Для построения частотного годографа разомкнутой системы заменим в (15) p на $j\omega$. Тогда

$$W_p(j\omega) = \frac{-2045 + 2,1j\omega}{(5,178 - 0,658\omega^2) + j(3,98\omega - 0,026\omega^3)}. \quad (17)$$

Годограф частотной характеристики нестабилизированной системы показан на рис. 6 пунктирной линией. Он пересекает вещественную ось приблизительно в точке $+17$. Следовательно, нестабилизированная система явно неустойчива. Включение же местной обратной связи с анализируемым стабилизирующим устройством делает систему устойчивой с большим запасом устойчивости. Эксперимент на физической модели подтверждает результаты теоретического анализа.

Рассмотренный способ стабилизации систем автоматического регулирования использован в системе автоматического регулирования тормозной силы реостатного тормоза электровозов ВЛ80^т [Л. 1]. Поскольку на этих электровозах фазорегулятор выполнен на базе магнитных элементов [Л. 9], т. е. является интегрирующим элементом и в системе нет резких возмущающих воздействий, то ее стабилизация выполнена по току возбуждения и в стабилизирующем устройстве исключен LC-фильтр.

Следует подчеркнуть, что параметры стабилизирующего устройства электровоза ВЛ80^т были определены экспериментальным путем на той же физической модели, для которой проведено исследование устойчивости в режиме тяги. Эксперименты на физической модели и на электровозах показали практическое совпадение качества переходных процессов, что свидетельствует об идентичности физической модели и оригинала. В основном это обусловлено тем, что тяговым двигателем модели является реальный тяговый двигатель ДК-104 достаточной мощности, а все устройства системы автоматического регулирования модели идентичны устройствам электровоза.

Стабилизирующее устройство электровоза ВЛ80^т обеспечивает хорошее качество регулирования тормозной силы во всех режимах: стабилизации скорости движения на спуске, ограничения тормозной силы, тока якоря и тока возбуждения. Хорошие динамические свойства системы обеспечивают при большой точности регулирования тормозной силы по заданным параметрам.

Исследованный способ использован также в системе автоматического регулирования тормозной силы рекуперативно-реостатного тормоза электропоезда ЭР-22 [Л. 10 и 11]. Поскольку в режиме рекуперативного торможения система должна быстро реагировать на колебания напряжения в контактной сети, то стабилизация осуществлена по току якоря, а не обмоток возбуждения. В режиме рекуперативного торможения необходимо обеспечить максимальное быстродействие стабилизирующего устройства. В связи с этим на электропоезде ЭР-22 также не использован LC-фильтр. Ток якоря на этом поезде практически не пульсирует, а для исключения пульсаций напряжения обратной связи из-за пульсаций тока в нагрузке датчика тока последний выполнен по беспровальной схеме [Л. 6]. Кроме того, напряжение обратной связи усиливается транзисторным усилителем. В результате на поезде удалось получить хорошее качество переходных процессов даже в режимах отрыва пантографа: во многих случаях восстановление тока рекуперации после отрыва пантографа происходит без перерегулирования [Л. 11].

Учитывая, что экспериментальные исследования систем автоматического регулирования на реальном подвижном составе показали хорошее качество регулирования в разнообразных режимах при использовании для стабилизации систем описанного устройства и что полученные выражения передаточных функций позволяют либо оценить качество переходных процессов косвенными методами, либо рассчитать их [Л. 12], расчет переходных процессов не проводится.

Вывод. Разработанное устройство достаточно просто и обеспечивает хорошее качество переходных процессов в различных режимах автоматического регулирования сил тяги и электрического торможения электроподвижного состава.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тулупов В. Д. и др., Система автоматического регулирования тормозной силы электровозов ВЛ80^т, «Электрическая и тепловозная тяга», 1972, № 6.

Частотные характеристики управляемого вентильного преобразователя

Доктор техн. наук В. П. ШИПИЛЛО

Харьков

Введение. Как было показано в [Л. 1], управляемый m -фазный вентильный преобразователь постоянного тока (имеется в виду управляемый выпрямитель и ведомый сетью инвертор) с точки зрения передачи информации может быть строго представлен как звено широтно-импульсной модуляции второго рода с вершинами импульсов в виде отрезков синусоид частоты питающего напряжения ω_0 . Нелинейные свойства такого звена приводят к специфике его реакции на гармонический сигнал управления при субгармонических частотах

$$\omega_n = \frac{m\omega_0}{n}, \quad (n = 2, 3, 4 \dots), \quad (1)$$

а также на дробных субгармониках

$$\omega_{pq} = \frac{pm\omega_0}{q}, \quad (2)$$

где p и q — взаимно простые числа, причем $p/q < 0,5$.

На этих частотах относительный комплексный коэффициент передачи преобразователя (его описывающая функция) отличается от единицы, причем отличие зависит от амплитуды и фазы управляющего сигнала. Отклонение описывающей функции преобразователя от единицы служит причиной возникновения субгармонических автоколебаний в замкнутых вентильных системах, а также синхронизации автоколебаний, вызванных неполной управляемостью вентилей, с субгармоническими частотами [Л. 2—4]. Кроме того, постоянная составляющая выходной э. д. с. преобразователя перестает определяться только начальным углом управления и также оказывается зависящей от параметров управляющего сигнала.

В [Л. 1 и 4] гармонический анализ э. д. с. преобразователя был проведен для режима малых отклонений с пренебрежением высшими степенями

глубины модуляции, что позволило выявить особенности поведения преобразователя лишь на основной ($n=2$) и на первой низшей ($n=3$) субгармониках. Более подробное исследование описывающих функций преобразователя было проведено в [Л. 5], однако авторам не удалось найти в общем виде количественных закономерностей, связывающих все входные параметры, поэтому они ограничились написанием исходных соотношений и расчетами на ЦВМ для некоторых частных случаев.

В этой статье будет показано, что путем выделения импульсной (информационной) составляющей из кривой э. д. с. вентильного преобразователя можно получить общее выражение его описывающей функции на субгармонической частоте любого порядка.

Описывающая функция вентильного преобразователя для целых субгармоник. Представляя относительный входной сигнал в виде (рис. 1)

$$\begin{aligned} \bar{x}(t) &= \bar{x}_0 + \bar{x}_m \sin(\omega_n t + \varphi) = \\ &= \bar{x}_0 + \bar{x}_m \sin\left(\frac{m\omega_0}{n}t + \varphi\right), \end{aligned} \quad (3)$$

где φ — угол, отсчитываемый от начала нулевой ($i=0$) опорной косинусоиды,

$$\bar{x}_{\text{оп}i}(t) = \cos[\omega_0(t - iT)], \quad i = 0, 1, 2, \dots, n-1; \quad (4)$$

$T = \frac{2\pi}{m\omega_0}$ — интервал дискретности преобразователя,

запишем уравнение для i -й точки встречи:

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) - \cos\alpha_0 &= \\ = \bar{x}_m \sin\left[\frac{2\pi}{n}i + \frac{m}{n}(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) + \varphi\right], \end{aligned} \quad (5)$$

где $\alpha_0 = \arccos \bar{x}_0$ — начальный угол управления; $\Delta\alpha_i$ — дискретные отклонения угла управления.

Так как регулярная составляющая э. д. с. преобразователя, соответствующая постоянному углу

2. Тулупов В. Д., Баранов Б. К. и Минов Д. К., Система оптимального автоматического регулирования силы тяги выпрямительных электровозов, «Электротехника», 1963, № 11.

3. Карпов Ю. А., Тулупов В. Д. и Минов Д. К., Система автоматического регулирования тягового привода с двигателями независимого возбуждения, «Доклады научно-технической конференции МЭИ. Подсекция электрического транспорта», 1969.

4. Тулупов В. Д., Способ стабилизации системы автоматического регулирования с каскадным усилительным магнитным элементом, «Электричество», 1966, № 2.

5. Тулупов В. Д., Устройство для стабилизации систем автоматического регулирования, Авторское свидетельство № 220328, Бюлл. изобр., 1968, № 20.

6. Adamson C., Hingorani N. G., Neu transduciortype d. c. transformer particularly applicable to h. v. d. c. systems, «Proceeding of the IEE», 1963, vol. 110, № 4.

7. Розенфельд В. Е. и др., Тиристорное управление

электрическим подвижным составом постоянного тока, изд-во «Транспорт», 1970.

8. Трахтман Л. М., Исследование переходных процессов рекуперативного торможения электропоездов с помощью аналоговых вычислительных машин, «Электротехника», 1963, № 11.

9. Тулупов В. Д. и Бодрухина С. С., Фазорегулятор для систем автоматического регулирования сил тяги и электрического торможения электроподвижного состава, «Доклады научно-технической конференции МЭИ по итогам НИР за 1966—1967 г. Подсекция электрического транспорта».

10. Трахтман Л. М. и др., Система замкнутого плавного автоматического регулирования для электрического торможения электропоезда типа ЭР-22, «Электротехника», 1970, № 4.

11. Трахтман Л. М. и др., Автоматический рекуперативно-реостатный тормоз электропоезда ЭР-22, «Электрическая и тепловая тяга», 1972, № 1.

12. Гольдфарб Л. С. и др., Теория автоматического регулирования, изд-во «Высшая школа», 1968.

[15.6.1971]



управления α_0 , не несет информации об изменениях входной координаты, будем рассматривать только импульсную составляющую

$$\bar{e}_n(t) = \sum_{i=0}^{n-1} \frac{2\pi}{m} \sin[\omega_0(t - iT)], \quad (6)$$

существующую в интервалах:

$$iT + \frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0} < t < iT + \frac{\alpha_0}{\omega_0} \quad (7)$$

и равную нулю вне их.

Комплексный коэффициент при первом члене разложения $\bar{e}_n(t)$ в ряд Фурье

$$\begin{aligned} C_1(j\omega_n) &= \frac{2}{nT} \int_0^{nT} \bar{e}_n(t) e^{j\frac{m}{n}\omega_0 t} dt = \\ &= \frac{2}{nT} \sum_{i=0}^{n-1} \int_{iT + \frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0}}^{iT + \frac{\alpha_0}{\omega_0}} \bar{e}_n(t) e^{j\frac{m}{n}\omega_0 t} dt = \\ &= \frac{2e^{j\frac{m}{n}\alpha_0}}{n \left[1 - \left(\frac{m}{n} \right)^2 \right]} \sum_{i=0}^{n-1} e^{j \left(\frac{2\pi}{n} i - \frac{m}{n} \Delta\alpha_i \right)} \left[\cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) - \right. \\ &\quad \left. - j \frac{m}{n} \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Разделив (8) на гармоническую составляющую входного сигнала (3), представленную в комплексной форме, получим выражение описывающей функции вентильного преобразователя на субгармонике порядка n :

$$\begin{aligned} \bar{A}(j\omega_n) &= \frac{2}{jn\bar{x}_m \left[1 - \left(\frac{m}{n} \right)^2 \right]} \sum_{i=0}^{n-1} e^{j \left[\frac{2\pi}{n} i + \frac{m}{n} (\alpha_0 - \Delta\alpha_i) + \varphi \right]} \times \\ &\times \left[\cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) - j \frac{m}{n} \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Для случая $m=n$, что соответствует $\omega_n = \omega_0$, формула (9) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \bar{A}(j\omega_0) &= \frac{1}{n\bar{x}_m} \sum_{i=0}^{n-1} e^{j \left(\frac{2\pi}{n} i + \alpha_0 - \Delta\alpha_i + \varphi \right)} \left[\sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) - \right. \\ &\quad \left. - (\alpha_0 - \Delta\alpha_i) e^{-j(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Этим выражениям соответствуют замкнутые траектории на комплексной плоскости, совершающие полный оборот вокруг точки с координатами $(+1, j0)$ при изменении фазы входного сигнала φ в пределах $2\pi/n$ (рис. 2). Траектории близки к окружностям, радиусы которых r_n определенным образом зависят от входных параметров ($m, n, \bar{x}_m, \alpha_0$), причем годограф $\bar{A}(j\omega_n)$ всегда находится внутри соответствующей окружности, приближаясь к ней при малой глубине модуляции:

$$\left. \begin{aligned} \sup |1 - \bar{A}(j\omega_n)| &\leq r_n; \\ \lim_{\bar{x}_m \rightarrow 0} \frac{\sup |1 - \bar{A}(j\omega_n)|}{r_n} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

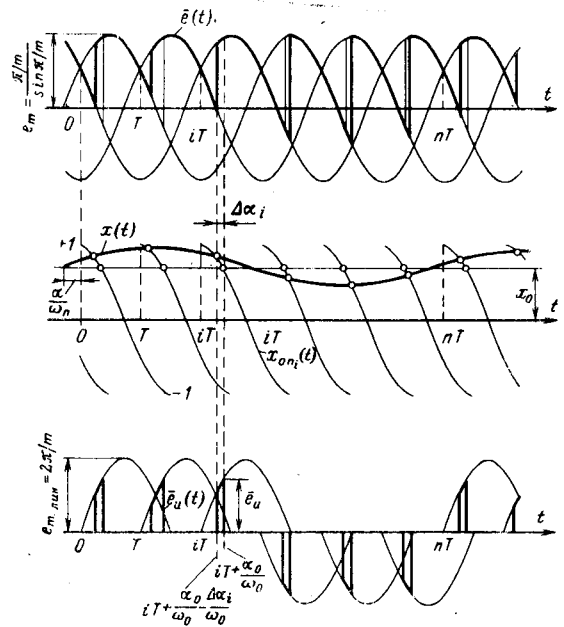


Рис. 1. Диаграммы э. д. с. вентильного преобразователя и управляющего сигнала на субгармонической частоте.

Это обстоятельство, не исключающее возможности численного расчета описывающих функций согласно точным выражениям (5), (9) и (10) для конкретных значений комплекса входных параметров, позволяет в большинстве случаев ограничиться их представлением в виде идеализированных траекторий:

$$\bar{A}(j\omega_n) \approx 1 + r_n e^{jn\varphi}. \quad (12)$$

Для нахождения функциональной зависимости r_n от комплекса входных параметров аппроксимируем $\bar{e}_n(t)$ прямоугольниками с амплитудой

$$\bar{e}_n = \frac{2\pi}{m} \sin \alpha_0, \quad (13)$$

существующими в тех же интервалах (7), и соответственно этому преобразуем левую часть уравнения точки встречи (5)

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) - \cos \alpha_0 &= \\ = -2 \sin \left(\alpha_0 - \frac{\Delta\alpha_i}{2} \right) \sin \left(-\frac{\Delta\alpha_i}{2} \right) &\approx \Delta\alpha_i \sin \alpha_0, \end{aligned} \quad (14)$$

после чего данное уравнение может быть записано в виде:

$$y_i = \Delta \sin \left(\frac{2\pi}{n} i + \varphi - y_i \right), \quad (15)$$

где

$$\Delta = \frac{m}{n} \frac{\bar{x}_m}{\sin \alpha_0}; \quad (16)$$

$$y_i = \frac{m}{n} \Delta\alpha_i; \quad (17)$$

$$\varphi = \frac{m}{n} \alpha_0 + \varphi. \quad (18)$$

При этом выражения описывающей функции вентильного преобразователя на субгармонике n -го по-

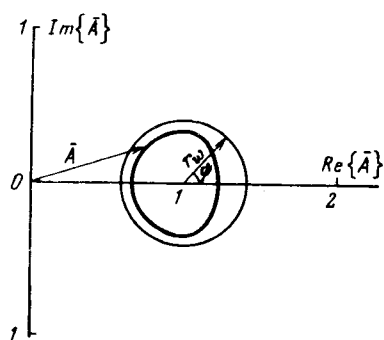


Рис. 2. Общий вид описывающей функции вентильного преобразователя на субгармонической частоте.

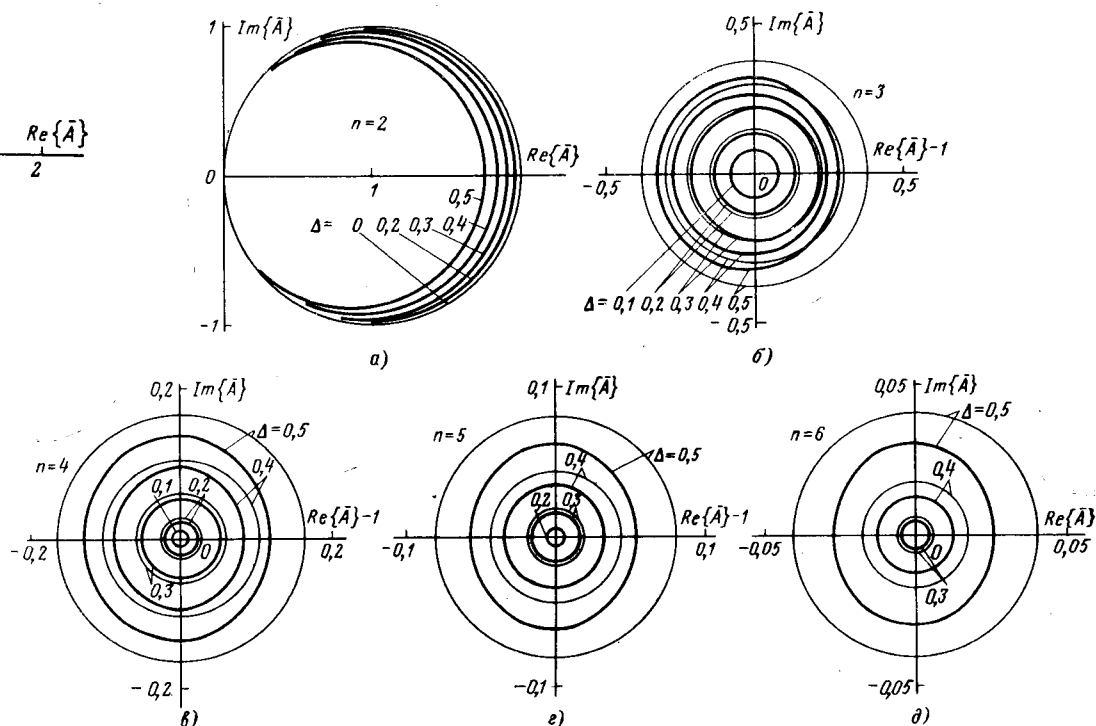


Рис. 3. Описывающие функции вентильного преобразователя для субгармоник порядков $n=2-6$.

рядка и ее составляющих примут вид:

$$\begin{aligned} \bar{A}(j\omega_n) &= \frac{2\bar{e}_n}{nTj\bar{x}_m \bar{e}^{j\varphi}} \int_0^{nT} e^{j\frac{m}{n}\omega_0 t} dt = \\ &= \frac{me^{j\varphi}\bar{e}_n}{n\pi j\bar{x}_m} \sum_{i=0}^{n-1} \int_{\frac{2\pi}{m}i + \alpha_0 - \Delta\alpha_i}^{\frac{2\pi}{m}i + \alpha_0} e^{j\frac{m}{n}\omega_0 t} d\omega_0 t = \\ &= \frac{2}{n\Delta} \sum_{i=0}^{n-1} e^{j\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right)}; \end{aligned} \quad (19)$$

$$\operatorname{Re}\{\bar{A}(j\omega_n)\} = \frac{2}{n\Delta} \sum_{i=0}^{n-1} \cos\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right); \quad (20)$$

$$\operatorname{Im}\{\bar{A}(j\omega_n)\} = \frac{2}{n\Delta} \sum_{i=0}^{n-1} \sin\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right) = \frac{2}{n\Delta^2} \sum_{i=0}^{n-1} y_i. \quad (21)$$

Теперь число входных параметров сокращено до двух, однако уравнение точек встречи (15) остается трансцендентным относительно искомых значений y_i . Запишем решение этого уравнения в виде ряда Лагранжа [Л. 7]:

$$\begin{aligned} y_i &= \Delta \sin\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi\right) + \\ &+ \frac{\Delta^2}{2!} \left\{ \frac{d}{dy_i} \sin^2\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right) \right\}_{y_i=0} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{\Delta^3}{3!} \left\{ \frac{d^2}{dy_i^2} \sin^3\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right) \right\}_{y_i=0} + \dots \\ &\dots + \frac{\Delta^k}{k!} \left\{ \frac{d^{k-1}}{dy_i^{k-1}} \sin^k\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right) \right\}_{y_i=0} + \dots, \end{aligned} \quad (22)$$

тогда согласно (21)

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}\{\bar{A}(j\omega_n)\} &= \frac{2}{n\Delta^2} \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\Delta^k}{k!} \times \\ &\times \left\{ \frac{d^{k-1}}{dy_i^{k-1}} \sin^k\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right) \right\}_{y_i=0}. \end{aligned} \quad (23)$$

Представляя $\sin^k\left(\frac{2\pi}{n}i + \psi - y_i\right)$ в виде суммы гармонических функций кратных дуг и выделяя в этой сумме слагаемое с наивысшей кратностью k , можно видеть, что в результате суммирования по i останутся лишь члены с $k \geq n$. Полагая значения Δ малыми и ограничивая ряд членом с наименьшей степенью Δ^n , имеем:

$$\begin{aligned} r(n, \Delta) &= |\operatorname{Im}\{\bar{A}(j\omega_n)\}|_{\max} = \frac{2}{n\Delta^2} \left(\frac{n}{2}\right)^{n-1} \frac{\Delta^n}{(n-1)!} = \\ &= \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{n\Delta}{2}\right)^{n-2} \end{aligned} \quad (24)$$

или с учетом (16)

$$r_n = \frac{1}{(n-1)!} \left(\frac{m\bar{x}_m}{2\sin\alpha_0}\right)^{n-2}. \quad (25)$$

Заметим, что на основной субгармонической частоте радиус равен единице и не зависит от фазно-

сти преобразователя, начального угла управления и амплитуды входного сигнала. Это согласуется с результатами, полученными в [Л. 3 и 5].

На рис. 3 показаны описывающие функции вентильного преобразователя, вычисленные по (15), (20) и (21) для n от 2 до 6 на ЦВМ типа «Промінь—М»*. Там же тонкими линиями изображены окружности соответствующих радиусов (25). Для возможности представления траекторий в крупном масштабе на рис. 3, б — δ по оси абсцисс даны значения не $\operatorname{Re}\{\bar{A}\}$, а $\operatorname{Re}\{\bar{A}\}-1$.

Чрезвычайная простота представления описывающей функции в виде окружности делает возможным ее быстрый расчет для любого порядка субгармоники n и любых заданных условий (m , $\bar{x}_m$, α_0). Заметим, кстати, что хотя в знаменателе (25) находится $\sin \alpha_0$, наибольшие значения r_n имеют место при $\alpha_0 = 90^\circ$, так как при этом диапазон возможного изменения $\bar{x}_m$ оказывается максимальным.

Постоянная составляющая э. д. с. преобразователя при воздействии гармонического сигнала. Решение (5) относительно n значений угла регулирования преобразователя при воздействии субгармонического сигнала (3)

$$\alpha_i = \alpha_0 - \Delta \alpha_i, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (26)$$

дает возможность найти среднее значение относительной э. д. с.

$$\bar{e}_d = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \cos \alpha_i, \quad (27)$$

которое в общем случае оказывается отличным от значения $\bar{e}_{d0} = \bar{x}_0 = \cos \alpha_0$, соответствующего стационарному режиму. Несмотря на простоту формулы (27), трудности при отыскании точного значения $\bar{e}_d$ в общем виде ничуть не меньше, чем при нахождении описывающей функции. Непосредственное выражение $\cos \alpha_i$ из (5) в виде ряда Лагранжа по степеням $\bar{x}_m$ не дает простых результатов. Однако определение амплитуды колебаний $\bar{e}_d$ относительно $\bar{e}_{d0}$ не встречает затруднений, если воспользоваться рассмотренной выше прямоугольной аппроксимацией импульсной составляющей э. д. с. При этом

$$\Delta \bar{e}_d = \bar{e}_d - \bar{e}_{d0} = -\frac{\sin \alpha_0}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \Delta \alpha_i = -\frac{\sin \alpha_0}{m} \sum_{i=0}^{n-1} y_i. \quad (28)$$

Учитывая (21) и (24), получаем:

$$\Delta \bar{e}_{d \max} = r(n, \Delta) \frac{n \sin \alpha_0}{2m} \Delta^2 = \frac{1}{n!} \left(\frac{m}{2 \sin \alpha_0} \right)^{n-1} x_m^n. \quad (29)$$

Заметим, что формула (29) в связи с изложенным выше дает некоторый запас, уменьшающийся, однако, с уменьшением амплитуды входного сигнала. Помимо этого, следует иметь в виду, что отклонение средней э. д. с., как и описывающая функция, совершает полный цикл при изменении фазы входного сигнала в интервале $2\pi/n$.

Воздействие дробных субгармоник и иррациональных частот. Рассмотрим реакцию вентильного преобразователя на дробно-субгармонический сиг-

нал, имеющий частоту (2). По аналогии с (3) запишем:

$$x(t) = x_0 + x_m \sin \left(\frac{p}{q} m \omega_0 t + \varphi \right). \quad (30)$$

Здесь p/q является несократимой правильной дробью, меньшей чем $1/2$. Число интервалов дискретности вентильного преобразователя, соответствующее одному периоду сигнала (30), не является целым, но q интервалов дискретности укладываются в p периодов сигнала.

Уравнение для i -й точки встречи (их число теперь равно q) вместо (5) принимает вид:

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_0 - \Delta \alpha_i) - \cos \alpha_0 = \\ = x_m \sin \left[\frac{2\pi p}{q} i + \frac{pm}{q} (\alpha_0 - \Delta \alpha_i) + \varphi \right] \end{aligned} \quad (31)$$

или в соответствии с (14)

$$y_i = \Delta \sin \left(\frac{2\pi p}{q} i + \psi - y_i \right), \quad (32)$$

где

$$\Delta = \frac{mp}{q} \frac{\bar{x}_m}{\sin \alpha_0}; \quad (33)$$

$$y_i = \frac{mp}{q} \Delta \alpha_i; \quad (34)$$

$$\psi = \frac{mp}{q} \alpha_0 + \varphi. \quad (35)$$

Выражение для описывающей функции вентильного преобразователя на дробных субгармониках с учетом (7)

$$\begin{aligned} \bar{A}(j\omega_{pq}) &= \frac{2\bar{e}_n}{qTj\bar{x}_m e^{-j\varphi}} \int_0^{qT} e^{j\frac{mp}{q}\omega_0 t} dt = \\ &= \frac{me^{j\varphi}\bar{e}_n}{q\pi j\bar{x}_m} \sum_{i=0}^{q-1} \int_{\frac{2\pi}{m}i + \alpha_0 - \Delta \alpha_i}^{\frac{2\pi}{m}i + \alpha_0} e^{j\frac{mp}{q}\omega_0 t} d\omega_0 t = \\ &= \frac{2}{q\Delta} \sum_{i=0}^{q-1} \exp \left[j \left(\frac{2\pi p}{q} i + \psi - y_i \right) \right]. \end{aligned} \quad (36)$$

Вещественная и мнимая составляющие описывающей функции определяются выражениями:

$$\operatorname{Re}\{\bar{A}(j\omega_{pq})\} = \frac{2}{q\Delta} \sum_{i=0}^{q-1} \cos \left(\frac{2\pi p}{q} i + \psi - y_i \right); \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}\{\bar{A}(j\omega_{pq})\} &= \frac{2}{q\Delta} \sum_{i=0}^{q-1} \sin \left(\frac{2\pi p}{q} i + \psi - y_i \right) = \\ &= \frac{2}{q\Delta^2} \sum_{i=0}^{q-1} y_i. \end{aligned} \quad (38)$$

Представляя трансцендентное относительно y_i уравнение (32) в виде ряда Лагранжа по степеням Δ и выполняя действия по аналогии с тем, как это делалось для целых субгармоник, получим вместо (24):

$$r(p, q, \Delta) = \frac{1}{(q-1)!} \left(\frac{q\Delta}{2p} \right)^{q-2}. \quad (39)$$

* Расчеты на ЦВМ сделал И. Д. Розов.

С учетом (33) непосредственное выражение радиуса траектории через комплекс входных параметров приобретает вид:

$$r_q = \frac{1}{(q-1)!} \left(\frac{m\bar{x}_m}{2\sin\alpha_0} \right)^{q-2}, \quad (40)$$

в котором в отличие от (25) роль n играет q . Точно так же амплитудное отклонение средней э. д. с. преобразователя от значения $\cos\alpha_0$ для дробных субгармоник определяется вместо (29) выражением:

$$\Delta\bar{e}_{d\max} = \frac{1}{q!} \left(\frac{m}{2\sin\alpha_0} \right)^{q-1} \bar{x}_m^q. \quad (41)$$

Так как с увеличением порядков субгармоник n и q значения r и $\Delta\bar{e}_{d\max}$ резко убывают, можно практически не считать с проявлением специфических свойств вентильного преобразователя на дробных субгармониках. Это обстоятельство объясняется физически тем, что происходит усреднение отклонений углов $\Delta\alpha_i$ на большем периоде, включающем несколько периодов управляющего сигнала и соответственно большее число интервалов дискретности преобразователя.

Полученные здесь количественные соотношения для дробных субгармоник также объясняют факт отсутствия фазового сдвига и отклонения среднего значения э. д. с. при иррациональном соотношении между частотами сигнала ω и пульсаций $m\omega_0$ (когда э. д. с. преобразователя, строго говоря, является почти периодической функцией, т. е. точный период ее бесконечно велик). Представляя это соотношение частот в виде предела рациональной дроби при $p \rightarrow \infty$ и $q \rightarrow \infty$, приходим согласно (40) и (41) к $r_q \rightarrow 0$ и $\Delta\bar{e}_{d\max} \rightarrow 0$ вследствие усреднения бесконечно большого числа отклонений $\Delta\alpha_i$ на бесконечно большом интервале.

Низкочастотные биения при воздействии сигналов, близких к субгармоническим. Как отмечено выше, отклонение средней э. д. с. преобразователя от стационарного значения при воздействии субгармоническим сигналом зависит от фазы последнего и совершает полный цикл при изменении фазы входного сигнала в интервале $2\pi/n$. Это означает, что при частоте входного сигнала ω , близкой к субгармонической $m\omega_0/n$, частота биений в кривой э. д. с. определяется соотношением:

$$\omega_b = n \bmod \left(\omega - \frac{m\omega_0}{n} \right). \quad (42)$$

Наименьшее значение частоты биений соответствует ближайшей к ω частоте субгармоники. Полный состав биений, обусловленных наличием $\Delta\bar{e}_d$, выражается зависимостью:

$$\bar{e}_c(t) = \sum_{n=2}^{\infty} \Delta\bar{e}_{d\max}(\bar{x}_m, n) \sin[(n\omega - m\omega_0)t + \psi_n], \quad (43)$$

где значения $\Delta\bar{e}_{d\max}(\bar{x}_m, n)$ находятся из (29).

Помимо этого, в кривой э. д. с. возникают составляющие, обусловленные отличием описывающей функции от единицы на субгармонических частотах, что соответствует для сигнала произвольной частоты

амплитудно-фазовой модуляции на каждой субгармонике:

$$\bar{e}_A(t) = \bar{x}_m \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{n=2}^{\infty} r_n(\bar{x}_m) \sin\{(n+1)\omega - m\omega_0\}t + \psi_n\}, \quad (44)$$

причем значения $r_n(\bar{x}_m)$ определяются из (25). Заметим, что поскольку описывающая функция вентильного преобразователя оперирует с комплексным коэффициентом передачи на основной гармонике, формула (44) не учитывает полного спектрального состава э. д. с., хотя дает количественные соотношения для основных (в частности, низкочастотных) составляющих. Полный спектральный состав э. д. с. при гармоническом воздействии на вход вентильного преобразователя включает сигналы с производными частотами $l\omega \pm km\omega_0$; $l, k = 1, 2, 3, \dots$

Взаимодействие составляющих $\bar{e}_c(t)$ и $\bar{e}_A(t)$ приводит к сложной картине биений в кривой э. д. с., которая всегда может быть количественно проанализирована с помощью полученных соотношений. Более детальное рассмотрение этого вопроса выходит за рамки данной статьи.

Устойчивость замкнутой системы с вентильным преобразователем. Вопросы устойчивости замкнутых вентильных систем на основной субгармонике достаточно полно исследованы в [Л. 2—6]. Возможность применения описывающей функции для оценки (с запасом) устойчивости системы на частоте $m\omega_0/2$ иллюстрируется рис. 4, а: в устойчивой системе окружность с центром в точке $m\omega_0/2$, про-

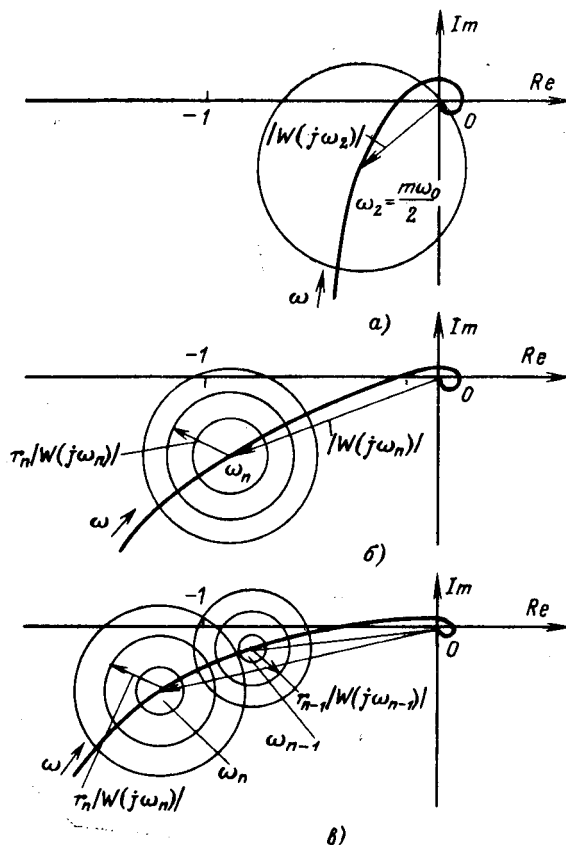


Рис. 4. Оценка устойчивости замкнутой системы с вентильным преобразователем к субгармоническим автоколебаниям.

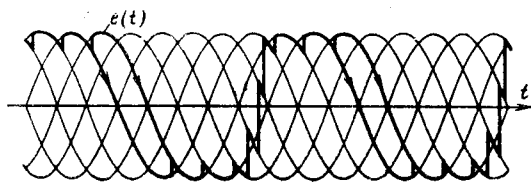


Рис. 5. Синхронизация автоколебаний, вызванных неполной управляемостью преобразователя, с низшими субгармоническими частотами.

веденная через начало координат, не должна включать в себя точки $(-1, j0)$. Аналогично (рис. 4, б) может быть решен вопрос об устойчивости системы на низших субгармониках $m\omega_0/n$, однако в этом случае окружности пропорциональны радиусам r_n , определяемым из (25), и, кроме того, система всегда устойчива в малом. Это означает, что автоколебания на низших субгармонических частотах могут возникать только при определенных возмущениях в системе. Возможны также случаи, когда система оказывается неустойчивой на двух соседних субгармониках (рис. 4, в), тогда частота автоколебаний будет зависеть от начальных условий.

Отметим, что, как правило, автоколебания на низших субгармониках имеют большую амплитуду и захватывают зону ограничения вентильного преобразователя. Основную роль в поддержании таких автоколебаний играет неполная управляемость вен-

тильного преобразователя [Л. 1, 3 и 4], проявляющаяся вне зависимости от фазности m . Дискретность преобразователя играет здесь второстепенную роль, связанную с тем, что переход преобразователя в сторону инверторного режима может идти лишь по конечному числу синусоидальных кривых питающего напряжения (рис. 5), т. е. частота автоколебаний принудительно синхронизируется либо с одной из низших субгармоник, либо с двумя (реже тремя) ближайшими субгармониками (1).

Автор признателен Б. З. Зильберману за участие в обсуждении полученных результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шипилло В. П., Вентильный преобразователь как элемент системы автоматического регулирования, «Электричество», 1967, № 11.
2. Шипилло В. П., Субгармонические автоколебания в замкнутых системах регулирования с вентильным преобразователем, «Электричество», 1969, № 1.
3. Шипилло В. П., Критерий устойчивости замкнутых систем регулирования с вентильным преобразователем к субгармоническим автоколебаниям, «Электричество», 1969, № 9.
4. Шипилло В. П., Автоматизированный вентильный электропривод, изд-во «Энергия», 1969.
5. Fallside F., Farmer A. R., Ripple instability in closedloop control systems with thyristor amplifiers, Pros. Inst. Electr. Engrs., 1967, № 1.
6. Bjäresten N. A., The Static converter as a High-Speed Power Amplifier, Direct Current, 1963, № 6.
7. Фихтенгольц Г. М., Курс дифференциального и интегрального исчисления, т. II, изд-во «Наука», 1966.

[22.2.1972]



УДК 621.314.632

Анализ силовых схем тиристорных преобразователей

В. А. НАЙДИС

Москва

Л. М. ПОЛЯКОВ и Б. И. ШКЛОВСКИЙ

Одесса

Силовые схемы тиристорных преобразователей по своей структуре могут быть разделены на полностью управляемые, полууправляемые и схемы с промежуточным выпрямителем.

В первом классе схем все вентили выпрямителя управляемые. Для расширения зоны непрерывных токов и уменьшения пульсаций тока нагрузка шунтируется неуправляемым вентилем.

Замена одного или нескольких управляемых вентилей в полностью управляемой схеме неуправляемыми позволяет получить полууправляемые схемы, которые могут применяться как с шунтирующим вентилем, так и без него.

В схемах первого и второго класса функции выпрямления и управления объединены. Особенностью третьего класса схем является разделение этих функций: используется неуправляемый выпрямитель и симистор на стороне переменного тока или тиристор на стороне постоянного тока для изменения выходного напряжения [Л. 1, 4 и 5].

Анализ силовых схем полностью управляемых тиристорных преобразователей с шунтирующим вентилем был выполнен в [Л. 2], где приведены основные соотношения, позволяющие производить расчет и выбор тиристорov, шунтирующего диода, силового трансформатора. Благодаря выражению основных параметров, характеризующих работу схем, через граничную противо-Э. д. с. между режимами непрерывных и прерывистых токов, удалось получить простые соотношения, удобные для программирования на ЦВМ и инженерных расчетов. Там же было показано, что основные соотношения полностью управляемых схем могут быть применены и для расчета однофазных мостовых полууправляемых преобразователей и преобразователей с промежуточным неуправляемым мостовым выпрямителем с тиристором в цепи постоянного тока либо симистором в цепи переменного тока.

Для трехфазных мостовых полууправляемых схем и некоторых типов преобразователей с проме-

жучочным выпрямителем указанные соотношения применены быть не могут. В настоящей статье методика расчета, предложенная в [Л. 2], распространяется на эти схемы.

Схемы с промежуточным выпрямителем. Наибольший интерес представляют схемы, изображенные на рис. 1, а и б. Эти схемы при относительной простоте обеспечивают лучший коэффициент использования нагрузки по сравнению с однофазным однопульсным преобразователем и в связи с этим получили сравнительно широкое применение [Л. 4 и 5]. Тем не менее, сведения, необходимые для их расчета, в литературе, за исключением отдельных соотношений [Л. 1 и 5], практически отсутствуют.

Рабочий цикл преобразователей может быть разбит на три участка:

I — участок проводимости тиристора T и диода

D_1 продолжительностью $\lambda_I = \gamma - \alpha_0$, где α_0 — угол отсрочки открытия тиристора;

γ — максимальная возможная длительность импульса тока диода D_1 (D_2), равная $5\pi/6$ и $2\pi/3$ соответственно для рис. 1, а и б; введение параметров γ позволяет получить одинаковые выражения для анализа обеих схем;

II — участок проводимости тиристора и диода D_2 продолжительностью $\lambda_{II} \leq \gamma$;

III — участок проводимости шунтирующего вентиля D_0 продолжительностью $\lambda_{III} = \lambda_D \leq 2(\pi - \gamma) + \alpha_0$.

При углах открытия тиристора $\alpha_0 \geq \gamma$ первый участок в рабочем цикле преобразователей отсутствует, и в этой области они по своим характеристикам ничем не отличаются от однофазного одно-

пульсного преобразователя при углах открытия его тиристора $\alpha_1 = \alpha_0 - 2\pi/3$ и $\alpha_2 = \alpha_0 - \pi/3$. Поэтому анализируются режимы работы преобразователей при изменении угла открытия α_0 в пределах $0 \div 5\pi/6$ и $0 \div 2\pi/3$ соответственно.

В зависимости от соотношения параметров схем, угла α_0 и значения внешней противо-э. д. с. возможен один из следующих режимов работы преобразователей:

А. Режим непрерывных токов, в котором общая продолжительность тока якоря $\lambda = 2\pi$, продолжительность проводимости тиристора $\lambda_T = \lambda_I + \lambda_{II} = 2\gamma - \alpha_0$, а продолжительность проводимости обратного вентиля

$$\lambda_D \lambda_D = \lambda - \lambda_T = 2(\pi - \gamma) + \alpha_0.$$

Б. Режим прерывистых токов, в котором часть электромагнитной энергии, запасенной в индуктивности цепи нагрузки, разряжается через обратный вентиль:

$$\lambda \leq 2\pi; \lambda_T = 2\gamma - \alpha_0; \lambda_D = \lambda - \lambda_T \leq 2(\pi - \gamma) + \alpha_0.$$

В. Режим прерывистых токов, в котором разряд э. д. с. самоиндукции происходит только через диоды выпрямителя D_1 или D_2 , а диод D_0 в работе схемы не участвует, причем в данном случае возможны два варианта работы преобразователя.

В первом из них продолжительность импульса тока в цепи нагрузки лежит в пределах: $\gamma - \alpha_0 \leq \lambda = \lambda_I + \lambda_{II} \leq 2\gamma - \alpha_0$, при этом $\lambda = \lambda_T$ и $\lambda_D = 0$.

Во втором варианте при больших значениях противо-э. д. с. и малых электромагнитных постоянных времени и токах нагрузки тиристор отключается уже на первом участке рабочего цикла преобразователя ($\lambda_I \leq \gamma - \alpha_0$). Если длительность

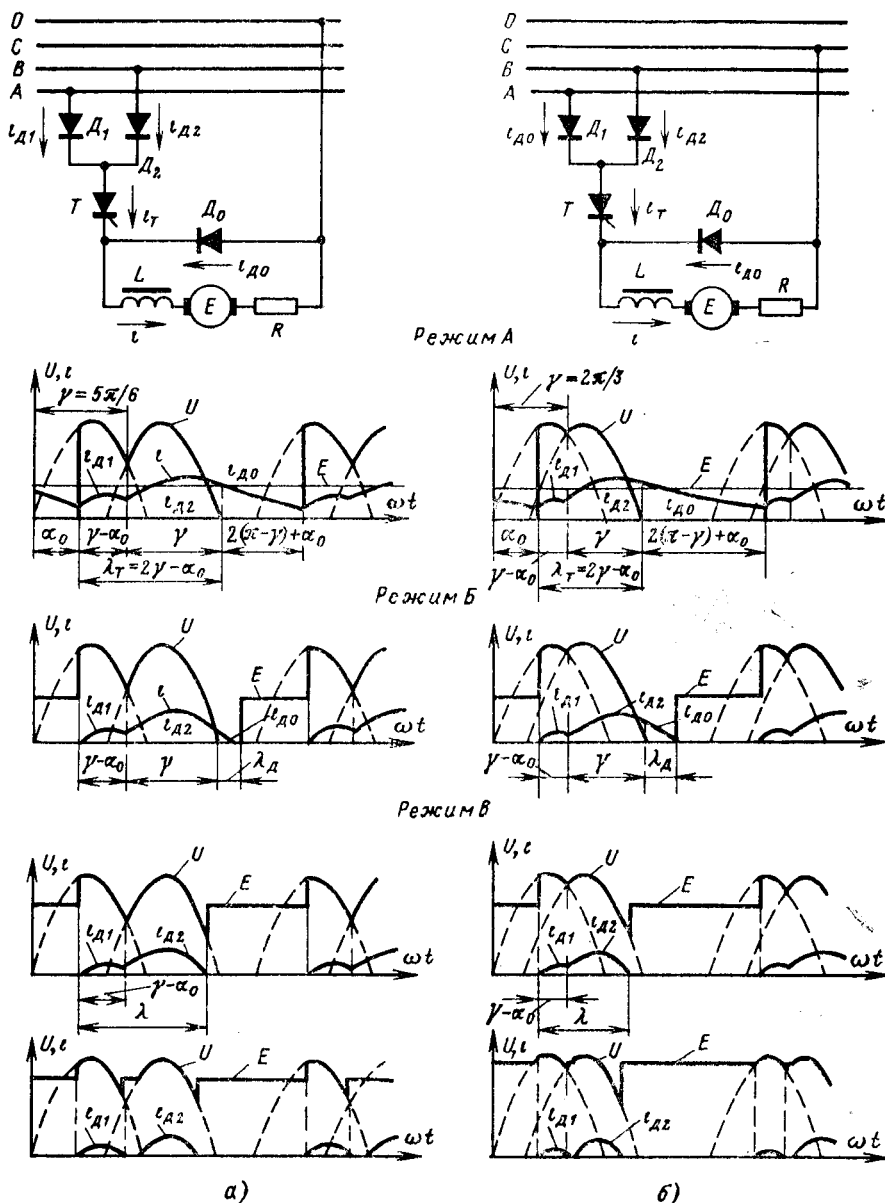


Рис. 1. Диаграмма напряжений и токов преобразователей с промежуточным выпрямителем.

$$a - \gamma = \frac{5\pi}{6}, \quad b - \gamma = \frac{2\pi}{3}.$$

управляющего импульса недостаточно велика, включение тиристора на втором участке не происходит, и ток в цепи нагрузки содержит только один импульс ($i_{\Pi}=0$).

Если длительность управляющего импульса достаточна, на втором участке тиристор открывается в точке, в которой напряжение сети становится равным противо-э. д. с., и ток в цепи нагрузки состоит из двух импульсов. Этот случай можно рассматривать как параллельное включение на нагрузку двух однофазных одноимпульсных преобразователей — управляемого и неуправляемого, — работающих в режиме прерывистых токов со сдвигом по фазе. Так как эти режимы подробно изучены [Л. 3], здесь они не рассматриваются.

Анализ режимов работы преобразователей производим в предположении постоянства параметров нагрузки, мгновенной коммутации тиристоров и отсутствия падения напряжения на проводящих вентилях [Л. 2]. Для простоты полагаем, что сопротивления на стороне переменного тока отсутствуют, и электромагнитные постоянные времени цепи тиристора и разрядного контура равны между собой.

Введем относительную систему единиц, в которой

$$\varepsilon = \frac{E}{U_m}; \quad i = \frac{IR}{U_m}; \quad \tau = \frac{\omega L}{R} = \operatorname{tg} \theta.$$

Здесь ε , E — противо-э. д. с. нагрузки; i , I — ток; ω — угловая частота напряжения сети; U_m — амплитудное значение напряжения сети (фазное — для схемы рис. 1, а и линейное — для схемы рис. 1, б); τ , L , R — соответственно приведенная постоянная времени, индуктивность и активное сопротивление цепи нагрузки.

Ток на первом участке работы преобразователя (через диод D_1 и тиристор T) определяется решением уравнения электрического равновесия цепи:

$$\tau \frac{di}{d(\omega t)} + i + \varepsilon = \sin(\omega t + \alpha_0), \quad (1)$$

откуда

$$i_{D_1} = \cos \theta \sin \omega t + \alpha_0 - \theta - \cos \theta \sin(\alpha_0 - \theta) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) + i_0 \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right)\right], \quad (2)$$

где i_0 — значение i_{D_1} при $\omega t = 0$.

Конечное значение тока на первом участке может быть получено, если в (2) подставить $\omega t = \gamma - \alpha_0$.

Для зоны непрерывных токов

$$i_{D_{1к}} = \cos \theta \sin(\gamma - \theta) - \cos \theta \sin(\alpha_0 - \theta) \exp\left(\frac{\alpha_0 - \gamma}{\tau}\right) + i_0 \exp\left(\frac{\alpha_0 - \gamma}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(\frac{\alpha_0 - \gamma}{\tau}\right)\right]; \quad (3)$$

для зоны прерывистых токов

$$i_{D_{1к}} = \cos \theta \sin(\gamma - \theta) - \cos \theta \sin(\alpha_0 - \theta) \exp\left(\frac{\alpha_0 - \gamma}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(\frac{\alpha_0 - \gamma}{\tau}\right)\right]. \quad (4)$$

Анализ работы преобразователей на II и III участках будем производить методом припасовы-

вания. При этом отсчет времени ωt для II участка начинаем с нуля, конечное значение тока на I участке принимаем за начальное для II, а вместо α_0 в уравнения (1) и (2) подставляем фиксированную величину $\pi - \gamma$. Тогда ток второго диода

$$i_{D_2} = \cos \theta \sin(\omega t + \pi - \gamma - \theta) - \cos \theta \sin(\pi - \gamma - \theta) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) + i_{D_{1к}} \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right)\right]. \quad (5)$$

Конечное значение тока второго диода (при $\omega t = \gamma$)

$$i_{D_{2к}} = \cos \theta \sin \theta - \cos \theta \sin(\pi - \gamma - \theta) \exp\left(-\frac{\gamma}{\tau}\right) + i_{D_{1к}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\tau}\right)\right]. \quad (6)$$

Для III участка рабочего цикла преобразователя, на котором обратный вентиль D_0 шунтирует выпрямитель, полагая правую часть дифференциального уравнения (1) равной нулю, получим:

$$i_{D_0} = i_{D_{2к}} \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) - \varepsilon \left[1 - \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right)\right]. \quad (7)$$

Отсчет времени начинается в момент начала разряда э. д. с. самоиндукции через D_0 .

Очевидно, что в зоне непрерывных токов при $\omega t = 2(\pi - \gamma) + \alpha_0$

$$i_{D_{0к}} = i_{D_{2к}} \exp\left[-\frac{2(\pi - \gamma) + \alpha_0}{\tau}\right] - \varepsilon \left\{1 - \exp\left[-\frac{2(\pi - \gamma) + \alpha_0}{\tau}\right]\right\} = i_0. \quad (8)$$

Отсюда, решая (3), (6) и (8) совместно и исключая из них $i_{D_{1к}}$ и $i_{D_{2к}}$, получим после преобразований выражение для определения начального значения тока в момент открытия тиристора:

$$i_0 = \cos \theta \frac{\sin \theta \left[1 - 2 \cos \gamma \exp\left(-\frac{\gamma}{\tau}\right)\right] \times \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau}\right) - \sin(\alpha_0 - \theta)}{\exp\left(\frac{2\pi}{\tau}\right) - 1} - \varepsilon, \quad (9)$$

где $\lambda_T = 2\gamma - \alpha_0$.

Пользуясь приведенными выражениями, можно получить уравнения границ между различными режимами работы преобразователей.

Уравнение граничной противо-э. д. с., отделяющей режимы непрерывных (А) и прерывистых (Б) токов, можно получить, если в уравнении (9) положить, что $i_0 = 0$:

$$\varepsilon_{гп} = \cos \theta \frac{\sin \theta \left[1 - 2 \cos \gamma \exp\left(-\frac{\gamma}{\tau}\right)\right] \times \exp\left(\frac{\lambda_T}{\tau}\right) - \sin(\alpha_0 - \theta)}{\exp\left(\frac{2\pi}{\tau}\right) - 1}. \quad (10)$$

Уравнение граничной противо-э. д. с. между режимами Б и В прерывистых токов получим, если

в уравнении (6) приравнять $i_{D_{2к}}$ нулю:

$$\varepsilon'_{rp} = \cos \theta \frac{\sin \theta \left[1 - 2 \cos \gamma \exp \left(-\frac{\gamma}{\tau} \right) \right] \times \exp \left(\frac{\lambda_T}{\tau} \right) - \sin (\alpha_0 \theta)}{\exp \left(\frac{\lambda_T}{\tau} \right) - 1}. \quad (11)$$

Уравнение границы между двумя вариантами режима B : $\lambda_1 \leq \gamma - \alpha_0$ и $\lambda_1 = \gamma - \alpha_0$ может быть получено, если в (4) принять $i_{D_{1к}}$ равным нулю:

$$\varepsilon''_{rp} = \cos \theta \frac{\sin (\gamma - \theta) \exp \left(\frac{\gamma - \alpha_0}{\tau} \right) - \sin (\alpha_0 - \theta)}{\exp \left(\frac{\gamma - \alpha_0}{\tau} \right) - 1}. \quad (12)$$

Продолжительность импульса тока нагрузки в режиме B можно найти, если в (7) подставить $\omega t = \lambda_D = \lambda - (2\gamma - \alpha_0)$ и приравнять i_{D_0} нулю:

$$\lambda = \tau \ln \left\{ \cos \theta \frac{\sin \theta \left[1 - 2 \cos \gamma \exp \left(-\frac{\gamma}{\tau} \right) \right] \times \exp \left(\frac{\lambda_T}{\tau} \right) - \sin (\alpha_0 - \theta)}{\varepsilon} + 1 \right\}.$$

Последнее выражение может быть существенно упрощено, если использовать уравнение (10). После некоторых преобразований

$$\lambda = \tau \ln \left\{ \frac{\varepsilon_{rp}}{\varepsilon} \left[\exp \left(\frac{2\pi}{\tau} \right) - 1 \right] + 1 \right\}. \quad (13)$$

Аналогичное выражение было получено для полностью управляемых схем [Л. 2].

С помощью (3), (10) и (13) легко упростить уравнение (6):
в режиме B

$$i_{D_{2к}} = \varepsilon \exp \left(\frac{\lambda_D}{\tau} \right) - \varepsilon; \quad (14)$$

в режиме A

$$i_{D_{2к}} = \varepsilon_{rp} \exp \left(\frac{\lambda_D}{\tau} \right) - \varepsilon. \quad (15)$$

Продолжительность импульса тока в цепи нагрузки в режиме B можно определить из условия равенства нулю тока на II участке в уравнении (5) при $\omega t = \lambda - (\gamma - \alpha_0)$:

$$\left[\varepsilon - \cos \theta \sin (\pi + \lambda + \alpha_0 - \theta - 2\gamma) \right] \exp \left(\frac{\lambda}{\tau} \right) = \varepsilon - \cos \theta \left[2 \cos \gamma \sin \theta \exp \left(\frac{\gamma - \alpha_0}{\tau} \right) + \sin (\alpha_0 - \theta) \right]. \quad (16)$$

Среднее значение тока через диод D_1 в режиме непрерывных токов определяется интегрированием уравнения (2) в пределах $0 \div (\gamma - \alpha_0)$ с подстановкой $i_{D_{1к}}$ из уравнения (4):

$$i_{D_{1cp}} = \frac{1}{2\pi} [\cos \alpha_0 - \cos \gamma - \tau (i_{D_{1к}} - i_0) - \varepsilon (\gamma - \alpha_0)]. \quad (17)$$

Это же уравнение действительно и для режимов прерывистых токов (B и B) при $i_0 = 0$.

Среднее значение тока диода D_2 в режимах A и B определяется интегрированием уравнения (5) в пределах $0 \div \gamma$. После ряда преобразований с учетом (6) получим:

$$i_{D_{2cp}} = \frac{1}{2\pi} [1 - \cos \gamma - \tau (i_{D_{2к}} - i_{D_{1к}}) - \varepsilon \gamma]. \quad (18)$$

Для получения среднего значения тока диода D_2 в режиме B необходимо произвести интегрирование в диапазоне от нуля до момента отключения тиристора $\lambda + \alpha_0 - \gamma$; после ряда упрощений получим:

$$i_{D_{2cp}} = \frac{1}{2\pi} [\tau i_{D_{1к}} - \cos \gamma - \cos (\pi + \lambda + \alpha_0 - 2\gamma) - \varepsilon (\lambda + \alpha_0 - \gamma)]. \quad (19)$$

Среднее значение тока тиристора определяется суммированием токов диодов:

$$i_{Tcp} = i_{D_{1cp}} + i_{D_{2cp}}. \quad (20)$$

Среднее значение тока через обратный вентиль определяется интегрированием (7) в пределах $0 \div \lambda_D$. Предварительно преобразуем это уравнение, подставив в него значения $i_{D_{1к}}$. Для режима A путем замены соответствующих членов граничной противо-э. д. с. ε_{rp} можно получить:

$$i_{D_0} = \varepsilon_{rp} \exp \left(\frac{\gamma + \alpha_0 - \omega t}{\tau} \right) - \varepsilon; \quad (21)$$

после интегрирования

$$i_{D_{0cp}} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \tau \varepsilon_{rp} \left[\exp \left(\frac{\lambda_D}{\tau} \right) - 1 \right] - \varepsilon \lambda_D \right\}. \quad (22)$$

В режиме B из (14) следует:

$$i_{D_0} = \varepsilon \exp \left(\frac{\lambda_D - \omega t}{\tau} \right) - \varepsilon; \quad (23)$$

после интегрирования

$$i_{D_{0cp}} = \frac{1}{2\pi} \varepsilon \left\{ \tau \left[\exp \left(\frac{\lambda_D}{\tau} \right) - 1 \right] - \lambda_D \right\}. \quad (24)$$

Эти соотношения аналогичны соответствующим соотношениям для полностью управляемых схем с шунтирующим вентилем.

Среднее значение тока нагрузки

$$i_{cp} = i_{D_{1cp}} + i_{D_{2cp}} + i_{D_{0cp}}, \quad (25)$$

откуда в режимах A и B

$$i_{cp} = \frac{1}{2\pi} (1 + \cos \alpha_0 - 2 \cos \gamma - \varepsilon \lambda); \quad (26)$$

в режиме B

$$i_{cp} = \frac{1}{2\pi} [\cos \alpha_0 - 2 \cos \gamma - \cos (\pi + \lambda + \alpha_0 - 2\gamma) - \varepsilon \lambda]. \quad (27)$$

Среднее значение тока вторичных обмоток фаз согласующего трансформатора равно соответствующим средним значениям тока через диоды D_1 и D_2 .

Аналогично могут быть получены эффективные значения тока в элементах схем, коэффициент использования двигателя и коэффициент пульсации тока нагрузки. Например, эффективное значение тока шунтирующего диода определяется в режиме

А уравнением:

$$i_{D_{\text{эфф}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2(\pi-\gamma)+\alpha_0} i_{D_0}^2 d(\omega t)}; \quad (28)$$

в режиме В

$$i_{D_{\text{эфф}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\lambda D} i_{D_0}^2 d(\omega t)}. \quad (29)$$

В режиме В эффективное значение тока шунтирующего диода равно нулю.

Подставив в последние два уравнения соответственно формулы (21) и (23), получим:

$$i_{D_{\text{эфф}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{\tau}{2} \left[\varepsilon_{\text{гр}} \exp\left(\frac{\lambda D}{\tau}\right) - 2\varepsilon \right]^2 - \frac{\tau}{2} (\varepsilon_{\text{гр}} - 2\varepsilon)^2 + \varepsilon^2 \lambda D \right\}}; \quad (30)$$

в режиме В

$$i_{D_{\text{эфф}}} = \varepsilon \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{\tau}{2} \left[\exp\left(\frac{\lambda D}{\tau}\right) - 2 \right]^2 - \frac{\tau}{2} + \lambda D \right\}}. \quad (31)$$

Эти соотношения аналогичны соответствующим для полностью управляемых схем с шунтирующим диодом.

Полученные расчетные соотношения позволяют производить расчеты схем в диапазоне изменения углов открытия $0 \div \gamma$.

При больших углах открытия схемы рассчитываются по соотношениям однофазного однопульсного преобразователя с шунтирующим вентилем.

Среднее значение выпрямленного напряжения определяется интегрированием кривой напряжения. Для режимов А, Б и В получим соответственно:

$$u_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} (1 + \cos \alpha_0 - 2 \cos \gamma); \quad (32)$$

$$u_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} (1 + \cos \alpha_0 - 2 \cos \gamma) + \varepsilon \left(1 - \frac{\lambda}{2\pi} \right); \quad (33)$$

$$u_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} [\cos \alpha_0 - 2 \cos \gamma - \cos (\lambda - \gamma + \alpha_0)] + \varepsilon \left(1 - \frac{\lambda}{2\pi} \right). \quad (34)$$

Трехфазная мостовая полууправляемая схема (рис. 2). Для удобства анализа процессов, протекающих в трехфазном мостовом полууправляемом преобразователе, весь диапазон изменения углов открытия α_0 его тиристоров аналогично полностью управляемым преобразователям с шунтирующим диодом разбиваем на зону непрерывных и прерывистых напряжений [Л. 2].

В первой зоне $0 \leq \alpha_0 \leq \frac{\pi}{3}$ возможны два режима:

А — режим непрерывных токов; В — режим прерывистых токов с разрядом э. д. с. самоиндукции через тиристоры и диоды моста. При этом шунтирующий диод не работает, а кривая тока тири-

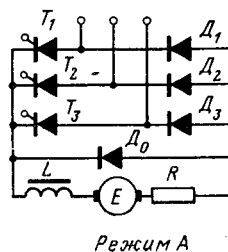
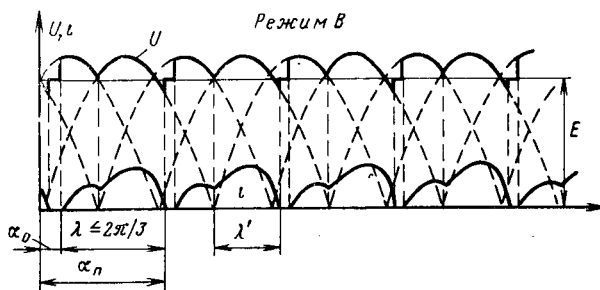
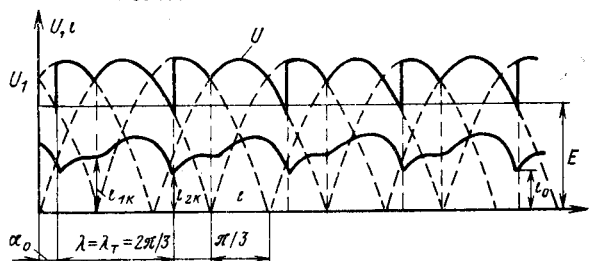


Рис. 2. Диаграмма напряжений и токов трехфазного мостового полууправляемого преобразователя в зоне непрерывных напряжений.



стор состоит из двух участков: первого, продолжительностью $\pi/3 - \alpha_0$, второго, продолжительностью $\pi/3 + \alpha_0$ для режима А и λ' — для режима В (рис. 2).

В зоне прерывистых напряжений $\pi/3 = \pi - 2\pi/3 \leq \alpha_0 \leq \pi$ схема работает аналогично трехфазной трехпульсной полностью управляемой схеме с шунтирующим диодом, и для нее применимы все соответствующие выражения [Л. 2].

Ниже рассматривается работа трехфазного мостового полууправляемого преобразователя лишь в зоне непрерывных напряжений. Система относительных единиц и принятые допущения те же, что и выше при анализе преобразователей с промежуточным выпрямителем. Напряжение U_m — амплитудное значение линейного напряжения сети.

Ток тиристора на первом участке ($\alpha_0 \div \pi/3$) определяется решением уравнения:

$$\tau \frac{di}{d(\omega t)} + i + \varepsilon = \sin \left(\omega t + \alpha_0 + \frac{\pi}{3} \right). \quad (35)$$

Угол α_0 отсчитывается от начала полуволны синусоиды линейного напряжения, создающей вторую часть импульса тока тиристора. Решение этого уравнения дает выражение для тока на первом участке:

$$i_1 = \cos \theta \sin \left(\omega t + \alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \theta \right) - \cos \theta \sin \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} - \theta \right) \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) - \varepsilon \left[1 - \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) \right] + i_0 \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right). \quad (36)$$

Параметр	Режим непрерывных токов
Диапазон изменения угла от- крытия тиристоров	$0 \leq \alpha_0 \leq \frac{\pi}{3}$
Граничная противо-э. д. с.	$\epsilon_{rp} = \cos \theta \frac{\sin \theta \exp\left(\frac{\pi}{3\tau} - \frac{\alpha_0}{\tau}\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta - \alpha_0\right) \exp\left(\frac{2\pi}{3\tau}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \alpha_0\right)}{\exp\left(\frac{2\pi}{3\tau}\right) - 1}$
Начальный ток	$i_0 = \epsilon_{rp} - \epsilon$
Продолжительность импульса тока якоря	$\lambda = \frac{2\pi}{3}$
Продолжительность проводи- мости тиристоров	$\lambda_T = \frac{2\pi}{3}$
Продолжительности I и II участков	$\lambda_I = \frac{\pi}{3} - \alpha_0, \quad \lambda_{II} = \frac{\pi}{3} + \alpha_0$
Продолжительность импульса тока через обратный диод	$\lambda_{II} = 0$
Конечное значение тока на I участке	$i_{IK} = \cos \theta \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0 - \theta\right) \exp\left(\frac{\alpha_0}{\tau} - \frac{\pi}{3\tau}\right) + \epsilon_{rp} \exp\left(\frac{\alpha_0}{\tau} - \frac{\pi}{3\tau}\right) - \epsilon$
Среднее значение тока на I уча- стке	$i_{Icp} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{2} + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0\right) + \tau (\epsilon_{rp} - \epsilon - i_{IK}) - \epsilon \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_0\right) \right]$
Эффективное значение тока на I участке	$i_{I\Phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3} - \alpha_0} \left[\cos \theta \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha_0 - \theta\right) - \right.}$ $\left. - \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0 - \theta\right) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) + \epsilon_{rp} \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) - \epsilon \right]^2 d\omega t}$
Среднее значение тока на II участке	$i_{IIcp} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{2} - \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha_0\right) + \tau (i_{IK} - i_0) - \epsilon \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0\right) \right]$
Эффективное значение тока на II участке	$i_{II\Phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3} + \alpha_0} \left[\cos \theta \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \theta\right) - \cos \theta \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) + \right.}$ $\left. + \epsilon \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) - \epsilon + i_{IK} \exp\left(-\frac{\omega t}{\tau}\right) \right]^2 d\omega t}$
Среднее и эффективное зна- чения тока через обратный диод	$i_{Dcp} = 0, \quad i_{D\Phi} = 0$
Среднее и эффективное значе- ния тока через тиристор	$i_{Tcp} = \frac{1}{2\pi} (1 + \cos \alpha_0) - \frac{1}{3} \epsilon, \quad i_{T\Phi} = \sqrt{i_{I\Phi}^2 + i_{II\Phi}^2}$
Среднее и эффективное значе- ния тока якоря	$i_{acp} = \frac{3}{2\pi} (1 + \cos \alpha_0) - \epsilon, \quad i_{a\Phi} = \sqrt{3} i_{T\Phi}$
Эффективное значение тока трансформатора	$i_{Tp\Phi} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{a\Phi}$
Коэффициент использования двигателя	$k_H = \frac{i_{acp}}{i_{a\Phi}}$
Коэффициент пульсации тока якоря	$k_H = \frac{\sqrt{1 - k_H^2}}{k_H}$

Примечание. Режим В в зоне непрерывных напряжений для преобразователя нехарактерен; в зоне прерывистых напряжений все характеристики преобразователя совпадают с аналогичными для трехфазных трехпульсных преобразователей.

Конечное значение тока на первом участке получим подстановкой в последнее уравнение $\omega t = \pi/3 - \alpha_0$.

Для определения тока на втором участке решим уравнение (35) при $\alpha_0 = 0$, т. е.

$$i_2 = \cos \theta \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{3} - \theta \right) - \cos \theta \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) - \varepsilon \left[1 - \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right) \right] + i_{1к} \exp \left(-\frac{\omega t}{\tau} \right), \quad (37)$$

где $i_{1к}$ — конечное значение тока первого участка.

Конечное значение тока на втором участке может быть получено подстановкой в это уравнение $\omega t = \pi/3 + \alpha_0$.

Поскольку в зоне непрерывных токов $i_{2к} = i_0$, после преобразований найдем значение начального тока:

$$i_0 = \frac{\cos \theta}{\exp \left(\frac{2\pi}{3\tau} \right) - 1} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_0 + \theta \right) \exp \left(\frac{2\pi}{3\tau} \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0 - \theta \right) + \sin \theta \exp \left(\frac{\pi}{3\tau} - \frac{\alpha_0}{\tau} \right) \right] - \varepsilon. \quad (38)$$

Граничное значение противо-э. д. с., отделяющее режим прерывистого тока от непрерывного,

в зоне непрерывных напряжений равно:

$$\varepsilon_{гр} = \frac{\cos \theta}{\exp \left(\frac{2\pi}{3\tau} \right) - 1} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha_0 + \theta \right) \exp \left(\frac{2\pi}{3\tau} \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha_0 - \theta \right) + \sin \theta \exp \left(\frac{\pi}{3\tau} - \frac{\alpha_0}{\tau} \right) \right]. \quad (39)$$

Пользуясь (35) — (39) и рассуждая аналогично описанному выше, можно получить основные расчетные соотношения для трехфазной мостовой полупроводимой схемы в диапазоне непрерывных напряжений (см. таблицу).

В заключение следует отметить, что при необходимости анализ описанных преобразователей может быть проведен для более общего случая (при неравенстве сопротивлений цепи тиристора и шунтирующего диода), как это показано на примере полностью управляемых схем [Л. 2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Иванчук Б. Н. и др., Тиристорные усилители постоянного тока, изд-во «Энергия», 1964.
2. Найдис В. А., Поляков Л. М. и Шкловский Б. И., Анализ силовых схем тиристорных преобразователей, «Электричество», 1970, № 10.
3. Булгаков А. А., Электронные устройства автоматического управления, Госэнергоиздат, 1958.
4. Jiří Bendl, Jiří Vavřín, Jednoduchá zapojení s tyristory, Elektrotechnický obzor, 1970, 59, № 10.
5. Jiří Pavelka, Josef David, Tyristorová budicí soustava pro alternátory CKD s regulátorem ZPA, Elektrotechnický obzor, 1969, 58, № 5.

[18.5.1971]



УДК 621.375.3.001.24

Магнитные усилители с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем

А. А. САЛЮТИН

Москва

Нагрузка шунтируется полупроводниковым вентилем весьма часто: для видоизменения характеристики вход — выход магнитного усилителя (МУ) и устранения релейного эффекта, для изменения режима работы усилителя, для снижения тока в линии, для изменения формы выпрямленного напряжения и т. д.

В электротехнических сталях, применяемых для сердечников МУ, величина остаточной магнитной индукции существенно ниже, чем значение индукции области насыщения. Это отличает специфику работы усилителей с подобными сердечниками от теоретических положений, изложенных в [Л. 1], при аппроксимации магнитных характеристик взаимно перпендикулярными прямыми.

В статье рассматриваются электромагнитные процессы и расчетные соотношения в случае учета наклона ненасыщенного участка петли гистерезиса. При определении мгновенных значений токов и напряжений были приняты следующие допущения:

полупроводниковые вентили идеальные, индуктивностью нагрузки обеспечивается абсолютное сглаживание выпрямленного тока, сопротивление рабочих обмоток МУ, их индуктивность рассеяния и индуктивность рабочей обмотки при работе на насыщенном участке петли гистерезиса приняты равными нулю. В современных МУ, таких, как ТУМ и УМП, сердечники которых выполнены из холоднокатаной электротехнической стали, магнитная проницаемость насыщенного участка петли гистерезиса составляет 1—2% по отношению к магнитной проницаемости ненасыщенного участка.

Электромагнитные процессы. На рис. 1 представлена схема однофазного магнитного усилителя с мостовой схемой выпрямления. В плечи выпрямителя включены рабочие обмотки ω . Идеализированной петлей гистерезиса на рис. 2 иллюстрируется последовательность смены магнитных состояний сердечников, а на рис. 3 приведены токи и напряжения на участках схемы.

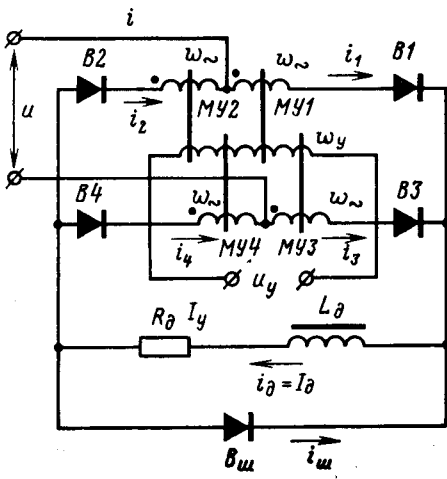


Рис. 1. Схема магнитного усилителя с шунтирующим вентилем.

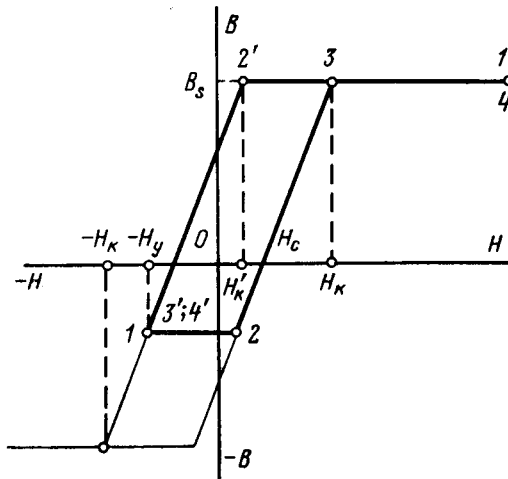


Рис. 2. Идеализированная петля гистерезиса сердечников магнитного усилителя.

Интервал повторяемости работы схемы складывается из режима коммутации ($0 \leq \omega t \leq \delta$) и внекоммутационного режима ($\delta \leq \omega t \leq \pi$).

1. Режим коммутации. В этом состоянии все вентили открыты и для отдельных ее цепей справедливы следующие уравнения:

для цепи рабочих обмоток $\omega_{\sim}$

$$u + e_1 - e_3 = 0; u - e_2 + e_4 = 0, \quad (1a)$$

где

$$\left. \begin{aligned} e_1 = e_4 &= -L \frac{di_1}{dt} = -L \frac{di_4}{dt}; \quad L = \frac{\omega_{\sim}^2 S}{l} \frac{B_s}{H_{\kappa} - H_c}; \\ e_2 = e_3 &= -L \frac{di_2}{dt} = -L \frac{di_3}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (1b)$$

для цепи шунтирующего вентиля $B_{ш}$

$$e_2 + e_1 = 0; e_3 + e_4 = 0; \quad (2)$$

для цепи обмоток управления ω_y

$$e_{y1} + e_{y2} + e_{y3} + e_{y4} + U_y = i_y R_y, \quad (3a)$$

где

$$\left. \begin{aligned} e_{y1} = e_{y4} &= -M \frac{di_1}{dt} = -M \frac{di_4}{dt}; \\ M &= \frac{\omega_{\sim} \omega_y S}{l} \frac{B_s}{H'_{\kappa} - H_c}; \\ e_{y2} = e_{y3} &= -M \frac{di_2}{dt} = -M \frac{di_3}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (3b)$$

для узлов катодной и анодной групп вентиля

$$i_1 + i_3 + i_{ш} = I_d; i_2 + i_4 + i_{ш} = I_d. \quad (4)$$

Из уравнений (2) следует, что

$$e_1 + e_2 + e_3 + e_4 = 0. \quad (5)$$

Соотношение между э. д. с. рабочих обмоток $\omega_{\sim}$ и обмоток управления ω_y определяется из формул (1b) и (3b):

$$\frac{e_1}{e_{y1}} = \frac{\omega_{\sim}}{\omega_y}, \dots \quad (6)$$

Из (3a), (5) и соотношения (6) следует, что

$$e_{y1} + e_{y2} + e_{y3} + e_{y4} = 0; U_y = i_y R_y. \quad (7)$$

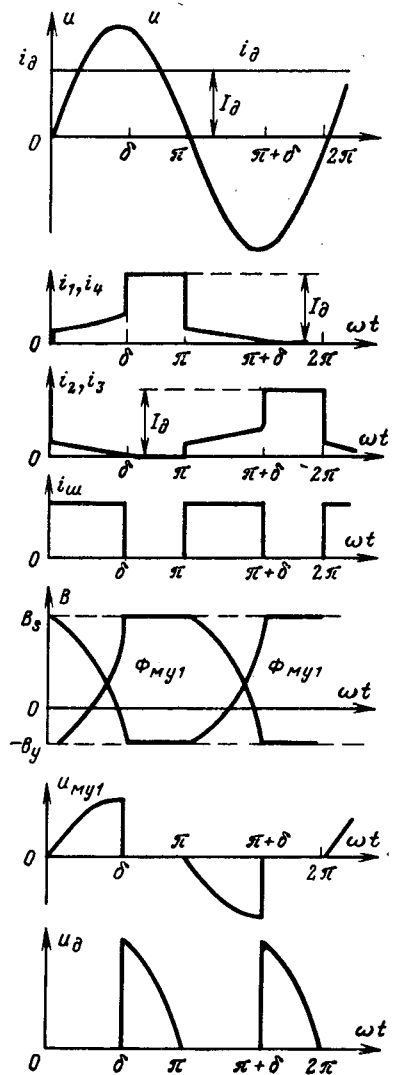


Рис. 3. Токи и напряжения в магнитном усилителе.

Таким образом, при наличии вентиля $B_{ш}$, шунтирующего активно-индуктивную нагрузку, не происходит трансформация э. д. с. из цепи рабочих обмоток $\omega_{\sim}$ в цепь обмоток управления ω_y . Форма кривой тока управления определяется лишь напряжением питания цепи обмоток ω_y и ее сопротивлением R_y . При $U = \text{const}$ и $R_y = \text{const}$

$$i_y = I_y = \text{const}. \quad (8)$$

Следовательно, при шунтировании вентилем $B_{ш}$ активно-индуктивной нагрузки магнитный усилитель работает в режиме вынужденного намагничивания.

Режим коммутации включает в себя три состояния схемы: при $\omega t = 0$, в интервале $0 < \omega t < \delta$ и при $\omega t = \delta$. Рассмотрим эти состояния.

а) $\omega t = 0$. При токе управления, соответствующем напряженности магнитного поля $-H_y$ (рис. 2), изменение магнитного состояния сердечников МУ1 и МУ4 начнется от точки 1. Так как участок петли гистерезиса 1—2 является горизонтальным, то $\frac{dB}{dH} = 0$ и поэтому токи i_1 и i_4 нарастают мгновенно.

Величина изменения напряженности магнитного поля соответствует ширине петли гистерезиса $2H_c$,

где

$$H_c = \frac{I_c \omega}{l}.$$

Следовательно, токи i_1 и i_4 в обмотках ω сердечников $МУ1$ и $МУ4$ изменяются на величину $2I_c$.

В $МУ2$ и $МУ3$ к моменту $\omega t = 0$ токи рабочих обмоток ω составляли I_d (точка I' на рис. 2); напряженность магнитного поля

$$H_{МУ2} = H_{МУ3} = \frac{I_d \omega}{l} + H_y. \quad (9)$$

Токи i_2 и i_3 при $\omega t = 0$ также изменялись скачком от I_d до величины, соответствующей напряженности магнитного поля (точка $2'$ на рис. 2).

б) $0 < \omega t < \delta$. Этим интервалом характеризуется работа всех сердечников на наклонных участках петли гистерезиса: в сердечниках $МУ1$ и $МУ4$ на участке $2-3$, а в сердечниках $МУ2$ и $МУ3$ на участке $2'-3'$. Все четыре сердечника ненасыщены. Поэтому токи в плечах вентилях $B1, B2, B3, B4$ изменяются медленно: токи i_1 и i_4 возрастают под действием положительной полуолны напряжения источника, а токи i_2 и i_3 спадают до нуля.

Законы изменения токов и напряжений на участках схемы могут быть установлены с помощью приведенных выше уравнений.

Из уравнений (1а) и (2) следует, что

$$u + e_1 + e_4 = 0. \quad (10)$$

При синусоидальном напряжении источника с учетом (1б) из (10) получим:

$$2\omega L \frac{di_1}{d\omega t} = U_m \sin \omega t. \quad (11)$$

Решение этого уравнения

$$i_1 = i_4 = -\frac{U_m}{2\omega L} \cos \omega t + C. \quad (12)$$

К моменту рассматриваемого интервала токи i_1 и i_4 достигли значения $2I_c$, соответствующего ширине петли гистерезиса $2H_c$. Следовательно, при $\omega t = 0$ из (12) имеем:

$$C = 2I_c + \frac{U_m}{2\omega L}.$$

Таким образом,

$$i_1 = i_4 = \frac{U_m}{2\omega L} (1 - \cos \omega t) + 2I_c. \quad (13)$$

Закон изменения i_2 и i_3 можно установить с помощью (1а) и (2):

$$u - e_2 - e_3 = 0. \quad (14)$$

В соответствии с (1б) при синусоидальном напряжении источника

$$i_2 = i_3 = \frac{U_m}{2\omega L} \cos \omega t + C. \quad (15)$$

Намагничивание сердечников (напряженность магнитного поля H_μ) осуществляется токами цепи управления (напряженность H_y) и рабочей обмотки ω (напряженность H_ω), т. е.

$$H_\mu = H_\omega + H_y, \quad (16a)$$

где

$$H_\mu = \frac{i_\mu \omega}{l}; H_\omega = \frac{i_\omega \omega}{l}; H_y = \frac{I_y \omega_y}{l}. \quad (16b)$$

К моменту рассматриваемого интервала в сердечниках $МУ2$ и $МУ3$ напряженность магнитного поля

H_μ равна H'_κ , где $H'_\kappa = \frac{I'_\kappa \omega}{l}$. Тогда

$$i_2(0) = i_3(0) = I'_\kappa - I_y \frac{\omega_y}{\omega}. \quad (17)$$

Из этого условия в решении уравнения (15) постоянная интегрирования

$$C = I'_\kappa - I_y \frac{\omega_y}{\omega} - \frac{U_m}{2\omega L}.$$

Окончательно

$$i_2 = i_3 = -\frac{U_m}{2\omega L} (1 - \cos \omega t) + I'_\kappa - I_y \frac{\omega_y}{\omega}. \quad (18)$$

Согласно (4), (13) и (18) ток шунтирующего вентиля

$$i_{ш} = I_d - 2I_c. \quad (19)$$

Индуктивные составляющие падений напряжений на рабочих обмотках ω определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} u_1 = u_4 = -e_1 &= L \frac{di_1}{dt} = \frac{U_m}{2} \sin \omega t; \\ u_2 = u_3 = -e_2 &= L \frac{di_2}{dt} = -\frac{U_m}{2} \sin \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Коммутация тока в вентилях будет происходить до тех пор ($\omega t = \delta$), пока токи i_2 и i_3 не достигнут нуля. При этом условии из (18) следует, что

$$\cos \delta = 1 - \frac{2\omega L}{U_m} \left(I'_\kappa - I_y \frac{\omega_y}{\omega} \right). \quad (21)$$

В интервале углов $0 < \omega t < \delta$ токи рабочих обмоток трансформируют э. д. с. взаимной индукции на зажимах обмотки управления в соответствии с (3б). Однако результирующая э. д. с. взаимной индукции, действующая в цепи управления, в соответствии с (7) равна нулю. Таким образом, в цепи управления отсутствует переменный ток, обусловленный трансформаторной связью между обмотками ω и ω_y .

в) $\omega t = \delta$. Работа сердечников магнитного усилителя $МУ1$ и $МУ4$ происходит на горизонтальном участке петли гистерезиса $3-4$, а в сердечниках $МУ2$ и $МУ3$ магнитная индукция определяется величиной H_y (рис. 2). Так как во всех сердечниках $\frac{dB}{dH} = 0$, то ток $i_1 = i_4$ скачком достигает величины I_d , а ток $i_{ш}$ мгновенно снижается до нуля.

2. Внекоммутационный режим. При $\omega t = \delta$ магнитная индукция в сердечниках $МУ1$ и $МУ4$ достигает значения B_s , поэтому дальнейшее увеличение напряженности магнитного поля происходит мгновенно до значения, при котором $i_1 = I_d$. В пределах всего интервала $i_1 = i_4 = \text{const}$ вследствие принятого допущения о абсолютном сглаживании тока нагрузки. При этом будут равны нулю э. д. с. e_1, e_2, e_3 и e_4 . Напряжение источника

полностью приложено к нагрузке и определяется как

$$u_d = U_m \sin \omega t. \quad (22)$$

Расчетные соотношения. При расчете цепей с магнитными усилителями и выпрямителями обычно пользуются как средними значениями напряжений и токов, так и действующими значениями.

С учетом (20) среднее значение индуктивной составляющей падения напряжения на рабочей обмотке $\omega_{\sim}$

$$U_{MY, \text{cp}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} u_1 d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} (1 - \cos \delta). \quad (23)$$

В соответствии с (22) среднее значение напряжения нагрузки

$$U_{d, \text{cp}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u_d d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \delta). \quad (24)$$

Среднее значение напряжения источника

$$U_{\text{cp}} = \frac{2U_m}{\pi} = U_{d, \text{cp}} + 2U_{MY, \text{cp}}. \quad (25)$$

Действующие значения напряжения на нагрузке U_d и на каждой рабочей обмотке U_{MY} определяются по выражениям:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_d^2 d\omega t} = \frac{U_m}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\pi - \delta + 0,5 \sin^2 \delta}; \quad (26a)$$

$$U_{MY} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} U_1^2 d\omega t} = \frac{U_m}{2\sqrt{2\pi}} \sqrt{\delta - 0,5 \sin 2\delta}. \quad (26b)$$

В результате совместного решения этих двух равенств получим:

$$U_d^2 + (2U_{MY})^2 = U^2. \quad (27)$$

В низковольтных системах существенную погрешность могут вносить падения напряжений в сопротивлениях $R_{\sim}$ обмоток $\omega_{\sim}$ и в вентиле u_v . Их влияние можно учесть непосредственно при определении, например $U_{d, \text{cp}}$. Интервалу $\delta \leq \omega t \leq \pi$, характеризующемуся током $i_1 = i_4 = I_d = \text{const}$, соответствует следующее уравнение:

$$u = u_{v1} + u_{v4} + 2R_{\sim} I_d + u_d. \quad (28)$$

Вольт-амперная зависимость вентилей может быть представлена кусочно-линейной функцией вида:

$$u_v = u_0 + I_d R_d, \quad (29)$$

где u_0 — постоянное значение напряжения на вентиле, соответствующее $i_v = 0$; R_d — дифференциальное сопротивление вентилей.

Среднее значение напряжения нагрузки согласно (24) и с учетом (28) и (29)

$$U_{d, \text{cp}} = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \delta) - \frac{2(\pi - \delta)}{\pi} [u_0 + (R_{\sim} + R_d) I_d]. \quad (30)$$

Одной из важнейших характеристик МУ является характеристика управления $I_d = f(I_y)$. Решив совместно (21) и (24), и, учитывая, что

$$I_d = \frac{U_{d, \text{cp}}}{R_d},$$

получим:

$$I_d = \frac{U_m + \omega L \left(I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} - I'_{\kappa} \right)}{\frac{\pi R_d}{2}}. \quad (31)$$

Характеристика управления (31) отличается от аналогичной характеристики магнитного усилителя, приведенной в [Л. 2] для схемы без шунтирующего вентилей при вынужденном намагничивании сердечников, лишь составляющей I'_{κ} вместо I_{κ} . Эта разница в данном случае обусловлена учетом петель гистерезиса.

Минимальный ток нагрузки $I_{d, \text{min}}$ имеет место при $H_y = -H_d$, где

$$H_d = \frac{I_{d, \text{min}} \omega_{\sim}}{l}. \quad (32)$$

Из (31) для этого условия получим:

$$I_{d, \text{min}} = \frac{U_m - \omega L I'_{\kappa}}{\frac{\pi R_d}{2} + 2\omega L}. \quad (33)$$

При сигнале управления, соответствующем напряженности магнитного поля $H_y = H'_{\kappa}$, получим максимальный ток нагрузки $I_{d, \text{max}}$, определяемый как

$$I_{d, \text{max}} = \frac{2U_m}{\pi R_d}. \quad (34)$$

В случае необходимости учета падений напряжений в сопротивлениях $R_{\sim}$ обмоток $\omega_{\sim}$ и в вентиле характеристика управления определяется из формул (21) и (30). Она будет при этом иметь следующую аналитическую зависимость:

$$I_d = \frac{2 \left[U_m - \omega L \left(I'_{\kappa} - I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \right) - (\pi - \delta) u_0 \right]}{\pi [R_d + 2(\pi - \delta)(R_{\sim} + R_d)]}. \quad (35)$$

Для оценки влияния шунтирующего вентилей на значение тока рабочих обмоток $\omega_{\sim}$ вычислим среднее значение последнего $I_{\sim, \text{cp}}$:

$$I_{\sim, \text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\delta} i_1 d\omega t.$$

Этот ток можно также представить в следующем виде (рис. 3):

$$I_{\sim, \text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\delta} (i_1 + i_2) d\omega t + \int_{\delta}^{\pi} i_1 d\omega t \right]. \quad (36)$$

После подстановки значений токов i_1 и i_2 в (36) получим:

$$I_{\sim, \text{cp}} = I_d \frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \left(I'_{\kappa} - I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \right) \frac{\alpha}{\pi}. \quad (37)$$

Наклон ненасыщенного участка петли гистерезиса оказывает существенное влияние на коэффициенты усиления по току k_I и по мощности k_P . В соответствии с характеристикой управления (31) и [Л. 1]

$$k_I = \frac{dI_d}{dI_y} = \frac{2\omega L}{\pi R_d} \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}; \quad (38a)$$

$$k_P = \left(\frac{dI_d}{dI_y} \right)^2 \frac{R_d}{R_y} = \left(\frac{2\omega L}{\pi R_d} \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}} \right)^2 \frac{R_d}{R_y}. \quad (38б)$$

Чем выше соотношение между реактивным сопротивлением обмотки $\omega_{\sim}$ и сопротивлением нагрузки R_d , тем выше коэффициенты усиления k_I и k_P .

С помощью выполненного анализа электромагнитных процессов можно определить и ряд других расчетных характеристик: действующее значение тока в рабочих обмотках и его коэффициент формы, различные значения тока источника и т. д.

Результаты экспериментальных исследований. Исследования работы схемы рис. 1 проводились на магнитном усилителе ТУМ А4-11 ($S=195 \text{ мм}^2$; $l=194,5 \text{ мм}$; $\omega_{\sim}=1200$; $\omega_y=1100$; $R_{\sim}=17,2 \text{ ом}$). Петля гистерезиса сердечников МУ приведена на рис. 4.

В основу аппроксимации петли гистерезиса было принято пересечение прямых, соответствующих ее прямолинейным участкам: $B_s=1,75 \text{ тл}$; $H_c=35 \text{ а/м}$; $H_k=75 \text{ а/м}$; $H'_k=0$. Индуктивность рабочей обмотки $\omega_{\sim}$ в соответствии с (16) составляет $63,2 \text{ гн}$.

Исследования проводились для $U=127 \text{ в}$; $R_d=380 \text{ ом}$; $f=50 \text{ гц}$.

По формулам (33) и (34) были вычислены максимальный и минимальный токи нагрузки: $I_{d \max}=0,3 \text{ а}$; $I_{d \min}=4,47 \text{ ма}$. Различные вариации аппроксимации петли гистерезиса не оказывают практического влияния на значение $I_{d \min}$, а $I_{d \max}$ зависит исключительно от точного измерения сопротивления нагрузки R_d . Например, если изменить наклон идеализированной петли гистерезиса и принять $H_k=10^2 \text{ а/м}$, то в этом случае будем иметь напряженность $H'_k=27 \text{ а/м}$ и соответствующий ей ток $I'_k=4,37 \text{ ма}$. Индуктивность L рабочей обмотки $\omega_{\sim}$ при этом составляет 39 гн .

Минимальный ток нагрузки $I_{d \min}$ определялся в соответствии с формулой (33) и составляет $4,37 \text{ ма}$. Индуктивность в последнем случае уменьшена почти в 2 раза, а вычисленный ток нагрузки $I_{d \min}$ уменьшился лишь на 2,2%. Однако неудачная аппроксимация петли гистерезиса и в связи с этим неправильная оценка величины индуктивности рабочей обмотки $\omega_{\sim}$ приводит к существенным погрешностям при определении коэффициентов усиления k_I и k_P , что будет проиллюстрировано ниже.

В маломощных магнитных усилителях существенную долю погрешности при вычислении $I_{d \max}$ может внести учет активного сопротивления $R_{\sim}$ рабочих обмоток $\omega_{\sim}$. Учесть величину $R_{\sim}$ можно с помощью характеристики управления (35). При условии

$$I'_k = I_y \frac{\omega_y}{\omega_{\sim}}$$

в соответствии с (21) из нее следует, что

$$I_{d \max} = \frac{2U_m - \pi u_0}{\pi [R_d + 2(R_{\sim} + R_k)]}. \quad (39)$$

В случае определения тока $I_{d \max}$ по формуле (39) при $u_0=0$, $R_k=0$ для $R_d=380 \text{ ом}$, $R_{\sim}=17,2 \text{ ом}$; $I_{d \max}=0,277 \text{ а}$, т. е. ток уменьшился в сторону более точной величины на 8,3%. При меньшем значении сопротивления нагрузки R_d , например номинальной величине 275 ом [Л. 3], учетом сопротивления $R_{\sim}$ обмоток $\omega_{\sim}$ была бы обусловлена еще большая погрешность.

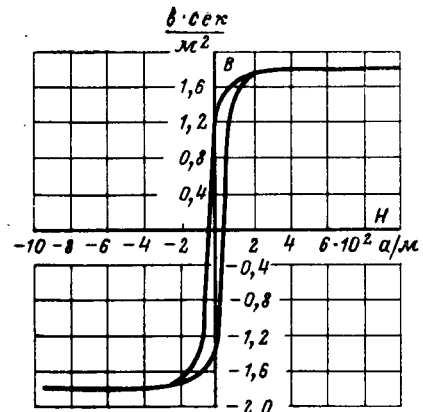


Рис. 4. Петля гистерезиса магнитного усилителя ТУМ А4-11.

На рис. 5 приведены характеристики управления, полученные при работе ТУМ А4-11 на обмотку управления ЭМУ ($R_d=380 \text{ ом}$). С изменением тока I_d параметры нагрузки изменялись следующим образом: при $I_d=0,04 \text{ а}$ $\frac{\omega L_d}{R_d}=6,7$; при $I_d=0,14 \text{ а}$ $\frac{\omega L_d}{R_d}=5,5$; при $I_d=0,25 \text{ а}$ $\frac{\omega L_d}{R_d}=2,7$ (отношения $\frac{\omega L_d}{R_d}$ определялись по величинам углов, характеризующих переход тока от экспоненты к синусоиде в режиме синусоидального тока на входе выпрямителя [Л. 4]).

В магнитном усилителе ТУМ А4-11 параметры цепей рабочих обмоток и обмоток управления имеют такое соотношение, при котором нельзя обеспечить свободное действие четных гармоник тока (при снятии характеристик управления, соответствующих режиму свободного действия четных гармоник, имело место соотношение

$$\frac{R_y}{R_d} \left(\frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} \right)^2 = 0,4,$$

а при подавлении четных гармоник

$$\frac{R_y}{R_d} \left(\frac{\omega_{\sim}}{\omega_y} \right)^2 = 2,5.$$

Характеристики $I_d=f(I_y)$ на рис. 5 соответствуют следующим режимам: 1 — при наличии шунтирующего вентиля $B_{ш}$; 2 — без вентиля $B_{ш}$; 3 — без вентиля $B_{ш}$ при подавлении тока четных гармоник в цепи управления.



Рис. 5. Характеристики управления магнитного усилителя.
— — — — — расчетные характеристики; — — — — — экспериментальные.

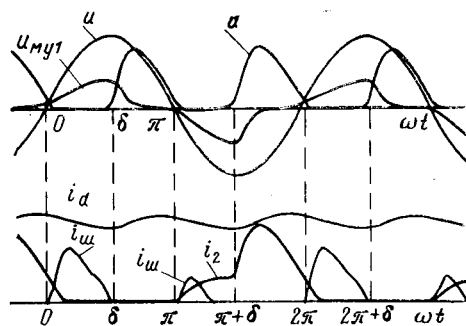


Рис. 6. Осциллограммы токов и напряжений в схеме рис. 1 при работе магнитного усилителя ТУМ А4-11 на цепь управления ЭМУ.

Из сравнения этих характеристик следует, что характеристика управления I соответствует режиму вынужденного намагничивания сердечника. Ее коэффициент усиления по току $k_I = 34$ в интервале изменения тока $0,12-0,2$ а и $k_I = 53$ в интервале $0,04-0,12$ а.

На рис. 5 нанесены также прямые 4 и 5, вычисленные по формулам (33) и (39) для различных коэффициентов аппроксимации петли гистерезиса рис. 4: прямая 4 — для $L = 63,2$ гн ($k_I = 56$), прямая 5 — для $L = 39$ гн ($k_I = 29$). Величины тока управления, соответствующие предельным значениям тока нагрузки $I_{a \min}$ и $I_{a \max}$ были вычислены из исходных условий $I_y \omega_y = I_{a \min} \omega_{\sim}$ и $I_y \omega_y = I'_{\kappa} \omega_{\sim}$. Значение коэффициента усиления по току здесь существенно зависит от выбора коэффициентов аппроксимации исходной петли гистерезиса. Коэффициенты усиления k_I прямых 4 и 5 фактически соответствуют пределам изменения этого же коэффициента основного участка рабочего диапазона характеристики управления I . Исследования показали, что при аппроксимации петли гистерезиса пересечением прямых, соответствующих ее прямолинейным участкам, более точно воспроизводится нижняя часть прямолинейного участка характеристики управления; этой части характеристики управления соответствуют максимальные значения коэффициентов усиления k_I и k_P .

Расчетное значение тока $I_{a \max}$ может существенно превышать максимальное значение тока нагрузки в реальных схемах. Эта разница обусловлена главным образом индуктивностью рассеяния рабочих обмоток. Индуктивность рассеяния, а также конечное значение индуктивности обмотки $\omega_{\sim}$ при работе МУ на насыщенном участке петли гистерезиса влекут за собой видоизменения форм кривых токов в рабочих обмотках и вентиле $B_{\text{ш}}$ и напряжений на участках цепи, так как

при этом не происходит мгновенных изменений токов и напряжений.

На рис. 6 приведены осциллограммы напряжений и токов в схеме рис. 1, соответствующие экспериментальному получению характеристики управления I на рис. 5 при $I_y = -0,025$ а; $I_a = 0,14$ а. Данному значению тока нагрузки соответствует

$$\frac{\omega L_a}{R_a} = 5,2. \text{ Различие значений токов } i_{\text{ш}} \text{ в смежных полупериодах обусловлено магнитной и электрической асимметриями рабочих цепей с вентилями } B1, B4 \text{ и } B2, B3. \text{ При } \omega t = \delta \text{ ток } i \text{ не изменяется мгновенно из-за индуктивностей рассеяния в рабочих обмотках } \omega_{\sim}.$$

при этом не происходит мгновенных изменений токов и напряжений.

Выводы. 1. Представление петли гистерезиса в виде параллелограмма с наклонными прямыми для ненасыщенного ее участка позволяет рассмотреть электромагнитные процессы в схемах магнитных усилителей с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем и получить необходимые расчетные соотношения. При этом токи, напряжения и главным образом коэффициенты усиления могут быть вычислены со степенью точности, приемлемой для инженерных расчетов.

2. Шунтирование активно-индуктивной нагрузки полупроводниковым вентилем существенно видоизменяет режим работы магнитного усилителя: работа схемы приближается к режиму вынужденного намагничивания сердечников даже при малых величинах сопротивления цепи управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сторм Г. Ф., Магнитные усилители, Изд-во иностр. лит., 1957.
2. Здрок А. Г. и Салютин А. А., Системы самовозбуждения синхронных генераторов с магнитными усилителями, изд-во «Энергия», 1968.
3. Ройзен С. С. и Стефанович Т. Х., Магнитные усилители в электроприводе и автоматике, изд-во «Энергия», 1970.
4. Здрок А. Г. и Смирнов Г. П., Работа дросселя насыщения с полупроводниковым выпрямителем и активно-индуктивной нагрузкой, «Электричество», 1956, № 10.

[8.2.1972]



Статический преобразователь для измерения мощности в уравновешенной трехфазной системе

А. Д. БУЛИТКО, Г. В. МАРКОВ, Ю. А. СТОЛБОВ и Г. М. ТОРБЕНКОВ

Челябинск

Известные статические преобразователи мощности являются однофазными и основаны на суммировании и возведении в квадрат тока и напряжения, подаваемых на вход схемы. Возведение в квадрат производится на квадраторах — элементах с функциональной зависимостью вида $U_{вых} = mU_{вх}^2$. Каждый датчик мощности должен иметь два таких элемента, один из которых возводит в квадрат сумму входных величин, а другой — разность. Для измерения мощности в трехфазной сети без нулевого провода обычно применяется система из двух ваттметров, что приводит к усложнению схемы и увеличению до четырех числа квадраторов; последние должны иметь строго идентичные характеристики, что весьма затрудняет настройку устройства и его эксплуатацию.

Предлагаемый датчик¹ содержит лишь два квадратора (рис. 1) и предназначен для измерения мощности в трехфазных уравновешенных системах в симметричных и несимметричных режимах. Конструктивно он объединяет два однофазных датчика, включенных в сеть по схеме двух ваттметров.

Суммы и разности входных величин повышаются на разделительных трансформаторах T_2, T_3, T_5, T_6 и подаются на выпрямительные мосты B_1 и B_2 , причем мост B_1 выпрямляет только суммы, а B_2 — только разности. Выход каждого моста нагружен одним квадратором: K_1 — квадратором сумм и K_2 — квадратором разностей.

При подаче на вход устройства напряжений $u_{AB} = A \sin \left(\tau + \frac{\pi}{6} \right)$, $u_{CB} = A \sin \left(\tau + \frac{\pi}{2} \right)$ и падений напряжений $i_{AR_m} = B \sin (\tau - \varphi)$, $i_{CR_m} = C \sin \left(\tau - \psi + \frac{2}{3} \pi \right)$ на вторичных обмотках трансформаторов T_2 и T_5 образуются их суммы, а на T_3 и T_6 — их разности.

Напряжения сумм $u_{1\Sigma} = u_{AB} + i_{AR_m}$ и $u_{2\Sigma} = u_{CB} + i_{CR_m}$ можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{1\Sigma} &= A \sqrt{1 + n_1^2 + 2n_1 \cos \varphi_1} \sin (\tau - \tau_3); \\ u_{2\Sigma} &= A \sqrt{1 + n_2^2 + 2n_2 \cos \varphi_2} \sin (\tau - \tau_2); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $n_1 = \frac{B}{A}$, $n_2 = \frac{C}{A}$, $\varphi_1 = \varphi + \frac{\pi}{6}$, $\varphi_2 = \psi - \frac{\pi}{6}$ и $\tau = \omega t$.

Анализ работы датчика производится в индуктивном квадрате в диапазоне изменения активной мощности $0 \leq P \leq P_{\max}$. При изменении знака активной и реактивной мощностей датчик работает аналогично.

Разности напряжений $u_{1p} = u_{AB} - i_{AR_m}$ и $u_{2p} = u_{CB} - i_{CR_m}$ получаются из (1) заменой φ и ψ на $\varphi + \pi$ и $\psi + \pi$.

Симметричный режим. Токи всех фаз одинаковы $-n_1 = n_2 = n_3 = \frac{B}{A} = n$ и $\varphi = \psi$. Согласно принципиальной схеме преобразователя на мост B_1 , кроме мгновенных значений напряжений $u_{1\Sigma}$ и $u_{2\Sigma}$, подается их разность $u_{1\Sigma} - u_{2\Sigma}$,

а на мост B_2 — соответственно u_{1p} , u_{2p} и $u_{1p} - u_{2p}$. Эти напряжения возводятся в квадрат и усредняются. Среднее значение сумм определяется по формуле:

$$\pi u_{\Sigma} = m \left\{ \int_{\tau_1}^{\tau_2} u_{1\Sigma}^2 d\tau + \int_{\tau_2}^{\tau_3} (u_{1\Sigma} - u_{2\Sigma})^2 d\tau + \int_{\tau_3}^{\tau_1 + \pi} u_{2\Sigma}^2 d\tau \right\}, \quad (2)$$

где пределы интегрирования τ_1, τ_2 , и τ_3 , соответствующие точкам коммутации вентилей (рис. 2), являются корнями уравнений $u_{1\Sigma} = u_{2\Sigma}$, $u_{2\Sigma} = 0$ и $u_{1\Sigma} = 0$.

После ряда преобразований с помощью (1) интегральное среднее напряжение сумм, например при $m=1$, будет равно

$$\pi u_{\Sigma} = \frac{\pi}{2} (A^2 + B^2 + 2AB \cos \varphi + \frac{3}{4} [4AB \cos \varphi + (A^2 + B^2) \sqrt{3}] + B^2 \beta - AB \alpha \sin \varphi + AB \beta \cos \varphi), \quad (3)$$

где $\alpha = \tau_2 - \tau_1$ и $\beta = \tau_3 - \tau_2$.

Интегральное среднее напряжение разностей πu_p получается из (3) заменой в нем φ на $\varphi + \pi$, тогда напряжение выходного сигнала

$$\pi u_{\text{вых}} = \pi (u_{\Sigma} - u_p) = AB \left[\pi \sqrt{3} + 6 + \frac{\sqrt{3}}{2} (\beta + \bar{\beta}) \right] \cos \varphi + AB \left[\pi - (\alpha + \bar{\alpha}) - \frac{1}{2} (\beta + \bar{\beta}) \right] \sin \varphi + B^2 (\beta - \bar{\beta}), \quad (4)$$

где черта над α и β означает замену φ на $\varphi + \pi$.

Правая часть (4), содержащая основное слагаемое среднего значения мощности, пропорциональное $\cos \varphi$, а также другие слагаемые, вносящие погрешность в измерения, может быть преобразована к виду:

$$\pi u_{\text{вых}} = S(A, B) \cos \varphi + \varepsilon.$$

Амплитуда мощности $S(A, B)$ определяется из (4) при $\varphi=0$:

$$S(A, B) = AB \left[\pi \sqrt{3} + 6 + \frac{\sqrt{3}}{2} (\beta_0 + \bar{\beta}_0) \right] + B^2 (\beta_0 - \bar{\beta}_0), \quad (5)$$

где β_0 и $\bar{\beta}_0$ — значения β и $\bar{\beta}$ при $\varphi=0$.

Абсолютная погрешность устройства

$$\varepsilon = \pi [u_{\text{вых}} - S(A, B) \cos \varphi] = AB \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} (\beta + \bar{\beta} - \beta_0 - \bar{\beta}_0) \cos \varphi + n (\beta - \bar{\beta}) - n (\beta_0 - \bar{\beta}_0) \cos \varphi + \left[\pi - (\alpha + \bar{\alpha}) - \frac{1}{2} (\beta + \bar{\beta}) \right] \sin \varphi \right\}, \quad (6)$$

а приведенная погрешность

$$\Delta = \frac{\varepsilon}{\max S(A, B)},$$

где $\max S(A, B)$ — наибольшая амплитуда мощности в рассматриваемом диапазоне изменения n .

Погрешность Δ зависит как от угла φ , так и от отношения n . С уменьшением n погрешность убывает ($\varepsilon \rightarrow 0$ при $n \rightarrow 0$) так же, как и при возрастании n , т. е. при любых φ погрешность Δ можно сделать сколь угодно малой. Практиче-

¹ Булитко А. Д., Вязовский А. К., Столбов Ю. А. и Торбенков Г. М., Устройство для измерения мощности в трехфазной цепи переменного тока. Авторское свидетельство № 263739. Бюллетень изобретений, 1970, № 8.

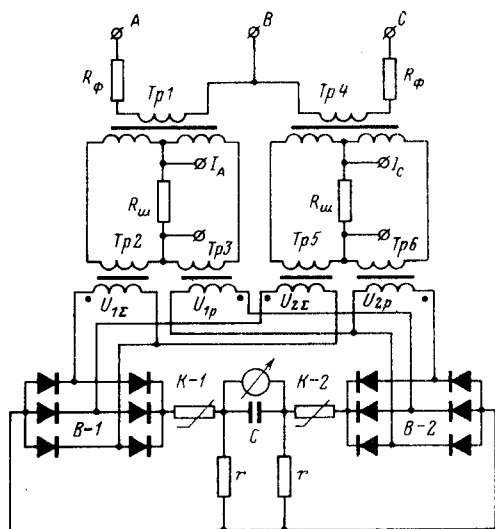


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя.

ский интерес представляет отыскание Δ в ограниченном диапазоне изменения n , например, $1 \geq n \geq 1/3$. Анализ (6) для выходного сигнала показывает, что максимум Δ наступает при $\varphi = \pi/6$ и принимает при этом следующие значения:

$$n = 1, \Delta = -2,5\%; n = 1/\sqrt{3}, \Delta = -2\%; n = 1/2, \Delta = -1,2\%; n = 1/3, \Delta = -0,4\%.$$

При отклонении φ от $\pi/6$ погрешность быстро уменьшается, а при $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi/2$ становится равной нулю.

Несимметричный режим. Так как система уравновешена, то при любой асимметрии должно выполняться условие $i_a + i_b + i_c = 0$ с сохранением прямого следования фаз. Можно принять $n_1 \geq n_2 \geq n_3$, где n_1 — отношение амплитуды наибольшего, а n_3 — наименьшего токов к амплитуде напряжения A . Выполнение этих условий позволяет определить возможный диапазон изменения углов $\varphi - \psi$, следовательно, $\varphi_1 - \varphi_2$.

Действительно, согласно векторной диаграмме (рис. 3) угол $\beta = \pi + \psi - \varphi - 2/3\pi$, откуда $\varphi - \psi = \pi/3 - \beta$, где

$$\cos \beta = \frac{n_1^2 + n_2^2 - n_3^2}{2n_1 n_2},$$

тогда

$$\varphi - \psi = \arccos \frac{n_1^2 + n_2^2 - n_3^2}{2n_1 n_2}$$

или

$$\frac{\pi}{3} \leq \varphi_1 - \varphi_2 \leq \frac{2}{3} \pi.$$

Определяя выходной сигнал по (2), после ряда преобразований получим:

$$\pi u_{\text{вых}} = \pi (u_2 - u_p) = A^2 \left\{ \frac{\pi}{2} (n_1 \cos \varphi_1 + n_2 \cos \varphi_2) + \frac{3\sqrt{3}}{2} (n_1 \cos \varphi_1 + n_2 \cos \varphi_2) + \frac{n_1^2 - n_2^2}{2} (\alpha - \bar{\alpha}) + \right.$$

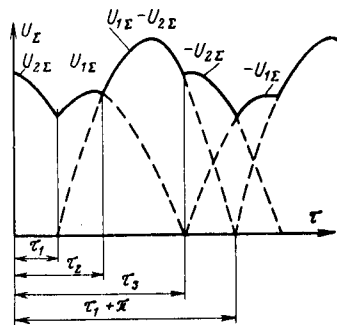
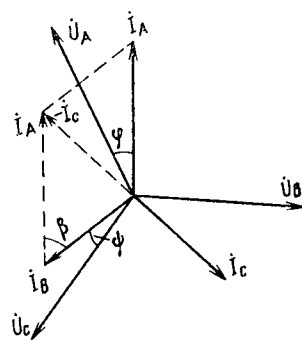


Рис. 2. Коммутация напряжений сумм на мосте В-1.

Рис. 3. Диаграмма, определяющая диапазон изменения угла $\varphi - \psi$.

$$+ \frac{n_1^2 + 2n_1 n_2 \sin \left(\varphi - \psi + \frac{\pi}{6} \right)}{2} (\beta - \bar{\beta}) + \left[\frac{3}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} (\beta + \bar{\beta}) \right] (n_1 \sin \varphi_1 - n_2 \sin \varphi_2) + \left[\alpha + \bar{\alpha} + \frac{1}{2} (\beta - \bar{\beta}) - \pi \right] (n_1 \cos \varphi_1 - n_2 \cos \varphi_2) \}. \quad (7)$$

При $n_1 = n_2 = n_3$ и $\varphi = \psi$ определяется выходной сигнал (4) для симметричного режима.

Для оценки погрешности устройства формула (7) представляется далее в виде:

$$\pi u_{\text{вых}} = k P_0 + \epsilon, \quad (8)$$

где $P_0 = \frac{A}{2} (n_1 \cos \varphi_1 + n_2 \cos \varphi_2)$ — показания двух ваттметров;

k — коэффициент пропорциональности; ϵ — абсолютная погрешность.

Несложными преобразованиями установлено, что при $n_2 = n_3 \geq n_1/2$ значение P_0 пропорционально $\cos \varphi$, поэтому

$$\pi u_{\text{вых}} = \pi u_{\text{вых}} \Big|_{\varphi = 0} \cos \varphi + \epsilon, \quad \Big|_{\varphi = 0} = 0,$$

а приведенная погрешность преобразователя

$$\Delta = \frac{\epsilon}{\max S(A, B)}.$$

Анализ (8) для отдельных режимов несимметрии дает следующие результаты.

При несимметрии 30% и $n_1 = 0,5$, $n_2 = n_3$ приведенная погрешность для $\varphi = 0, 15, 30, 45, 75$ и 90° соответственно равна: $\Delta = 0; 1,5; 0,6; 0; 1$ и $1,1$.

При той же несимметрии и $n_1 = 0,25$, $n_2 = n_3$ максимальная погрешность не более 0,7% во всем диапазоне изменения угла. При несимметрии 10% и $n_1 = 0,5$, $n_2 = n_3$ максимум погрешности не превышает величины, установленной в симметричном режиме для $n = 0,5$.

Отключение нерабочей B практически не вносит заметных отклонений в работу датчика от симметричного режима, а при отключении фазы A или C датчик работает в классе не ниже 2,5 во всем диапазоне изменения угла φ для $n = 0,25$, причем при $\cos \varphi = 1$ значение $\epsilon = 0$.

[16.11.1971]



Удельная несущая способность конструкции деревянных опор

Инж. М. Л. ГАЛЬПЕРН

Вологод

Применение понятия удельной несущей способности конструкции позволяет дать оценку ее рациональности, меры использования материала. Под удельной несущей способностью τ опоры понимается отношение суммы расчетных изгибающих моментов к ее весу. Удельная несущая конструкция оценивается по «полезным» нагрузкам, моменты же, которые возникают от прогибов конструкции, а также от давления ветра на собственно конструкцию опоры, не учитываются.

Таким образом

$$\tau = \frac{\Sigma M_{расч}}{\Sigma G_{констр}}, \quad (1)$$

где $\Sigma M_{расч}$ — сумма моментов от внешних сил, на которые рассчитана опора с учетом нормативных коэффициентов перегрузки; $\Sigma G_{констр}$ — вес всех элементов конструкции (без изоляторов).

Величина обратной удельной несущей конструкции

$$\Delta = \frac{1}{\tau} = \frac{\Sigma G_{констр}}{\Sigma M_{расч}} \quad (2)$$

характеризует расход материалов на единицу изгибающего момента — материалоемкость конструкции.

Рассмотрим особенности определения удельной несущей способности для промежуточной П-образной свободностоящей опоры с ветровыми связями и АП-образной анкерно-угловой опоры.

Пример 1. Определим удельную несущую способность промежуточной деревянной опоры 110 кв типа ПБ-2. Ветровой напор $q_n = 65 \text{ кгс/м}^2$ (IV район). Максимальные нагрузки на конструкцию опоры возникают при давлении ветра на провода без гололеда. Максимальный допустимый пролет при проходе АС-95 $l_{ветр} = 253 \text{ м}$. Объем древесины опоры — 2,5 м³, вес металла — 54 кг.

Нормативная сила давления ветра на три провода

$$P_n = 3\alpha C_x l_{ветр} d q_n,$$

где α — коэффициент, учитывающий неравномерность скорости ветра по пролету. При ветровом напоре 65 кгс/м² $\alpha = 0,73$ (ПУЭ); C_x — коэффициент лобового сопротивления провода; при диаметре менее 20 мм $C_x = 1,2$ (ПУЭ); d — диаметр провода.

Для рассматриваемого случая $P_n = 480 \text{ кгс}$.

Расчетный момент $M = P_n h$, где h — высота подвеса провода на уровне земли; n — коэффициент перегрузки при давлении ветра на провода, свободные от гололеда (СНиП II И.9-62).

Тогда $M = 7,3 \text{ тс. м}$.

Удельная несущая способность $\tau = 3,55 \text{ тс. м/т}$.

Пример 2. Определим удельную несущую способность анкерно-угловой опоры 110 кв типа УД 110-5. Максимальный угол поворота трассы линии $\beta = 60^\circ$, марка провода АС—185, район гололедности IV, ветровой напор $q_n = 80 \text{ кгс/м}^2$. Ветровой пролет 235 м. Объем древесины 6,8 м³, вес металла 501 кг. Наибольшие нагрузки на конструкцию опоры возникают от тяжения проводов, покрытых гололедом.

Максимальное тяжение по проводу $T = F\sigma_r$, где σ_r — максимальное напряжение в проводе, покрытом гололедом; F — полное сечение провода.

В нашем случае $T = 2360 \text{ кгс}$.

Усилие на опору от тяжения проводов

$$P_1 = 6T \sin \frac{\beta}{2} = 7100 \text{ кгс}.$$

Усилие от давления ветра на провода, покрытые гололедом,

$$P_2 = 3\alpha C_x l_{ветр} (d + 2b) q_n f \cos \frac{\beta}{2},$$

где b — толщина стенки гололеда; f — коэффициент сочетания нагрузок от ветра при гололеде, равный 0,25.

$$P_2 = 625 \text{ кгс}.$$

Сумма расчетных моментов

$$\Sigma M = (P_1 n_1 + P_2 n_2) h,$$

где n_1 и n_2 — коэффициенты перегрузки (СНиП II И.9-62) $\Sigma M = 126 \text{ тс. м}$.

Удельная несущая способность конструкции опоры $\tau = 21,1 \text{ тс. м/т}$.

Большое различие значений удельных несущих способностей конструкций промежуточной П-образной свободностоящей опоры с ветровыми связями и АП-образной анкерно-угловой объясняется тем, что последняя представляет собой ферму, элементы которой подвергаются только усилиям растяжения и сжатия, а на элементы промежуточной опоры воздействует изгибающий момент.

Определим зависимость рассматриваемого показателя от условий работы элементов конструкций, подвергающихся изгибу, растяжению и продольному изгибу.

Для детали, подвергающейся изгибу, можно принять:

$$M \approx R_n W_{расч}, \quad (3)$$

где R_n — нормативное сопротивление древесины на изгиб; $W_{расч}$ — расчетный момент сопротивления.

Тогда

$$\tau_{и.дет} = \frac{R_n W_{расч}}{G_{дет}} = \frac{R_n W_{расч}}{\delta V}, \quad (4)$$

где $G_{дет}$ — вес детали; V — объем детали; δ — объемный вес детали.

Для детали круглого сечения

$$\tau_{и.дет} = \frac{0,4 R_n d^3}{\pi \delta d^2 l} \quad (5)$$

Если принять $d_{оп.сеч} \approx d_{ср} = d$, то

$$\tau_{и.дет} = \frac{0,4 R_n d}{\pi \delta l} \quad (6)$$

Из этой зависимости видно, что удельная несущая способность детали, работающей в таких условиях, пропорциональна диаметру элемента конструкции и обратно пропорциональна ее длине. При одинаковой длине и различных диаметрах деталей соотношение удельных несущих способностей

$$\frac{\tau_{и1}}{\tau_{и2}} = \frac{d_1}{d_2} \quad (7)$$

Таким образом, у конструкций, работающих с большей нагрузкой и имеющих большие расчетные диаметры, пропорционально повышаются и удельные несущие способности.

Если учесть сбеги бревна (0,8 см на 1 м длины), то формула (7) несколько усложнится и примет вид:

$$\frac{\tau_{и1}}{\tau_{и2}} = \frac{(d_1 + 0,8l)^3 (d_2 + 0,4l)^2}{(d_2 + 0,8l)^3 (d_1 + 0,4l)^2}, \quad (8)$$

где l — длина детали, м; d — диаметр в верхнем отрубе, см.

Для определения удельных несущих способностей деталей, подвергающихся растяжению и продольному изгибу, рассмотрим А-образную опору, нагруженную горизонтальной силой T , которая приложена к вершине опоры в плоскости конструкции (рис. 1).

Удельная несущая способность конструкции

$$\tau_1 = \frac{T n h_1}{\Sigma G_1} = \frac{T n h_1}{\delta V}, \quad (9)$$

где n — коэффициент перегрузки.

Рассмотрим несущую способность растянутой стойки, для которой (рис. 1)

$$\left. \begin{aligned} T &= 2S \sin \alpha/2; \\ h_1 &= l_1 \cos \alpha/2; \\ V_1 &= F_{ср} l_1, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где V_1 — объем стойки; $F_{ср}$ — среднее поперечное сечение стойки.

При полноценном использовании материала

$$S n \approx R_p F_{нетто}, \quad (11)$$

где $F_{нетто}$ — поперечное сечение нетто; R_p — расчетное напряжение при растяжении для древесины.

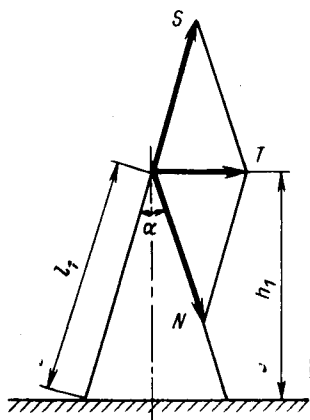


Рис. 1. Схема загрузки А-образной опоры.

Приняв для упрощения $F_{ер} \approx F_{ветто} = F_1$ и произведя подстановку в формулу (9), получим:

$$\tau_{p1} = \frac{R_p \sin \alpha}{\delta} \quad (12)$$

Соотношение удельных несущих способностей для конструкций с разными углами между стойками при одинаковой высоте

$$\frac{\tau_{p1}}{\tau_{p2}} = \frac{\sin \alpha_1}{\sin \alpha_2} \quad (13)$$

Увеличение угла α , например с 24 до 30°, повышает удельную несущую способность на 23%.

При аналогичном рассмотрении сжатой стойки

$$\frac{\tau_{сж1}}{\tau_{сж2}} = \frac{\varphi_1 \sin \alpha_1}{\varphi_2 \sin \alpha_2} \quad (14)$$

Для сжатой стойки удельная несущая способность пропорциональна также коэффициенту продольного изгиба φ , который, как известно, зависит от гибкости элемента конструкции λ :

$$\lambda = \frac{4l_0}{d_0},$$

где l_0 — расчетная длина элемента (при шарнирном закреплении $l_0 = l$); d_0 — расчетный диаметр.

При $\lambda > 75$

$$\varphi_1 = 775 \frac{d_0^2}{l_0^2}.$$

Приведенные расчеты позволяют сделать вывод, что при одинаковой схеме закрепления и длине сжатой стойки

$$\frac{\tau_{сж1}}{\tau_{сж2}} = \frac{d_{01}^2 \sin \alpha_1}{d_{02}^2 \sin \alpha_2} \quad (15)$$

Изложенное выше позволяет дать оценку способов повышения удельной несущей способности и сделать вывод о том, что конструкции, в которых использованы элементы больших диаметров, воспринимающие большие внешние моменты, будут иметь лучшие показатели по удельной несущей способности.

Классификация существующих типов деревянных опор по удельной несущей способности представлена на рис. 2. При рассмотрении этого рисунка видно, что наименьшие значения

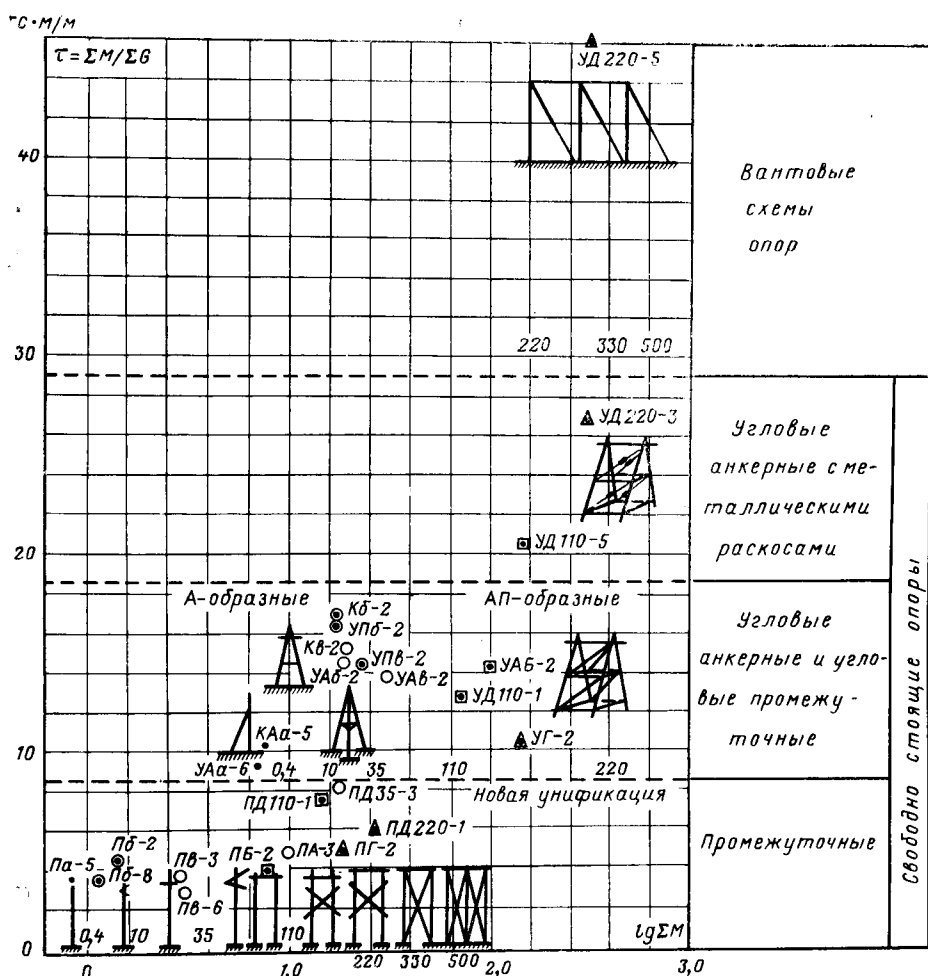


Рис. 2. Классификация деревянных опор по удельной несущей способности конструкций.

● — 0,4 кв; ○ — 10 кв; ○ — 35 кв; □ — 110 кв; △ — 220 кв.

удельной несущей способности имеют промежуточные свободностоящие опоры. Применение ветровых связей для П-образных конструкций повышает этот показатель. Выделяются опоры новой унификации Энергосетьпроекта, где при увеличенных расчетных ветровых нагрузках (ветровой напор 80 кгс/м²) удалось даже снизить расход леса.

При росте внешних изгибающих моментов на свободностоящие П-образные опоры (330, 500 кв) целесообразно ветровые связи превратить в раскосы, работающие на растяжение.

Большие значения удельной несущей способности имеют А-образные конструкции (анкерные, анкерно-угловые, концевые опоры), у которых она примерно в 2,5 раза выше, чем у плоских конструкций с ветровыми связями.

У АП-образных анкерно-угловых опор плоскость «П» воспринимает в основном нагрузки нормального режима, а элементы плоскости «А» — аварийного. Конструктивное решение для такой двухзначной задачи снижает значения удельной несущей способности. Такие конструкции громоздки, применение их неоправдано.

Угловые анкерные опоры Энергосетьпроекта новой унификации, рассчитанные на большие изгибающие моменты (УД 110—5, УД 220—3) и в конструкциях которых для восприятия угловых усилий используются металлические тяги, имеют удельную несущую способность в 1,5—2 раза большую. Необходимо отметить, что переход к вантовым схемам значительно увеличил бы этот показатель. При применении таких схем легко достигается увеличение угла α и, следовательно, сжимающего усилия на стойку. Поэтому вантовые схемы опор, имеющие наилучшие показатели по удельной несущей способности, должны получить широкое распространение.

[16.8.1971]

ЭЛЕКТРОПРИВОД УГОЛЬНЫХ КОМБАЙНОВ В СОВРЕМЕННЫХ УСЛОВИЯХ

(Статья Н. А. Киклевича, «Электричество», 1970, № 2)

Канд. техн. наук В. А. УЛЬШИН

Ворошиловград

Дальнейшее совершенствование горных машин тесно связано с их приводом и автоматизацией режимов работы, поэтому затронутые в статье проф. Н. А. Киклевича вопросы являются весьма актуальными. В результате анализа автор рекомендует для привода горных машин применять регулируемый асинхронный электродвигатель с защитой от перегрузок, отказаться от работы с постоянной мощностью как с постоянной, так и с переменной скоростью резания и перейти к работе при постоянной производительности, полагая, что электропривод угольных комбайнов перестал ограничивать производительность добычных забоев. С некоторыми выводами этой статьи согласиться нельзя.

Целью автоматического регулирования режимов работы горных машин является не только повышение производительности за счет стабилизации нагрузки электродвигателя. В настоящее время этот вопрос необходимо рассматривать с более общих позиций управления добычным участком и шахты с применением средств вычислительной техники. В связи с этим нельзя противопоставлять один другому режимы с постоянной нагрузкой привода и с постоянной производительностью. Оба упомянутых режима могут иметь место в зависимости от условий работы горной машины и шахты в целом.

Помимо повышения производительности, автоматическое регулирование режима работы горных машин ставит своей целью улучшение качества добываемого топлива, увеличение надежности и долговечности привода и машины, обеспечение возможности дистанционного управления машиной, защиту привода от опрокидывающих нагрузок, снижение трудоемкости обслуживания, повышение безопасности труда, улучшение характеристик машин и т. п.

Рассмотрим необходимость автоматического регулирования режимов работы современных горных машин и машин ближайших 10—15 лет. Проанализируем работу горной машины с постоянной производительностью. Пусть коэффициент сопротивления угля разрушению A по длине лавы изменяется в n раз. Тогда уравнения энергетических характеристик для средних $A_{ср}$ и максимальных A_{max} значений A имеют вид:

$$P_{ср} = P_0 + B_{ср} v_n; \quad (1)$$

$$P_1 = P_0 + n B_{ср} v_n \leq P_{кр}, \quad (2)$$

где P_0 — мощность при отсутствии процесса резания; $P_{ср}$, P_1 — соответственно средняя и максимальная мощности привода; $P_{кр}$ — критическая мощность, при которой происходит опрокидывание привода.

Пусть $P \equiv M$ (M — момент на валу привода), $P_{кр} = \gamma P_n$; (P_n — номинальная мощность) и $P_0 = \eta P_n$, тогда с учетом (1) и (2) можно найти

$$P_{ср} \leq \frac{[\gamma + \eta(n-1)] P_n}{n}. \quad (3)$$

Формула (3) справедлива при отсутствии пульсаций нагрузки, лежащих в пределах $\kappa = 15\%$. С учетом запаса ϵ при наличии пульсаций среднее значение мощности, гарантирующей безопасный режим

$$P_{ср} = \frac{\gamma - n\kappa\epsilon + \eta(n-1)}{n} P_n. \quad (4)$$

При $\gamma = 1,8 \div 2,2$; $\eta \approx 0,2$; $\kappa = 0,15$; $\epsilon = 2$; $n = 2$ мощность $P_{ср} = (0,7 \div 0,9) P_n$, т. е. недоиспользование мощности составляет $10 \div 30\%$. Промышленные исследования режимов работы комбайнов 2К-52, 1К-101, БК-52 и других машин показали, что фактическое недоиспользование номинальной мощности привода доходит до 40% (см. таблицу).

Тип машины	Тип электродвигателя	Часовая мощность, кВт	Фактическая мощность, кВт	Коэффициент загрузки привода
1К-52Ш	ЭДКО4-4С	120	76,8	0,640
2К-52	ЭД4О4-2м	105	50,0	0,476
1К-101	ЭКВ-350	75	62,5	0,832
МКМ	ЭДКО-Р-МК	110	77,1	0,70
БКТ	ЭКВ-350	75	52	0,694

Опрокидывания электродвигателей происходили $10-12$ раз на 100 м зарубки. При автоматическом регулировании мощность привода можно повышать до значения

$$P_y = P_{кр} - \epsilon \kappa, \quad (5)$$

что соответствует $P_y = (1,5-1,9) P_n$.

Исследования показали, что при неавтоматизированном режиме работы опрокидываний не наблюдается, если перегрузочная способность $\gamma = 1,8 \div 2$. При быстройдействующем автоматическом управлении подачей обеспечивается работа привода без опрокидываний при $\gamma = 1,4 \div 1,5$.

Если обеспечить только защиту от опрокидываний, то средняя мощность привода при отсутствии регулятора подачи также может быть повышена. Однако установить такую скорость подачи, при которой опрокидывания не будет, практически невозможно.

Как показали исследования, коэффициент n изменчивости сопротивления угля разрушению по длине лавы составляет величину, превосходящую принятую при исследовании по формуле (2). Например, для шахты № 3 «Дарьевская» комбината Донбассантрацит

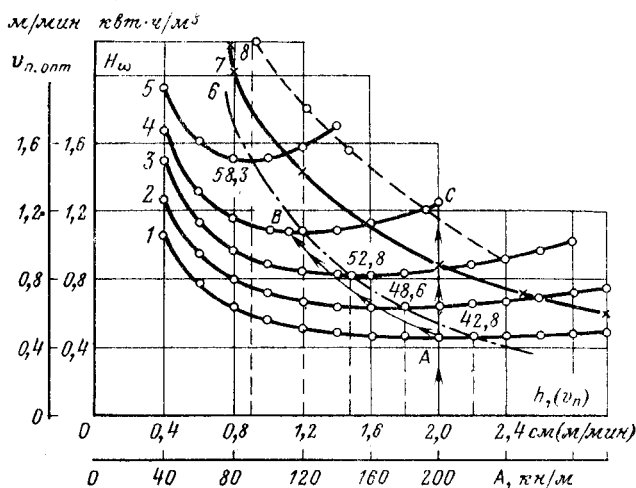
$$n = \frac{A_{ср} + 3\sigma}{4\sigma - 3\sigma} \approx \frac{204 + 3 \cdot 50,3}{204 - 3 \cdot 50,3} \approx 6,7, \quad (6)$$

поэтому фактическая эффективность автоматизации режима оказывается еще выше.

В настоящее время мощности привода горных машин явно недостаточны. Даже при благоприятных условиях (длина кабельной линии до 200 м, напряжение 660 в) максимально возможные скорости подачи при $A = 150-200$ кН/м составляют не более $3-4$ м/мин, а при $A = 250-300$ кН/м — $1,5 \div 2,0$ м/мин, хотя современные механизмы подачи обеспечивают скорости подачи до 6 м/мин, а зарубежные — до 10 м/мин и более. Для доказательства необходимости увеличения мощности привода угольных комбайнов рассмотрим кривые энергоемкости комбайна БК-52 по данным [Л. 1] (см. рисунок).

При мягких углях ($A = 93$ кН/м, кривая 7) скорость подачи составляет около $3,5$ м/мин, а при $A = 239$ кН/м — лишь около $1,1$ м/мин. На том же рисунке приведена зависимость $v_{лопт} = f(A)$ (кривая 8), показывающая, что глубина регулирования скорости подачи в случае автоматизации по принципу $P = \text{const}$ почти пропорциональна диапазону изменения крепости угля. Для достижения скорости подачи до $4 \div 6$ м/мин на мягких углях мощность привода необходимо увеличить примерно в $1,5$ раза, а на крепких углях — в $3,5-4$ раза при условии, что работа происходит с оптимальной глубиной стружки.

При повышении мощности привода и увеличенной скорости подачи горных машин опасность перегрузок возрастает ввиду того, что увеличивается скорость их нарастания. В этих условиях защита привода от опрокидывающих перегрузок пу-



Кривые энергоемкости $H_w = f(h)$ и $v_{opt} = f(A)$ комбайна БК-52. 1, 2, 3, 4, 5 — характеристики $H_w = f(h)$ соответственно при $A = 93; 122; 147; 193$ и 239 км/м; 6 — линия оптимальных значений H_w при $P = P_{min}$; 7 — линия $P = const$; 8 — зависимость $v_{opt} = f(A)$ при $P = P_{min}$.

тем отключения подачи неприемлема, так как эта защита будет фликуировать уже свершившийся факт опрокидывания двигателя.

Опыт применения устройства защиты привода комбайна от опрокидывающих перегрузок показывает, что в случае даже небольшого завышения скорости подачи по сравнению со средней устойчивой скоростью происходит периодическое срабатывание защиты, в результате чего комбайн скачками с максимальной скоростью то врезается в забой, то останавливается. Это приводит к механическим и тепловым перегрузкам и потере производительности.

Исследованиями установлено, что наибольшая производительность, наилучший сортовой состав угля будут при оптимальном отношении v_n/v_p . В машинах с нерегулируемым приводом резания обычно $v_p > v_{p, opt}$ по условию погрузки, поэтому для получения максимального эффекта необходимо применение регулируемого привода.

На крепких углях необходима работа машины с максимально возможной нагрузкой и переменной производительностью. Необходимость этого вызывается также следующими соображениями. В каждый период определенному уровню развития процесса угледобычи соответствуют определенные организационно-технические условия, в которых достигнут определенный коэффициент использования рабочего времени. Анализ хронометражных данных восьми лав шахт: «Красный партизан», № 6 «Центросоюз», «Знамя коммунизма», «Лугунинская — Северная», оснащенных комплексами КМ-87, показали, что машинное время составляет 20—29% от длительности смены, а суммарные простои — 40—50% смены. Коэффициент корреляции между добычей и машинным временем составил 0,8. Это говорит о том, что машинное время является достаточной характеристикой потока угля из лавы, поэтому сменная производительность лавы

$$Q_{см} = b \gamma m T_{см} v_n k, \quad (7)$$

где b — ширина захвата; γ — объемная масса угля; m — мощность пласта; $T_{см}$ — длительность смены; v_n — средняя скорость подачи; k — коэффициент машинного времени.

Следовательно, для увеличения производительности необходимо совершенствовать организацию труда, увеличивать надежность оборудования, а также увеличивать скорость подачи. При автоматическом регулировании за счет предотвращения опрокидываний, статических перегрузок, снижения динамичности нагрузок и т. п. имеется реальная возможность увеличить надежность машины, а значит, и значение коэффициента k . Поэтому при автоматическом регулировании за счет оптимизации режима и увеличения надежности машины возрастают v_n и k одновременно.

В настоящее время в известной степени сдерживающим фактором является пропускная способность транспортных средств (конвейеров лавы и откатки). Применение более совершенного конвейерного транспорта с регулируемым приводом с целью настройки производительности конвейера на производительность комбайна и соответствующего управления транспортом шахты позволит увеличить v_n и k . Максимальная производительность лавы будет возможна при применении системы регулирования, обеспечивающей максимум скорости подачи.

В случае ограничения по газовому или какому-либо другому фактору работа системы регулирования должна происходить с пониженной скоростью подачи ($v_{n, max} = const$, $(v_n/v_p)_{opt} = var$, $P = P_{min} < P_{кр}$). Причем, если одновременно имеет место и ограничение скорости подачи из-за возросшей крепости, то должен осуществляться автоматический переход на режим стабилизации нагрузки ($v_n = var$, $P = P_{max} < P_{кр}$, $(v_n/v_p)_{opt} = var$).

Автоматическое регулирование горных машин с асинхронным приводом не дает возможности существенно повысить их надежность и долговечность за счет предотвращения перегрузок, пусковых режимов под нагрузкой, сглаживания пусковых и т. п. Действительно, структурный и спектральный анализ нагрузок показывает, что имеют место низкочастотные колебания нагрузки, обусловленные изменчивостью сопротивления угля разрушению, а также высокочастотные колебания нагрузки, обусловленные кинематическими возмущениями и характером разрушения забоя. По данным ИГД им. А. А. Сковинского дисперсии указанных частот составляют 50% от полной дисперсии, поэтому автоматическое регулирование ($P = const$) снимает только низкочастотную составляющую нагрузок, тогда среднеквадратическое отклонение нагрузки снизится лишь на 30%:

$$\sigma_a \approx \sigma_p \sqrt{m} \approx 0,7 \sigma_p, \quad (8)$$

где $\sigma_p = \sqrt{D_n + D_a} = \sqrt{D}$; σ_a, σ_p — среднеквадратические отклонения нагрузки при автоматическом и ручном регулировании; D_n, D_a, D — дисперсии низкочастотной и высокочастотной составляющих нагрузки и общая дисперсия.

Составляющую нагрузок от систематических возмущений сгладить не удастся, поскольку она порождается неоднородностью исполнительных органов и нелинейной зависимостью сил трения от скорости подачи.

Структурная функция $C(\tau)$ нагрузки привода аппроксимируется следующим выражением:

$$C(\tau) \approx \sum_{k=1}^n a_k (1 - e^{-\alpha_k |\tau|}) \sin \omega_k |\tau|, \quad (9)$$

где a_k, α_k — коэффициенты; $\omega_k = n \omega_p$, $n = 1, 2, 3, 4, 5$; ω_p — угловая скорость вращения исполнительного органа; $C(\tau) \approx$

$$\approx \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - x(t + \tau)]^2 dt; \quad x(t) — реализация случайного$$

процесса; T — длительность реализации.

Указанные пульсации могут быть снижены или устранены только применением регулируемого привода резания.

Выводы. 1. Для повышения технического уровня угольных комбайнов, дальнейшего роста их производительности, увеличения надежности и долговечности, обеспечения возможности дистанционного управления комбайнами, улучшения качества добываемого топлива необходимо автоматическое регулирование режимов добычи, предусматривающее работу с постоянной нагрузкой и постоянной производительностью с автоматическим переходом из одного режима в другой в зависимости от условий работы.

2. С целью максимально возможного повышения эффективности работы угольных комбайнов необходимо применение регулируемого привода, обеспечивающего работу машины в оптимальном режиме с минимальной энергоемкостью.

3. Для увеличения технической производительности комбайнов необходимо увеличение мощности их привода до 200 ÷ 300 кВт. Эффективность автоматического регулирования режима работы при этом возрастает.

Канд. техн. наук Э. Г. КРАУС

Караганда

Обсуждаемая статья [Л. 2] содержит некоторые положения, с которыми согласиться нельзя. На пути совершенствования работающего в шахтах нерегулируемого асинхронного электропривода нельзя ожидать дальнейшего значительного увеличения производительности и надежности горных машин без качественных изменений этой системы привода. Главная ошибка статьи заключается в том, что правильно поставленную в п. 3 выводов задачу о целесообразности перехода от режима стабилизации нагрузки к режиму стабилизации производительности предлагается решить непригодными для этого средствами (п. 1 выводов).

Из-за широкого диапазона изменений крепости угля не только при переходе от одной шахты к другой, но и в пределах работы на одном участке режим постоянной высокой производительности может быть реализован только средствами регулируемого электропривода (нерегулируемый электропривод не обладает необходимыми для этого характеристиками).

Автор статьи неправильно считает, что современные асинхронные электродвигатели угольных комбайнов работают в режиме переменной мощности. Этот режим при нерегулируемом асинхронном электроприводе возможен только при наличии избыточной мощности, а так как комбайн не может ее обеспечить, то приходится принимать меры к стабилизации нагрузки, т. е. к реализации режима постоянной мощности при постоянной скорости резания, что и делается на всех современных комбайнах воздействием на скорость подачи.

Ученые, занимающиеся теорией разрушения углей, рекомендуют для более крепких углей меньшие скорости резания, заботясь при этом в первую очередь о более высокой надежности машины, так как при большой скорости встреча крепких включений наиболее опасна. Это пожелание часто трактуется как требование постоянной мощности при переменной скорости резания. Для регулируемого электропривода требование о работе при ограниченной мощности снимается. Регулируемый электропривод хорошо преодолевает переменную нагрузку, и в этом одно из основных его отличий от нерегулируемого. Благодаря этому свойству при регулируемом электроприводе отпадает надобность в стабилизации нагрузки уменьшением скорости подачи (уменьшением производительности).

Следующее важное требование к электроприводе состоит в согласовании режимов работы всех механизмов технологической цепи, достигаемом широкой вариацией режима работы горных машин, для чего также необходим регулируемый электропривод.

Питание асинхронных электродвигателей осуществляется по длинным кабельным линиям, в которых возникают большие потери напряжения, поэтому установленная мощность асинхронных электродвигателей комбайнов используется на 50—60% при большой изменчивости свойств угля ($\sigma_d \geq 60 \text{ кгс/см}$) и на 70% при малой изменчивости крепости угля ($\sigma_d < 30 \text{ кгс/см}$).

Исследование ограничений по электроснабжению при напряжении 660 в и питании комбайна по одному кабелю показало, что нормальная работа асинхронного нерегулируемого электродвигателя мощностью до 100 квт обеспечивается с вероятностью не выше 0,7. Увеличение напряжения питания шахтных участковых сетей до 1000—1140 в обеспечивает повышение использования установленной мощности асинхронного электропривода. Однако даже при этом не удастся полезно реализовать установленную мощность.

Канд. техн. наук, доц. О. И. СУРЖКО

Коммунарск

Авторы [Л. 2 и 3] приходят к выводу о целесообразности перехода в настоящее время от стабилизации нагрузки угольных комбайнов к стабилизации их производительности на уровне, отвечающем организационно-техническим условиям. Кроме того, проф. Н. А. Киклевич делает вывод в пользу асинхронного привода угольных комбайнов с защитой от опрокидываний, а проф. В. С. Тулин — в пользу тиристорного электропривода переменного тока.

Полностью соглашаясь с главным выводом о целесообразности стабилизации производительности, вместе с тем нельзя

При регулируемом электроприводе в габарите 400 мм может быть полезно реализована мощность не менее 200 квт, т. е. примерно двойная мощность по сравнению с нерегулируемым приводом. Это достигается снятием ограничений по электроснабжению при значительно меньшем, чем при нерегулируемом электроприводе, повышении напряжения за счет большой перегрузочной способности по моментам и возможности реализации дополнительной мощности при $P_B \leq 100\%$ и, наконец, за счет увеличения скорости вращения (см. опыт зарубежных стран, где применяется частота 60 гц вместо 50 гц, чему соответствует скорость двигателей 1800 об/мин вместо 1500 об/мин).

Из сказанного следует, что увеличение используемой мощности на угольных комбайнах влечет за собой необходимость применения регулируемого электропривода. При этом можно значительно увеличить производительность не только новых, но и действующих машин.

Первые экспериментальные исследования по регулируемому электроприводе, естественно, были начаты с систем постоянного тока. Современное состояние разработок регулируемого тиристорного электропривода применительно к условиям угольных комбайнов дает нижеследующие рациональные области применения различных систем.

Для габаритов электродвигателей 400 мм при максимальной для шахт ширине 780 мм и длине, определенной из условия нечрезмерного прогиба вала, целесообразен скоростной и высокоскоростной тиристорный электропривод переменного тока с механическими редукторами и гидропередачами. По-видимому, будет целесообразна последующая замена малонадежных асинхронных электродвигателей с воздушным зазором 0,4—0,5 мм соответствующими синхронными электродвигателями с воздушным зазором 3—5 мм. При питании от тиристорного преобразователя частоты должен обеспечиваться режим работы при постоянном или форсированном магнитном потоке. Для габаритов 500 мм и более выгоднее тихходный высокомоментный тиристорный электропривод постоянного тока.

Выводы. 1. Асинхронный нерегулируемый электропривод исчерпал свои возможности, не отвечает современным требованиям угольных комбайнов и не удовлетворяет требованиям новых комбайнов с повышенной производительностью и энерговооруженностью как по механическим характеристикам, так и по возможности использования установленной в очень жестких габаритах мощности.

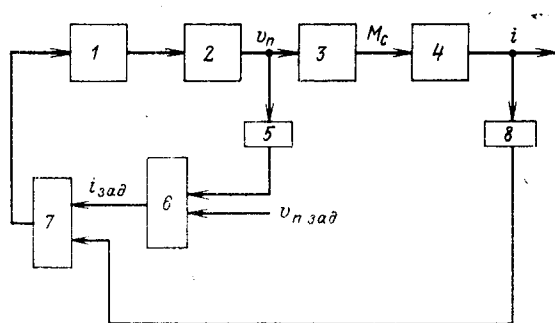
2. Основной режим работы комбайнов — заданная производительность при работе в оптимальных режимах в условиях широкой вариации не только сопротивляемости углей и пород разрушению, но и горных и технологических факторов.

3. Наиболее перспективным видом электропривода угольных комбайнов является полностью управляемый тиристорный электропривод, который в зависимости от конкретной задачи комплектуется асинхронными электродвигателями с короткозамкнутым ротором, синхронными электродвигателями или электродвигателями постоянного тока.

4. Основные силы институтов и заводов электропромышленности, обслуживающие угольную промышленность, должны быть направлены на разработку для шахт комплектных, полностью управляемых тиристорных электроприводов, что соответствует основному направлению развития электропривода в народном хозяйстве СССР.

согласиться с проф. Н. А. Киклевичем в том, что асинхронный привод угольных комбайнов с защитой от опрокидывания в наибольшей степени отвечает современным требованиям. В целях доказательства этого утверждения определим периодичность срабатывания защиты от опрокидывания для комбайна 2К-52.

Согласно [Л. 4 и 5] для комбайна 2К-52 имеем следующие вероятностные характеристики тока статора электродвигателя (в относительных единицах): математическое ожидание $m=1$; среднеквадратичное отклонение тока $\sigma=0,3$; нормированная



Функциональная схема САР комбайна.

1 — механизм подачи; 2 — машина — тяговый орган (внешняя динамика); 3 — процесс взаимодействия исполнительного органа с разрушаемым массивом; 4 — электродвигатель исполнительного органа с редуктором; 5 — датчик скорости; 6 — регулятор скорости; 7 — регулятор нагрузки; 8 — датчик тока; v_n — скорость подачи; M_c — момент нагрузки; i — ток двигателя.

корреляционная функция тока

$$\rho(\tau) = Ae^{-a_1|\tau|} \cos \omega_1 \tau + Be^{-a_2|\tau|} \cos \omega_2 \tau, \quad (1)$$

где $A=0,7$; $B=0,3$; $a_1=1,5$; $a_2=1,2$; $\omega_1=11$; $\omega_2=16,5$; закон распределения — нормальный.

При расчете будем предполагать, что защита от опрокидывания настроена на ток $i_1=1,5m=1,5$.

Чтобы знать вероятность появления тока $i > i_1$, определим вероятность того, что ток принимает значение в интервале $0,5 < i < 1,5$. Центрируя процесс, запишем соответствующий интервал для отклонения тока: $-0,5 < \Delta i < +0,5$. Вводя относительную величину

$$x = \frac{\Delta i}{\sigma},$$

получим следующий интервал для этой величины:

$$-1,67 < x < +1,67. \quad (2)$$

Пользуясь таблицей единичного нормального закона [Л. 6], найдем вероятность значения тока в указанном интервале:

$$p(0,5 < i < 1,5) = p(-1,67 < x < +1,67) = \Phi(1,67) = 0,905, \quad (3)$$

отсюда находим вероятность появления тока $i > i_1=1,5$:

$$p(i > 1,5) = \frac{1 - p(0,5 < i < 1,5)}{2} = 0,047. \quad (4)$$

Нормированная спектральная плотность тока согласно (1)

$$\sigma(\omega) = \frac{Aa_1}{\alpha_1^2 + (\omega_1 - \omega)^2} + \frac{Aa_1}{\alpha_1^2 + (\omega_1 + \omega)^2} + \frac{Ba_2}{\alpha_2^2 + (\omega_2 - \omega)^2} + \frac{Ba_2}{\alpha_2^2 + (\omega_2 + \omega)^2}. \quad (5)$$

Так как согласно (5) максимальная мощность процесса сосредоточена на частоте ω_1 , период которой

$$T = \frac{2\pi}{\omega_1} = 0,57 \text{ сек.}$$

Я. П. ГРИНБЕРГ

Ленинград

Нагрузка двигателей угольных комбайнов имеет резкопеременный характер и является функцией большого числа случайных величин. В связи с этим в отдельные моменты времени (при встрече зубков с твердыми включениями, при толчках скорости подачи) нагрузка двигателя может оказаться выше его максимального момента, вызвав тем самым опрокидывание двигателя.

Последующий пуск под нагрузкой оказывается затруднительным и может быть осуществлен только после «раскачки» двигателя комбайна. Все это ведет как к дополнительному нагреву двигателя, так и к потере рабочего времени.

то с учетом (4) получим среднее число срабатывания защиты в минуту:

$$n = \frac{60}{T} p (i > 1,5) \approx 5.$$

При такой частоте срабатывания защиты система не может функционировать нормально и, следовательно, получить требуемую производительность невозможно. Отметим, что даже загрузка двигателя только на 50% от установленной защиты ($i_1=2m$) приводит в среднем к одному срабатыванию защиты за 10 мин.

Таким образом, подтверждается замечание проф. В. С. Тулина о том, что при достаточно высокой уставке рассматриваемая защита не предотвращает опрокидывания двигателя.

Предлагаемый проф. В. С. Тулиным переход на тиристорный электропривод переменного тока, имеющий большую перегрузочную способность, безусловно, расширит диапазон устойчивой работы привода. Однако даже в этих условиях, как это видно из приведенного выше расчета, полный отказ от стабилизации нагрузки не оправдан.

Таким образом, с одной стороны, в современных условиях целесообразно, как показал проф. Н. А. Киклевич, отказ от автоматического поддержания постоянной нагрузки привода, а с другой стороны, с точки зрения обеспечения нормального функционирования системы стабилизация нагрузки необходима. Где же выход?

Ответ на этот вопрос, как нам кажется, кроется в заключительных выводах проф. В. С. Тулина о том, что основным режимом должна быть работа с постоянной скоростью резания, с постоянной скоростью подачи и переменной (самоустанавливающейся в зависимости от крепости угля) мощностью, т. е. стабилизация нагрузки необходима, но уровень стабилизации определяется крепостью угля и должен самоустанавливаться в процессе работы. С этой позиции нам представляется целесообразной следующая функциональная схема системы регулирования горной машины (см. рисунок).

Стабилизация производительности комбайна осуществляется регулятором скорости, выход которого является заданием регулятору нагрузки. Регулятор скорости целесообразно выбирать с пропорционально-интегральным законом регулирования, позволяющим быстро ликвидировать значительные рассогласования текущей и заданной скоростей и медленно ликвидировать малые ошибки, исключая возникновения автоколебаний в рассматриваемой двухконтурной системе. Подавление реакции регулятора скорости на малые колебания скорости можно осуществить включением последовательно с датчиком скорости фильтра высоких частот и соответствующим выбором зоны нечувствительности регулятора скорости.

Регулятор тока в соответствии с конкретным заданием, вырабатываемым регулятором скорости, производит стабилизацию тока на требуемом уровне и не допускает опрокидывания двигателя.

При изменении крепости угля скорость начинает изменяться, возникает соответствующий сигнал на выходе регулятора скорости, который начинает увеличивать или уменьшать (в зависимости от знака ошибки скорости) задание регулятору нагрузки. При восстановлении заданной скорости регулятор скорости прекращает работу, а регулятор нагрузки поддерживает нагрузку на уровне, определяемом крепостью угля. В случае достижения «потолка» мощности двигателя (устанавливаемого ограничением выхода регулятора скорости) схема автоматически переходит с режима стабилизации скорости к режиму стабилизации нагрузки.

Положение усугубляется тем, что в большинстве случаев двигатели комбайнов в той или иной мере работают при напряжении ниже номинального, и, следовательно, реальные значения максимального момента оказываются значительно ниже паспортного.

Возникает вопрос о значении минимально необходимой перегрузочной способности комбайновых двигателей в реальных условиях, при которой обеспечивается устойчивая работа двигателя.

Нагрузку двигателя комбайна (мощность на валу или момент сопротивления) за время включения можно рассматри-

вать как непрерывную случайную величину, тогда изменчивость нагрузки однозначно определяется двумя интегральными показателями: математическим ожиданием $M[x]$ и среднеквадратичным отклонением σ_x :

$$M[x] = \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} x(t) dt; \quad (1)$$

$$\sigma_x = \sqrt{M[x^2] - M[x]^2}. \quad (2)$$

Формулу среднеквадратичного отклонения можно представить в следующем виде:

$$\sigma_x = M[x] \sqrt{k_\Phi^2 - 1}, \quad (3)$$

где $k_\Phi = \sqrt{\frac{M[x^2]}{M[x]^2}}$ — «коэффициент формы» — есть отношение среднеквадратичного значения случайной величины к ее среднему значению и характеризует неравномерность графика нагрузки.

По известным $M_\Phi[x]$ и $M[x]$ легко определяется и максимально возможное значение случайной величины:

$$x_{\max} = M[x] + \beta \sigma_x. \quad (4)$$

Подставив (2) в (3), получаем:

$$x_{\max} = M[x] (1 + \beta \sqrt{k_\Phi^2 - 1}) \quad (5)$$

или

$$\frac{x_{\max}}{M[x]} = 1 + \beta \sqrt{k_\Phi^2 - 1}. \quad (6)$$

Таким образом, искомое отношение максимального значения случайной величины к ее среднему значению определяется только величиной неравномерности графика $x=f(t)$ и принятым значением β , которое характеризует вероятность превышения нагрузки момента опрокидывания двигателя.

Ошибка при этом будет тем меньше, чем ближе закон распределения случайной величины к нормальному.

Для большинства конкретных статистических распределений с одной вершиной, которые не сильно отличаются от нормального, ошибка не превышает 1%. Максимальная ошибка согласно известному неравенству Чебышева не превысит 11%. Если принять $x_{\max} = M_{\Phi.и}$, где $M_{\Phi.и}$ — максимальный момент двигателя на искусственной характеристике, и $M[x] = M_c$, где M_c — среднее значение момента статистических сопротивлений, то $k_\Phi = M_{\Phi.и}/M_c$, и формула (6) принимает вид:

$$\frac{M_{\Phi.и}}{M_c} = 1 + \beta \sqrt{k_\Phi^2 - 1}. \quad (7)$$

Согласно [Л. 7], опрокидывание двигателей с маховым моментом ротора около $5 \text{ кгс} \cdot \text{м}^2$ происходит при времени действия перегрузки, большем $0,5 \text{ сек}$. Защита от опрокидываний, которая должна срабатывать по крайней мере в 2—3 раза быстрее, будет реагировать на нагрузку, следующую с частотой до 5 гц . При этом дисперсия этой части спектра нагрузки [Л. 8] составит $0,6—0,8$ дисперсии полного спектра. Учитывая это, формула для определения перегрузочной способности двигателя принимает окончательный вид:

$$\frac{M_{\Phi.и}}{M_c} = 1 + \beta \sqrt{a(k_\Phi^2 - 1)}, \quad (8)$$

где $a=0,6—0,8$.

Последняя формула является исходной для определения необходимой перегрузочной способности электродвигателя с заданной вероятностью. Вероятность превышения нагрузки максимального момента двигателя определится табулированной функцией Лапласа:

$$P[M > M_c (1 + \beta \sqrt{a(k_\Phi^2 - 1)})] = 0,5 - 0,5\Phi(\beta). \quad (9)$$

Таким образом, задаваясь различными значениями k_Φ и β , можно определять перегрузочную способность двигателя и вероятность ее превышения (см. таблицу).

K_Φ	$M_{\Phi.и}/M_c$	β	$P[M > M_{\Phi.и}]$
1,05	1,2	0,83—0,70	0,20—0,24
	1,3	1,24—1,06	0,10—0,15
	1,4	1,65—1,41	0,05—0,07
	1,5	2,05—1,76	0,02—0,04
	1,6	2,46—2,11	0,005—0,015
	1,7	2,90—2,46	0,003—0,005
	1,8	3,30—2,82	0,0008—0,003
	1,2	0,57—0,49	0,29—0,32
1,10	1,3	0,87—0,75	0,20—0,23
	1,4	1,13—0,97	0,13—0,17
	1,5	1,42—1,20	0,07—0,12
	1,6	1,70—1,45	0,04—0,06
	1,7	2,00—1,70	0,02—0,04
	1,8	2,27—1,94	0,01—0,025
	1,9	2,55—2,18	0,004—0,015
	2,0	2,85—2,20	0,003—0,001
1,15	1,2	0,45—0,39	0,33—0,35
	1,3	0,68—0,59	0,25—0,28
	1,4	0,91—0,78	0,18—0,22
	1,5	1,14—0,98	0,12—0,17
	1,6	1,36—1,17	0,08—0,11
	1,7	1,59—1,36	0,05—0,08
	1,8	1,82—1,56	0,03—0,06
	1,9	2,05—1,75	0,02—0,04
	2,0	2,27—1,95	0,015—0,025
	2,1	2,5—2,15	0,005—0,017
	2,2	2,75—2,35	0,003—0,007
	2,3	3,00—2,55	0,001—0,004

Как видно из таблицы, при рекомендуемой в [Л. 2] перегрузочной способности двигателя, равной 1,25—1,3, вероятность превышения нагрузки максимального момента двигателя будет составлять 25—30% для $k_\Phi=1,10—1,15$. Даже при $k_\Phi=1,05$, который мало характерен для графика нагрузки горных комбайнов, эта вероятность будет составлять около 17%.

Приведенные цифры подтверждаются диаграммами нагрузок, представленными в [Л. 9].

Таким образом, при изготовлении комбайновых двигателей с рекомендуемой в [Л. 2] перегрузочной способностью и при наличии защиты от опрокидываний фактическое значение средней скорости подачи (и производительность комбайна) не только не повысится, но может даже понизиться на 17—30%.

Как известно из теории вероятностей, событие можно считать маловероятным при $p(\beta) \leq 0,003$. При отсутствии защиты от опрокидываний режим работы двигателя должен выбирать так, чтобы систематические опрокидывания были маловероятны. Поэтому при $p(\beta) \leq 0,003$ и максимально возможном коэффициенте формы $k_\Phi=1,15$ перегрузочная способность двигателя, как видно из таблицы, должна составлять примерно 2,3. Двигатели с рекомендуемой в [Л. 3] перегрузочной способностью 2,5 будут иметь некоторый резерв по моменту.

При наличии защиты от опрокидываний допустима большая вероятность превышения нагрузки максимального момента. Полагая, что суммарное время работы защиты, равное 5% общего времени включения двигателя, не окажет существенного влияния на производительность комбайна, отношение уставки срабатывания защиты к средней нагрузке при $k_\Phi=1,15$ должно быть не ниже 1,9, а перегрузочная способность самого двигателя должна быть несколько выше. Если принять уставку срабатывания защиты от опрокидываний равной $(0,9—0,95) \frac{M_{\Phi.и}}{M_c}$, то перегрузочная способность двигателя комбайна не должна быть ниже 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жигульский И. П., Красносельский М. М., О влиянии сопротивления угля разрушению на потребляемую мощность и скорость подачи комбайна БК-52, «Уголь», 1968, № 12.
2. Киклевич Н. А., Электропривод угольных комбайнов в современных условиях, «Электричество», 1970, № 2.
3. Тулин В. С., По поводу статьи Н. А. Киклевича «Электропривод угольных комбайнов в современных условиях», «Электричество», 1970, № 2.

ПЯТЬДЕСЯТ ЛЕТ СО ДНЯ ПУСКА КАШИРСКОЙ ГРЭС

Молодой Советской Республике от царской России досталось не только изношенное, но совершенно недостаточное энергетическое хозяйство. Поэтому в первые же дни после Великой Октябрьской социалистической революции Советское правительство занялось решением вопроса об электроснабжении страны. 16 декабря 1918 г. В. И. Ленин подписал декрет об национализации электростанций и сетей, в апреле того же года Совнарком по предложению В. И. Ленина принял решение о строительстве районных электростанций. 9 мая 1918 г. был организован Комитет государственных сооружений, в состав которого входил Электрострой — организация по проектированию и строительству электростанций и сетей.

Проектирование Каширской ГРЭС началось в 1918 г. Ее задачей являлось электроснабжение Москвы и ближайших к ней заводов на местном топливе — подмосковном угле. Вначале предполагалось разместить электростанцию в центре бассейна, но для этого требовалось сооружение линии на Москву напряжением 220 кв. Освоить такое напряжение было затруднительно, поэтому площадка для станции была выбрана в 120 км от Москвы, вблизи г. Каширы, на пересечении двух железнодорожных линий из подмосковного бассейна, на берегу р. Оки.

Ко времени начала строительства было разработано несколько вариантов ГРЭС. Остановились на варианте наиболее простом, учитывая отсутствие многих видов оборудования. Так, не было оборудования для топливоподачи и его было решено заменить эстакадой на крышу котельной с подачей большегрузных вагонов и непосредственной разгрузкой в бункера. Для линии 110 кв на Москву можно было использовать только уже заготовленный лес — бревна длиной 16 аршин, о сооружении мачт для перехода линии через Оку нельзя было и мечтать. Было решено пустить линию на крошечных вдоле ферм железнодорожного моста.

В мае 1918 г. площадка для электростанции с учетом всех этих условий была выбрана вблизи деревни Терново. Для строительства был организован Каширстрой. В распоряжение этой организации были переданы два турбогенератора по 6000 квт и шесть котлов с цепными топками фирм «Гарбе» и «Бабкок — Вилькокс»; это оборудование прослужило уже значительное время в других установках.

Вся страна оказывала помощь строительству. Строительные материалы поступали из Ярославля, Старой Руссы, Череповца, Брянска, Тамбова, металлические конструкции и детали — от Коломенского и Подольского заводов.

С большими трудностями было связано приобретение оборудования для линии передачи 110 кв, в особенности трансформаторов. Единственным поставщиком могла быть Швеция, но так как она таких трансформаторов в то время не изготовляла, фирма, принявшая заказ, в свою очередь, заказала их в Германии. Схема электропередачи была выбрана блочной: трансформаторы — линия — трансформаторы, без выключателей 110 кв. Линия была спроектирована на деревянных опорах; подобное решение было необычным: для такого напряжения за границей дерево еще не применялось.

Весь 1918 г. шла подготовка к строительству ГРЭС. Нужно было собрать строительные и монтажные кадры. Совнарком

14 апреля 1919 г. приравнял строительство к оборонным предприятиям, персонал освобождался от мобилизации в армию и снабжался наравне с оборонными заводами.

В июле 1919 г. приступили к рытью котлована для здания станции. Несмотря на все усилия, строительство шло медленными темпами: даже тяжелые работы осуществлялись вручную, не было подъемных приспособлений, не хватало болтов и заклепок, весь транспорт был конным, постоянно ощущалась нехватка продовольствия и фуража. Наиболее тяжелым периодом была зима 1919—1920 гг., когда белые армии подходили к Туле. Но и в этот период работы на Каширской ГРЭС не прекращались. Темпы строительства сразу возросли, как только враг был отогнан. В феврале 1920 г. Совнарком принял решение об обеспечении стройки всем необходимым и в сентябре того же года строительство главного корпуса было закончено, начался монтаж.

В. И. Ленин внимательно следил за ходом строительства станции и за поставкой оборудования. 23 декабря 1921 г. он докладывает о ходе строительства IX Всероссийскому съезду Советов, который отпустил Каширстрою дополнительно 8 млрд. руб.

Перед пуском станции помощь В. И. Ленина стала практически повседневной, благодаря чему 22 июня 1922 г. станция дала ток в Москву.

Перед эксплуатацией станции встали не меньшие трудности, чем в период ее сооружения. Нужно было научиться сжигать подмосковный уголь, найти меры против шлакования топок. Было необходимо научиться эксплуатировать первую в России линию 110 кв. Первый период эта линия работала с изолированной нейтралью. Затем была установлена компенсирующая катушка 110 кв, но опыт ее работы не принес удачи. Было решено заземлить нейтраль. Такое решение повысило надежность работы линии, но отразилось на железнодорожной блокировке — при замыканиях на землю наблюдались случаи ее ложной работы.

Исследование и изучение этих явлений послужило основанием для совершенствования Правил защиты линий связи от влияния линий электропередачи высокого напряжения. Такому же изучению были подвергнуты явления перенапряжения и меры защиты от них.

Очень тщательно велось наблюдение за изоляторами: выработывались методы контроля за их состоянием, устанавливались закономерности их старения и различие закономерностей для подвесных и натяжных изоляторов с учетом усилий натяжения этих последних.

К концу 20-х годов параллельно первой линии на деревянных опорах была сооружена линия на металлических опорах со сталеалюминиевыми проводами (линия на деревянных опорах имела медные провода).

Большое значение для дальнейшего сооружения линий на деревянных опорах имел опыт строительства и эксплуатации линии Кашира — Москва. На основе эксперимента с опорами, изучения напряжений в их элементах в различных условиях, вплоть до разрушающих, была разработана методика расчета опор, в частности опор с пасынками, и был предложен тип опор, нашедший позднее широкое применение. На этой же ли-

4. Ульянов В. А., Павлюк Н. П., Шумов В. Д., Поподьянец В. П., Любяниченко Ю. А., Исследование режимов работы привода горных машин, «Горные машины и автоматика», 1967, № 5.

5. Ульянов В. А., Автоматическое регулирование нагрузки горных машин, «Механизация и автоматизация производства», 1969, № 4.

6. Пугачев В. С., Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления, Физматгиз, 1962.

7. Антонов П. Е., Бреннер В. А. и др., Выбор параметров регулятора нагрузки очистного комбайна, НИИИН-ФОРМТЯЖМАШ, Угольное и горнорудное машиностроение, 2-67-9, М., 1967.

8. Докукин А. В., Красников Ю. Д. и др., Корреляционный анализ нагрузок выемочных машин, изд-во «Наука», 1969.

9. Веснин Ю. Г., Двухступенчатая защита асинхронных двигателей угольных комбайнов, Изв. вузов, «Горный журнал», 1963, № 12.



нии было положено начало производству ремонта опор под напряжением.

При монтаже Каширской ГРЭС персоналу впервые пришлось самостоятельно сушить трансформаторы 110 кВ перед их установкой. Опыт сушки послужил основанием для разработки методики безопасной сушки и для установления эксплуатационного контроля за состоянием изоляционного масла. На Каширской ГРЭС такой контроль позволил обнаружить ряд важных явлений, например возможность возникновения крекинга-процесса в масле при его работе в неисправном оборудовании.

Очень тщательно велась эксплуатация электромашинного оборудования электростанции — генераторов и двигателей собственных нужд. По существу здесь было положено начало внедрению системы планово-предупредительных ремонтов электрооборудования. Наблюдения за работой оборудования позволили выявить ряд интересных явлений, например заряд паром турбины роторов турбогенераторов до напряжения в 3 кВ, а также возможность намагничивания корпусов генераторов при повреждении изоляции стула подшипника. Подобные явления были описаны в статьях работников станции, опыт эксплуатации отражен в производственных инструкциях, положивших начало составлению типовых инструкций, выпускаемых Главэнерго с 1934 г., в первую очередь на основе опыта Каширской ГРЭС.

Первая очередь станции пополнилась в 1927 г. еще одним агрегатом мощностью в 22 Мвт, а с 1930 г. вступили в работу один за другим три агрегата второй очереди по 50 Мвт, в том числе с первыми советскими генераторами. По плану ГОЭЛРО мощность Каширской ГРЭС намечалась в 120 Мвт, но на несколько лет раньше срока, указанного планом, мощность Каширской ГРЭС с использованием перегрузочной способности агрегатов достигла 200 Мвт.

Вместе со второй очередью вошло в работу распределительное устройство 110 кВ, первые ячейки которого были смонтированы еще в 1927 г. Это было первое открытое устройство в нашей стране. В 1931 г. начал работать полуавтоматический щит управления с очень наглядной светящейся схемой и с автоматическим контролем и блокировкой оперативных переключений. До настоящего времени этот щит остается у нас единственным в своем роде полуавтоматическим щитом.

Приемная подстанция 110 кВ линии Кашира — Москва являлась первой подстанцией Московского высоковольтного кольца 110 кВ, от которого долгое время успешно осуществлялось электроснабжение столицы.

Значительна роль, которую сыграла Каширская ГРЭС в опробовании способов сжигания низкосортных местных углей. На станции были испытаны все способы сжигания, начиная от сжигания на цепных решетках до сжигания пылевидного топлива, с подготовкой пыли как на быстроходных, так и на тихоходных мельницах при индивидуальной и централизованной (пылезавод) системе пылеприготовления. Таким образом, Каширская ГРЭС и в тепловой части являлась лабораторией, в которой в промышленных масштабах испытывались методы и конструкции, прежде чем принять их для всей страны.

Каширская ГРЭС явилась школой, где получили закалку многочисленные кадры советских энергетиков. Из молодых рабочих выросли способные инженеры, научные работники, доктора наук и лауреаты государственных премий. Каширская ГРЭС воспитала ведущих специалистов советской энергетики и государственных деятелей, из ее рядов вышло несколько министров энергетики. Она прошла испытание огнем во время Великой Отечественной войны, проявив при этом исключительную трудовую доблесть. В критический момент персонал станции демонтировал станцию, а когда миновала опасность, он своими силами в кратчайший срок собрал ее и пустил вновь.

В настоящее время Каширская ГРЭС продолжает развиваться и в скором времени ее мощность превысит 2 млн. кВт. Персонал станции сохраняет и развивает традиции пионеров советской энергетики.

Каширская ГРЭС награждена орденом Ленина (1939 г.) и орденом Трудового Красного Знамени (1945 г.). На станции установлен памятник В. И. Ленину, так много сделавшему для ее сооружения, постоянно заботившемуся о ней, о ее людях, лично направлявшему на станцию рабочих, монтеров, инженеров, даже врачей и садовников.

Много памятников установлено В. И. Ленину на нашей земле. Один из них — Каширская ГРЭС, первое воплощение ленинской идеи электрификации Советского государства.

П. Г. Грудинский

ЭКСПОЗИЦИЯ СОВЕТСКОГО СОЮЗА НА МЕЖДУНАРОДНОЙ ВЫСТАВКЕ «ЭЛЕКТРО—72»



В московском парке «Сокольники» 12 июля откроется Международная специализированная выставка «Электро—72». Ее участники — представители многих фирм из 24 стран мира.

Задачи выставки: показ новейших достижений в области электротехники; обмен научно-техническим опытом по использованию достижений в конструировании, производстве и эксплуатации современных средств электротехники;

содействие представителям советских и иностранных деловых кругов в установлении контактов и расширении взаимных торговых отношений.

Советский Союз представлен самой большой и многообразной экспозицией.

Экспоненты выставки — 121 промышленное предприятие, 46 научно-исследовательских институтов, свыше 20 министерств и ведомств из 14 союзных республик.

Открывают советский раздел комплексы оборудования для тепловых, гидравлических и атомных электростанций: турбогенераторы на 300, 500, 800 тыс. кВт, головной образец уникального турбогенератора оригинальной конструкции мощностью 1 млн. 200 тыс. кВт и комплексное генераторное оборудование,

включающее системы возбуждения, регулирования, контроля, управления и вспомогательных нужд.

В числе экспонатов — простые и высокоэкономичные капсультные гидрогенераторы, источники питания всех классов и назначений, аппаратура управления и защиты атомных станций.

В советском павильоне показаны как сверхмощные силовые трансформаторы, рассчитанные на 750 и 1150 кВт, так и специальные трансформаторы для распределительных сетей, преобразовательных установок, электрического привода и электротермических установок.

Большое место занимает защитная, коммутационная и измерительная аппаратура высоковольтных линий электропередачи: масляные, воздушные, газовые и вакуумные выключатели высокого напряжения; предохранители; разъединители; аппаратура для подстанций и распределительных устройств высокого напряжения. Экспонируемые образцы — наглядное доказательство успешного подхода и решения советскими учеными проблем передачи мощных потоков электроэнергии на сверхдальние расстояния.

Экспозиция силовой полупроводниковой техники и преобразовательных устройств включает большое разнообразие неуправляемых полупроводниковых приборов, рассчитанных на широкий диапазон токов и напряжений, в том числе лавинные тиристоры и специальные импульсные фототиристоры.

Значительное место в экспозиции СССР уделено электроприводу — кибернетическим системам, состоящим из силовой

части, собственно системы автоматизированного управления с различными датчиками информации устройств ее преобразования и выдачи управляющих сигналов.

Большой интерес представляет единая серия асинхронных двигателей общего назначения 4-А, характеризующаяся полной унификацией по мощностям и установочным размерам с двигателями, выпускаемыми в странах — членах СЭВ.

В отделе «Электротехнология» демонстрируется новейшее высокочастотное оборудование, среди которого мощные двухсоттонные сталеплавильные руднотермические электропечи, установки для индукционного и электронно-лучевого нагрева, печи сопротивления.

Показаны пользующиеся большой известностью во всем мире установки для плазменной сварки и резки, машины для сварки трением встык однородных и разнородных металлов, источники питания для ручной дуговой сварки, установки для разностотной сварки, трудосварочные станы, машины точечной и роликовой контактной сварки и другое оборудование.

Различного рода электрические и электроизоляционные материалы — слюдониты, слюдопласты, кремнийорганические лаки, эмали, композиционные материалы на их основе, изоляторы из фарфора, стеогита, кордиерита и стекла — также продемонстрируют на «Электро—72» успехи советских ученых в области диэлектриков.

В СССР в области электрификации железнодорожного транспорта широкое распространение получила система однофазного переменного тока напряжением 25 кВ при частоте 50 Гц. На эти прогрессивные и экономически целесообразные параметры рассчитаны мощные советские электропозы ВЛ-80, модификации Р и Т, являющиеся экспонатами выставок.

Показанное в этом разделе комплектное тяговое оборудование троллейбуса с электронной системой управления и безреостатным регулированием скорости — пример принципиально нового этапа технического подхода к созданию подобной аппаратуры.

Посетители смогут познакомиться и с оборудованием нового четырехвагонного электропоезда ЭР-25, оснащенного передовой системой электрического торможения с использованием тиристоров и электроники.

В двух отделах советской экспозиции «Электрооборудование для доменного и прокатного производства» и «Электрическое оборудование» можно увидеть несколько модификаций автоматизированного электропривода на тиристорах с программно-информационными устройствами ПИУ-2 и ПДИ-2, два образца асинхронных трехфазных электродвигателей АРФВ-64-12; АР-74-10 и бесконтактные средства автоматизации и промышленной электроники — логические элементы и блоки из них, транзисторные элементы, сельсинные командоаппараты, выходные усилители; двигатель трехфазный с короткозамкнутым ротором асинхронный рольганговый с водяным охлаждением типа АРФВ-64-12, предназначенный для индивидуального привода роликов рольгангов металлургических предприятий и способный обеспечить длительную и надежную работу в условиях интенсивной тепловой нагрузки (до плюс 200 °С).

Интерес для специалистов в первом разделе представит унифицированная блочная система с аналоговым принципом

действия УБСР, предназначенная для управления электроприводом.

Во втором разделе особое место занимает современная система автоматического электропривода типа АВРШ для регулирования хода плавки доменных печей.

Силовой трехфазный трансформатор типа ТЦ-1000000/330 с масляно-водяной системой охлаждения и автоматическим управлением — результат совместных научных исследований Всесоюзного института трансформаторостроения и Запорожского трансформаторного завода. По своим техническим показателям этот уникальный трансформатор соответствует всем требованиям научно-технического прогресса современной энергетики. Предназначен для работы в блоке с турбогенератором мощностью 800 Мвт. На выставке экспонируется его макет.

Показан также макет силового однофазного автотрансформатора АОДЦТН-333000/750/330, разработанного впервые и предназначенного для связи линий электропередачи на 750 и 330 кВ в Объединенной энергосистеме Юга СССР.

Новые высококачественные материалы, использованные в его конструкции, современные методы высоковольтных испытаний, обработка изоляции под глубоким вакуумом и заливка автотрансформатора очищенным дегазированным маслом гарантируют высокую надежность в эксплуатации.

Значительное место на стендах занимает электрооборудование для бурения, нефтяных и геологоразведочных работ, а также для химической, нефтяной и газовой промышленности.

Интерес вызывают гидрогенераторы СГК538/160-70, СГКВ720/140-80 — самые мощные в мире капсульные гидрогенераторы с водяным и воздушным охлаждением. Их применение полностью покрывает затраты на строительство зданий ГЭС.

Представленная на выставке кабельная техника по своим электрическим свойствам и технико-экономическим показателям удовлетворяет всем требованиям мировых стандартов. Демонстрируется кабельная продукция на основе новых изоляционных материалов — пластмасс, синтетических лаков, волокнистых и других материалов, а также кабели в стальных трубах на напряжение 500 кВ марки МВДТ, кабели связи, магистральные железнодорожные МКПАБП.

Показанные на выставке электроугольные изделия и электрометаллокерамика используются во всех отраслях электротехнической промышленности. От этих изделий существенно зависит надежность многочисленных систем, работающих на промышленных предприятиях, транспорте, электростанциях, судах, летательных аппаратах, спутниках.

Особое внимание в экспозиции уделено светильникам с люминесцентными лампами промышленного и бытового назначения, источникам света специального назначения. Для специалистов представят интерес автомобильные, медицинские, кварцевые иодные машины, лампы для оптических приборов. В экспозиции будут также представлены в большом многообразии электроустановочные изделия.

Трудно перечислить все экспонаты советского раздела выставки «Электро—72». Приглашаем ознакомиться с ними авторов и читателей нашего журнала.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Л. А. Жекулин, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., д. 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Сдано в набор 14/IV 1972 г.
Формат бумаги 60×90¹/₈.
Тираж 10 314 экз.

Подписано к печати 1/VI 1972 г.
Усл. печ. л. 12
Цена 80 коп.

T-09088
Уч.-изд. л. 14,28
Зак. 1145

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

М. Н. Нурмухаметов, Г. С. Тамоян, И. Х. Хайруллин — Влияние геометрии ротора на электромагнитный момент торцевой индукционной машины	1	М. М. Соколов и В. Х. Исаченко — Динамические характеристики электромашиных регуляторов подачи долота буровых установок с тиристорными преобразователями	47
Л. В. Смирнов — Аналитический метод определения основной гармоники магнитного поля в воздушном зазоре насыщенной явнополюсной синхронной машины	5	В. Д. Тулунов — Стабилизация систем автоматического регулирования с тиристорными возбудителями	54
И. Д. Маергойз и Б. И. Полищук — Расчет магнитного поля и параметров схем замещения асинхронной машины со сплошным ферромагнитным ротором	9	В. П. Шипило — Частотные характеристики управляемого вентильного преобразователя	62
Ю. Л. Мукосеев, Г. Я. Вагин и Е. М. Червонный — Расчет суммарной нагрузки машин контактной сварки методом статистического моделирования на ЦВМ	16	В. А. Найдис, Л. М. Поляков и Б. И. Шкловский — Анализ силовых схем тиристорных преобразователей	67
Н. И. Тенетко, И. Я. Черемисов — Модификация метода сеток для расчета электрических, магнитных и температурных полей в электрических машинах	19	А. А. Салютин — Магнитные усилители с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем	73
С. И. Лурье, М. П. Савельев — Динамические осевые усилия в обмотках трансформаторов	25	ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
А. И. Левиуш, Л. Н. Медведева, Е. Д. Сапир — Быстродействующее реле направления мощности обратной последовательности	32	А. Д. Булитко, Г. В. Марков, Ю. А. Столбов, Г. М. Торбенков — Статический преобразователь для измерения мощности в уравновешенной трехфазной системе	79
Б. Н. Горин, Н. С. Берлина — Метод оценки защитного действия тросовых молниеотводов с учетом характеристик разброса	36	М. Л. Гальперн — Удельная несущая способность конструкции деревянных опор	81
А. С. Ленович, В. И. Еланчик, А. Я. Дубинец, В. П. Бутенко и С. В. Колесник — Надежность мощных реверсивных тиристорных электроприводов	42	ДИСКУССИИ	
		Электропривод угольных комбайнов в современных условиях — В. А. Ульшин; Э. Г. Краус; О. И. Суржко; Я. П. Гринберг	
		ХРОНИКА	
		Пятьдесят лет со дня пуска Каширской ГРЭС. Экспозиция Советского Союза на Международной выставке «Электро-72»	



CONTENTS

How Rotor Geometry Influences the Electromagnetic Torque of an Induction Machine — M. N. Nurmuchametov, G. S. Tamoyian, I. H. Hairullin	1	V. P. Butenko, S. V. Kolesnik	42
An Analytical Method for Determining the Fundamental Harmonic of the Air Gap Magnetic Field in a Saturated Salient Pole Synchronous Machine — L. V. Smirnov	5	The Dynamic Characteristics of Rotary Regulators for the Boring Bit Feed in Drilling Installations with Thyristor Converters — M. M. Sokolov, V. H. Isachenko	47
Calculating the Magnetic Field and Equivalent Circuit Parameters for an Induction Machine with a Solid Ferromagnetic Rotor — I. D. Mayergois, B. I. Polischuk	9	Stabilization of Automatic Control Systems with Thyristor Exciters — V. D. Tulupov	54
Determining the Total Load on Contact Welding Machines by Statistical Modelling on a Digital Computer — U. L. Mukoseev, G. Y. Vagin, E. M. Chervonny	16	The Frequency Characteristics of a Controlled Electronic Converter — V. P. Shipillo	62
A Modification of the Grid Method for Determining Electrical, Magnetic and Temperature Fields in Electric Machines — N. I. Tenetko, I. Y. Cheremisov	19	Analysis of Thyristor Converter Power Circuits — V. A. Naidis, L. M. Poliakov, B. I. Shklovski	67
Dynamic Axial Forces on Transformer Windings — S. I. Lurie, M. P. Saveliev	25	Magnetic Amplifiers with an R—L Load and Shunting Valve — A. A. Saliutin	73
A High—Speed Negative Sequence Power Directional Relay — A. I. Leviush, L. N. Medvedieva, E. D. Sapir	32	FROM OPERATING EXPERIENCE	
A Method for Appraising the Effect of Ground Wire Lightning Protectors with Account Taken of Dispersion Characteristics — B. N. Gorin, N. S. Berlina	36	A Static Converter for Power Measurements in a Balanced Three—phase System — A. D. Bulitko, G. V. Markov, U. A. Stolbov, G. M. Torbenkov	79
The Reliability of Large Reversible Thyristor Drives — A. S. Lenovitch, V. I. Elanchik, A. Y. Dubinets,		The Specific Carrying Capacity of Wood Tower Elements — M. L. Halpern	81
		DISCUSSION	
		Electric Drives for Coal Combines Today — V. A. Ulshin, E. G. Kraus, O. I. Surgko, Y. P. Greenberg	
		CHRONICLE	



Влияние геометрии ротора на электромагнитный момент торцевой индукционной машиныНурмухаметов М. Н., Тамоян Г. С.,
Хайруллин И. Х.

«Электричество», 1972, № 6

На основе решения уравнений электромагнитного поля в цилиндрической системе координат получены выражения для электромагнитных величин (момента, мощности) торцевой индукционной машины с диском сложной конструкции. Приведено выражение для коэффициента, учитывающего краевые явления в диске. Установлено влияние геометрии магнитной системы, вылетов и их электрической проводимости на краевые явления. Илл. 3. Библ. 5.

УДК 621.313.32:621.3.013

Аналитический метод определения основной гармоники магнитного поля в воздушном зазоре насыщенной явнополюсной синхронной машины

Смирнов Л. В.

«Электричество», 1972, № 6

На основе разработанной аппроксимирующей функции семейства характеристик намагничивания вида $B(F)$, метода гармонических магнитных проводимостей воздушного зазора машины и метода гармонического баланса развит аналитический метод определения амплитуды основной гармоники магнитного поля в зазоре явнополюсной синхронной машины с учетом влияния насыщения. Выведены расчетные выражения для коэффициентов насыщения в продольной и поперечной осях машины, зависящих от токов возбуждения и якоря и определяющих степень ослабления амплитуд составляющих d и q основной гармоники поля машины вследствие насыщения. Приведено сравнение результатов теоретического расчета с опытными данными. Илл. 2. Библ. 7.

УДК 621.313.33.001.24

Расчет магнитного поля и параметров схем замещения асинхронной машины со сплошным ферромагнитным ротором

Маергойз И. Д., Полищук Б. И.

«Электричество», 1972, № 6

Рассматривается метод расчета магнитного поля в асинхронной машине со сплошным ферромагнитным ротором, основанный на локальной трактовке соотношения Л. Р. Неймана как краевого условия. На основе решения соответствующей краевой задачи находятся универсальные графические зависимости, позволяющие просто определять параметры схемы замещения с учетом насыщения стали ротора и статора при любых геометрических размерах и марках стали ротора асинхронной машины и в широком диапазоне скольжений. Илл. 6. Библ. 21.

УДК 621.791.763:621.3.016:681.142.3

Расчет суммарной нагрузки машин контактной сварки методом статистического моделирования на ЦВМ

Мукосеев Ю. Л., Вагин Г. Я.,

Червонный Е. М.

«Электричество», 1972, № 6

Описывается новый метод расчета пиковых нагрузок машин контактной сварки — метод статистического моделирования на ЦВМ. Данный метод позволяет определять величину, длительность и частоту пиков суммарного графика нагрузки.

Приводится блок-схема моделирующего алгоритма и краткое описание основных операторов. Даются рекомендации по составлению исходных данных для решения задач.

Практическое применение метода иллюстрируется конкретным примером. Табл. 2. Илл. 3. Библ. 3.

УДК 621.313.001.24

Модификация метода сеток для расчета электрических, магнитных и температурных полей в электрических машинах

Тенетко Н. И., Черемисов И. Я.

«Электричество», 1972, № 6

Для расчета электрических, магнитных и тепловых полей метод сеток видоизменяется таким образом, чтобы можно было с его помощью проводить расчеты как на участках области, где сетка стандартная (т. е. соответствующая прямоугольной или полярной системе координат), так и на тех участках области решения задачи, где наложена произвольная сетка. С помощью описанного в статье метода можно написать единую стандартную программу для расчета упоминавшихся выше полей в области произвольной формы. Табл. 4. Илл. 4. Библ. 5.

УДК 621.314.21.014.32.001.24

Динамические осевые усилия в обмотках трансформаторов

Лурье С. И., Савельев М. П.

«Электричество», 1972, № 6

Предложен метод расчета на ЦВМ динамических процессов в обмотке с учетом колебаний элементов и нелинейности механических свойств изоляции. Учитываются реальное распределение электромагнитных сил по высоте обмотки, возможность образования зазоров и возникающих при этом ударных воздействий на провода и опорные конструкции. Приводятся блок-схема программы для ЦВМ «Минск-22», пример расчета и некоторые результаты расчетных исследований. Табл. 2. Илл. 7. Библ. 8.

УДК 621.316.925.2.001.57

Быстродействующее реле направления мощности обратной последовательностиЛевнуш А. И., Медведева Л. Н.,
Сапир Е. Д.

«Электричество», 1972, № 6

Реле направления мощности с трехфазной схемой сравнения предназначено для использования в направленной фильтровой защите ВЛ 500—750 кВ и имеет время срабатывания не более 20 мсек. Приведен выбор параметров пятиэлементного параллельно-производного частотного фильтра, обеспечивающего правильную работу реле при переходных процессах. Даются характеристики и параметры реле, а также результаты его испытаний в лаборатории и на электродинамической модели электропередачи 750 кВ. Илл. 3. Библ. 6.

УДК 621.316.98

Метод оценки защитного действия тросовых молниеотводов с учетом характеристик разброса

Горин Б. Н., Берлина Н. С.

«Электричество», 1972, № 6

На основании лабораторных экспериментов и теоретического рассмотрения процессов поражения предлагается методика расчета вероятности прорыва, учитывающая свойство разброса траекторий электрического разряда через разброс пробивных градиентов. Представлена упрощенная картина поражения объекта длиной искрой и молнией. Подобраны расчетные параметры, базирующиеся на фактических данных о молнии. Проведены расчеты вероятности прорыва молнии для высоких переходов ГРЭС и ВЛ сверхвысокого напряжения. Получено, что эффективная тросовая защита на высоких сооружениях может быть достигнута за счет осуществления больших превышений тросов над проводами. Табл. 2. Илл. 7. Библ. 16.

УДК 62.83:622.242

Динамические характеристики электромашиных регуляторов подачи долота буровых установок тиристорными преобразователями

Соколов М. М., Исаченко В. Х.

«Электричество», 1972, № 6

Проведен анализ переходных процессов электромашиных регуляторов подачи долота с реверсивным и неререверсивным тиристорными преобразователями. Показано, что ухудшение быстродействия регулятора за счет применения неререверсивного преобразователя является допустимым, что определяет возможность применения в регуляторах подачи долота для буровых установок грузоподъемностью 125 т и более неререверсивного тиристорного преобразователя. Табл. 1. Илл. 5. Библ. 3.

УДК 621.3.013.8:621.3.078:621.333

Стабилизация систем автоматического регулирования с тиристорными возбудителями

Тулупов В. Д.

«Электричество», 1972, № 6

Приведена методика и данные исследования системы независимо-го возбуждения. Исследование проведено на физической модели при условиях введения обратной связи по току и без нее. Составлены уравнения динамики системы и проведен анализ ее динамических свойств. Исследования показали, что для обеспечения необходимой устойчивости применение обратной связи по току обязательно. Илл. 6. Библ. 12.

УДК 621.314.632

Частотные характеристики управляемого вентильного преобразователя

Шипило В. П.

«Электричество», 1972, № 6

Рассматривается m -фазный вентильный преобразователь при воздействии на его вход гармонического сигнала. Получены общие соотношения для описывающей функции и постоянной составляющей э. д. с. вентильного преобразователя на целых и дробных субгармонических частотах любого порядка. Рассмотрен механизм появления в кривой э. д. с. преобразователя низкочастотных биений при воздействии сигналов, близких к субгармоническим. Показана методика использования описывающей функции преобразователя для оценки устойчивости замкнутых вентильных систем. Илл. 5. Библ. 7.

УДК 621.314.632

Анализ силовых схем тиристорных преобразователей

Найдис В. А., Поляков Л. М.,

Шкловский Б. И.

«Электричество», 1972, № 6

Выполнен анализ силовых схем тиристорных преобразователей с промежуточным выпрямителем и трехфазного мостового полупроводящего преобразователя. В результате получены расчетные соотношения в упрощенной форме, пригодной для их использования в инженерных расчетах и при программировании на ЦВМ. Табл. 1. Илл. 2. Библ. 5.

УДК 621.375.3.001.24

Магнитные усилители с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем

Салютин А. А.

«Электричество», 1972, № 6

Рассмотрены электромагнитные процессы в схеме магнитного усилителя с активно-индуктивной нагрузкой и шунтирующим вентилем. Петля гистерезиса представлена параллелограммом с наклонными прямыми, характеризующими ненасыщенное состояние сердечников. Получены выражения для средних и действующих значений падений напряжений на участках цепи, средних значений токов нагрузки и рабочих обмоток, а также характеристика управления магнитного усилителя с учетом падений напряжений в активных сопротивлениях и в вентиле. Илл. 6. Библ. 4.

КНИГИ ПО ЭНЕРГЕТИКЕ, ИМЕЮЩИЕСЯ В ПРОДАЖЕ

Перечисленные в списке книги требуются во всех книжных магазинах

В случае отсутствия этих книг в местных магазинах заказы следует направлять по адресу:

Москва, К-50, ул. Медведова, 1. «Книга—почтой»
магазина № 8 «Техническая книга»

Заказанные книги будут высланы по почте наложенным платежом в адрес заказчика

Продолжение

Автор и название	Заказ, кол. экз.
ТЕПЛОТЕХНИКА И ТЕПЛОЭНЕРГЕТИКА	
Вайсман М. Д. Термодинамика парожидкостных потоков. 1967. 272 с. 86 к.	
Вулис А. А., Ершин Ш. А. и Ярин Л. П. Основы теории газового факела. 1968. 204 с. 1 р. 57 к.	
Жуков В. С. Газотурбинные установки со свободно-поршневыми генераторами газа в энергетике. 1971. 72 с. 21 к.	
Иванов В. А. Стационарные и переходные режимы мощных паротурбинных установок. 1971. 280 с. 1 р. 21 к.	
Магнитогидродинамический метод получения электроэнергии. Сб. переводов. Под ред. В. А. Кириллина и А. Е. Шейндлина. 1971. 240 с. 1 р. 18 к.	
Маслонапорные установки. 1968. 186 с. 78 к.—Авт. К. Н. Бабин, Н. К. Барков, В. А. Галкин и др.	
Михаев М. А. Гидравлический расчет потоков с водоворотом. 1971. 184 с. 76 к.	
Орлов В. А. Уравнительные резервуары гидроэлектростанций. 1968. 180 с. 68 к.	
Серов Е. П. и Корольков Б. П. Динамика процессов в тепло- и массообменных аппаратах. 1967. 168 с. 45 к.	
Сырикович М. А., Мартынов О. И. и Миропольский З. Л. Процессы генерации пара на электростанциях. Учебник для вузов. 1969. 312 с. 1 р. 15 к.	
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА	
Микуцкий Г. В. и Скитальцев В. С. Высокочастотная связь на линиях электропередачи. Учебник для техникумов. 1969. 448 с. 97 к.	
Парижер И. А. Электросети промышленного транспорта. 1971. 123 с. (Б-ка электромонтера. Вып. 307). 24 к.	
Передача энергии постоянным и переменным током. Сборник № 13. 1967. 272 с. 1 р. 18 к.	
Передача энергии постоянным и переменным током. Сборник № 14. 1968. 320 с. 2 р. 18 к.	
Ферстер Г. Г. Электрическое оборудование и электроснабжение установок гидромеханизации. Учебник для техникумов. 1970. 447 с. 2 р. 47 к.	
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА	
Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Труды 5-й Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Том 2. Электропривод в машиностроении. Под ред. М. Г. Чиликина, И. И. Петрова и М. М. Соколова. 1971. 320 с. 2 р. 64 к.	
Алексеева М. М. Машинные генераторы повышенной частоты. 1967. 344 с. 1 р. 20 к.	
Аренд В. Р. и Севент К. Д. Практика следящих систем. Пер. с англ. 1962. 555 с. 2 р. 73 к.	

Автор и название	Заказ, кол. экз.
Атабеков Г. И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. 1969. 424 с. 1 р. 42 к.	
Афанасьев В. В. Конструкции выключающих аппаратов высокого напряжения. Изд. 2-е, перераб. и доп. 1969. 640 с. 2 р. 24 к.	
Виноградов В. И. Исследование вентиляторов электрических машин. 1970. 92 с. 22 к.	
Выдрик Г. А. и Костюков Н. С. Физико-химические основы производства и эксплуатации электрокерамики. 1971. 328 с. 1 р. 10 к.	
Глазенок Т. А. и Гончаренко Р. Б. Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. 1969. 164 с. 65 к.	
Данцис Я. Б. и Жилев Г. М. Искусственная компенсация реактивной мощности электропечных агрегатов. 1971. 80 с. 23 к.	
Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. 1969. 304 с. 1 р. 05 к.	
Свенчанский А. Д., Смелянский М. Я. Электрические промышленные печи. 4.2. Дуговые печи. Учеб. пособия для высших техн. заведений. 1970. стр. 264 с. 1 р. 09 к.	
Каплан М. Я. и др. Подпятники, направляющие подшипники и крестовины мощных гидротурбин. 1968. 92 с. (Серия «Технология электромашиностроения». Вып. 5). 26 к.	
Луи де Пиан. Теория линейных активных цепей. Пер. с англ. 1967. 536 с. 2 р. 01 к.	
Матханов П. Н. Синтез реактивных четырехполюсников по временным функциям. 1970. 134 с. 32 к.	
Никулин Н. В. и Кортнев В. В. Оборудование и технология производства электрокерамических конструкций. Учебник для техникумов. 1969. 416 с. 97 к.	
Полтев А. И. Элегазовые аппараты. 1971. 152 с. 61 к.	
Пономарев Л. Т. Эскапоновая электрическая изоляция. 1969. 192 с. 81 к.	
Привезенцев В. А. и Ларина Э. Т. Силовые кабели и высоковольтные кабельные линии. Учеб. пособие для вузов. 1970. 424 с. 1 р. 02 к.	
Электромашиностроение. Труды ЛПИ № 241. 1964. 143 с. 78 к.	
АВТОМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА	
Запоминающие устройства. Сборник статей. Под ред. Л. П. Крайзера. Вып. 3. 1970. 152 с. 68 к.	
Зарецкас В.—С. С. и Рагульскене В. Л. Ртутные коммутирующие элементы для устройства автоматики. 1971. 104 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 447). 36 к.	
Кибернетику—на службу коммунизму. Сборник статей. Под ред. А. И. Берга и др. Том. 2. Теория надежности и теория массового обслуживания. 1964. 368 с. 1 р. 66 к.	

Автор и название	Заказ, кол. экз.	Автор и название	Заказ, кол. экз.
Кибернетику — на службу коммунизму. Сборник статей. Под ред. А. И. Берга. Т. 3. Теория информации. Вычислительная техника. Семiotика. 1966. 312 с. 1 р. 72 к.		Малов В. С., Дмитриев В. Ф. Код-импульсные телеизмерительные системы. 1969. 192 с. 57 к.	
Кибернетику — на службу коммунизму. Сборник статей. Под ред. А. И. Берга. Том 4. Математические вопросы кибернетики. Техническая кибернетика. Бионика. Биологическая кибернетика. 1967. 344 с. 1 р. 85 к.		Энциклопедия измерений, контроля и автоматизации. Вып. 5. 1965. 80 с. 60 к.	
Ликиардопуло А. Г. и Трофимов Б. Е. Кодирование электроннолучевые трубки и их применение. 1971. 124 с. 56 к.		Юдицкий С. А. Пневматические системы управления приводом машин-автоматов. (Методы построения). 1968. 88 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 299). 28 к.	
Мяздриков О. А. Электрические способы объемной гранулометрии. 1968. 136 с. (Серия «Физические и физико-химические методы контроля и свойств вещества»). 36 к.		РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА	
Павленко В. А. Электрические системы регулирования с сигналом связи постоянного тока. 1971. 455 с. 1 р. 44 к.		Бруштейн В. Ш., Будкин И. А. и Израйлович С. Г. Автоматизация горячего литья радиокерамики. 1969. 104 с. 26 к.	
Пересада В. П. Автоматическое распознавание образов. 1970. 92 к. (Б-ка по автоматике. Вып. 392). 30 к.		Дульнев Г. Н. и Тарновский Н. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. Учебник для вузов. 1971. 248 с. 91 к.	
Петренко А. И. Автоматический ввод графиков в электронные вычислительные машины. 1968. 424 с. 1 р. 41 к.		Дульнев Г. Н. и Семьяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. 1968. 360 с. 1 р. 40 к.	
Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву. 1971. 144 с. 63 к.		Кноль М. и Эйхмейер И. Техническая электроника. Т. 2. Электронные приборы. Пер. с нем. 1971. 456 с. 2 р. 22 к.	
Пул Г. Основные методы и системы индикации. Пер. с англ. 1969. 408 с. 2 р. 08 к.		Лондон С. Е. Широкополосные радиопередающие устройства. 1970. 152 с. 61 к.	
Семенов В. В. и Степура Э. Ф. Система управления с нелинейными и вычислительными блоками на магнитных усилителях. 1968. 72 с. (Б-ка по автоматике. Вып. 312). 26 к.		Мейнке Х. и Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 2. Полупроводниковые приборы, электронные лампы, усилители, выпрямители, возбуждение колебаний, элементы импульсной техники, флуктуации, модуляция, основы теории связи, передатчики, приемники, измерения. Пер. с нем. 1962. 576 с. 5 р. 25 к.	
		Физическая электроника. 1967. 156 с. (М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР. Труды ЛПИ. Вып. 277). 82 к.	
		Радиоэлектроника. Труды ЛПИ № 255. 1965. 184 с. 70 к.	

Заказанные книги (необходимое количество экземпляров указано в графе «Заказ») просим выслать по адресу:

Куда _____

Кому _____

Выкуп книги гарантируем

Подпись

« _____ » _____ 197 ____ г.

(При заказе книг предприятиями или организациями настоящий бланк заверяется подписями распределителя кредитов и главного бухгалтера и печатью).



**Инвестиция в машины и оборудование,
экспортируемые
ВТО ПРАГОИНВЕСТ
инвестиция, которая окупается**

**ВНЕШНЕТОРГОВОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ
ПРАГОИНВЕСТ—ПРАГА ПОСТАВЛЯЕТ**

Дизельные двигатели и агрегаты. Турбо-нагнетатели. Компрессоры и турбокомпрессоры. Холодильное и морозильное оборудование. Мощные электродвигатели и генераторы. Трансформаторы и прочее оборудование силовой электротехники. Силовые полупроводники и приборы с их использованием. Самоходные и автомобильные краны. Дизель-электрические локомотивы. Трамвайные вагоны и вагоны метро. Машины и оборудование для производства керамики и строительных материалов. Машины и оборудование для переработки полезных ископаемых. Подъемное шахтное оборудование. Редукторы. Вентиляторы. Муфты.

ПРАГА—ЧЕХОСЛОВАКИЯ

почтовый ящик 890
телефон: 82 08 41-9, 82 27 41-6
телеграммы: Прагоинвест Прага
телетайп: Прага 770

С 12 до 26 июля 1972 г. ВТО Прагоинвест на выставке современного электротехнического оборудования «Электро—72» в Москве, в Сокольниках», показывает свои изделия в области полупроводниковой техники, дизелей и дизель-агрегатов.

Выставке «Электро—72» предшествует выставка проспектов и моделей по всей программе экспорта ВТО Прагоинвест

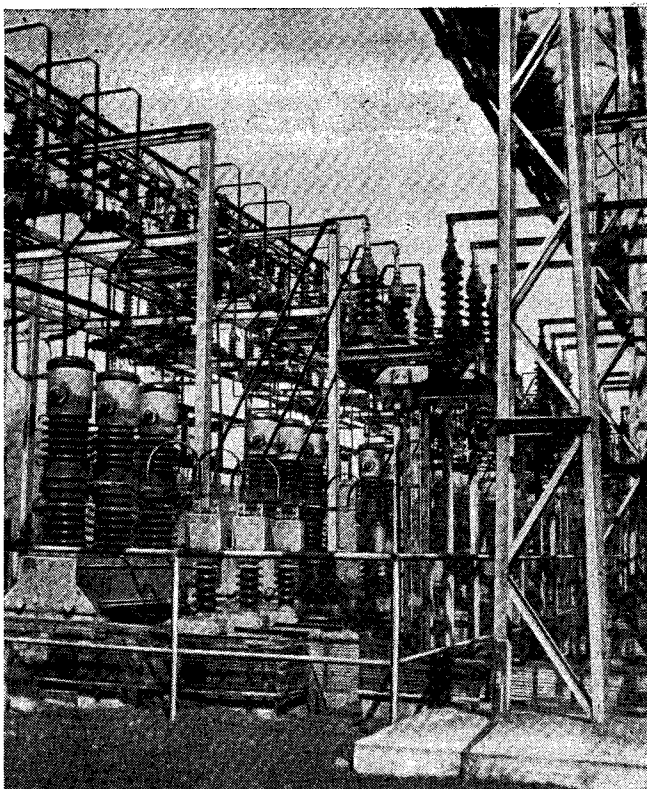
3—14 июля в Общественном доме Посольства ЧССР, Москва, 2-я Брестская.

Приглашаем Вас посетить наши экспозиции.

**РОСТ ОБЪЕМА ЭКСПОРТА В ДЕСЯТКИ СТРАН ЧЕТЫРЕХ КОНТИНЕНТОВ—
ДОКАЗАТЕЛЬСТВО ПОЛНОГО УДОВЛЕТВОРЕНИЯ ЗАКАЗЧИКОВ**

Осуществляйте свои замыслы в области капитального строительства и модернизации производства в сотрудничестве с внешнеторговым объединением PRAGOINVEST

pragoinvest



Заводы высоковольтной электротехники являются крупным производителем электрогенераторных машин, приборов, кабеля, изоляционных материалов, распределительных щитов, трансформаторов, электродов и сварочных аппаратов.

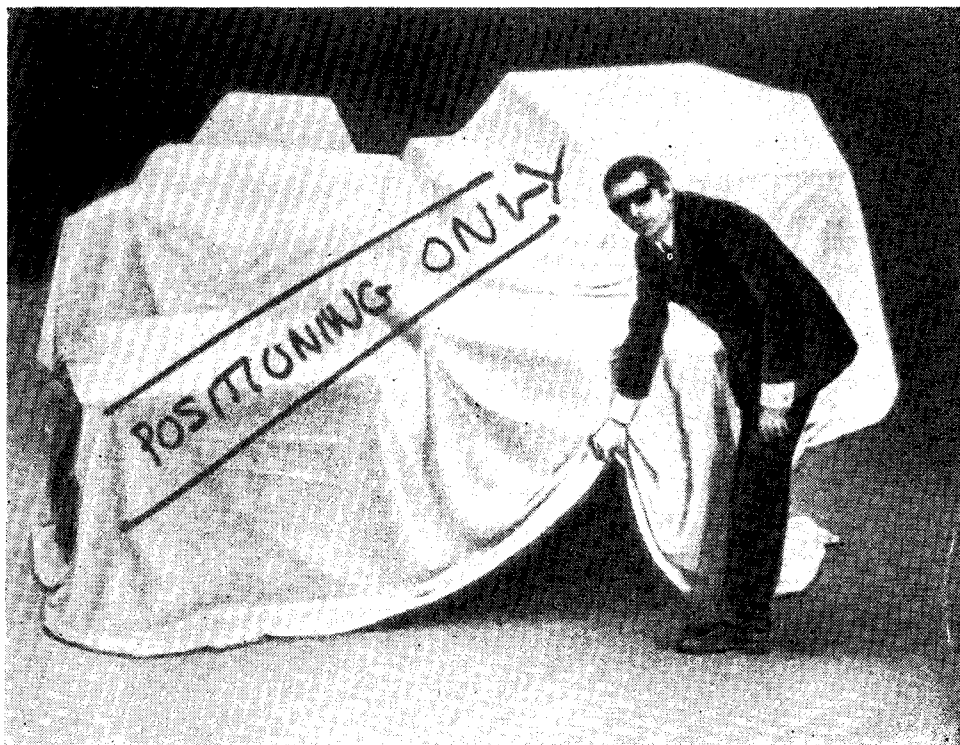
Неотъемлемой частью нашей деятельности является разработка проектов и проведение монтажа комплектов электрических объектов: распределительных и трансформаторных подстанций сверхвысокого, высокого и низкого напряжений, внутреннего или наружного устройства, переключательных и выпрямительных подстанций, главных питающих электрораспределительных систем высокого и низкого напряжений, электрических регулируемых приводов, контактных линий — шахтных и для городского транспорта, электрораспределительных систем в технологическом оборудовании во всех отраслях народного хозяйства.

Посетите нашу экспозицию на выставке «Электро—72» в Москве — Сокольники, Чехословацкий павильон, где наши работники дадут вам подробную информацию.

ЗСЭ Прага, Чехословакия, Прага 2, Бланица 28, тел. 256251, телекс 0121179, телеграммы Элком Прага.

З С Э ПРАГА





12—26 июля вам представляется возможность познакомиться с нашим уникальным ассортиментом копировально-размножительного оборудования в работе.

Посетите выставку «Электро—72» в Москве, в Сокольниках. Здесь будут продемонстрированы замечательные возможности наших копировально-размножительных машин.

Вы увидите, как они воспроизводят обычную деловую записку, а также книгу или технический чертеж.

Они способны уменьшить формат копии, передать копию по телефону, увеличивать и печатать микропленки и выполнять целый ряд других заданий.

Вы увидите, как наши машины делают копии непосредственно с оригинала, на обычной бумаге, со скоростью в несколько секунд и выпускают четкие сухие копии в результате всего лишь нажатия кнопки.

Вы узнаете, как копировально-размножительное оборудование Ранк Ксерокс способно усовершенствовать ваше делопроизводство.

Мы уверены, что вы будете довольны.

1) Предварительное определение места повреждения кабеля с помощью приборов LMG/10÷LMG/28.

Примерное расстояние до места повреждения кабеля определяется с помощью эхоимпульсного устройства. При этом место повреждения должно быть таким, чтобы от него было обеспечено отражение импульсов. Это означает, что дефект кабеля меньше или (при обрыве) больше волнового сопротивления кабеля.

Для определения периодически повторяющихся дефектов кабеля применяется синхронизирующий прибор, определяющий время прохождения сигнала от места пробоя до начала кабеля.

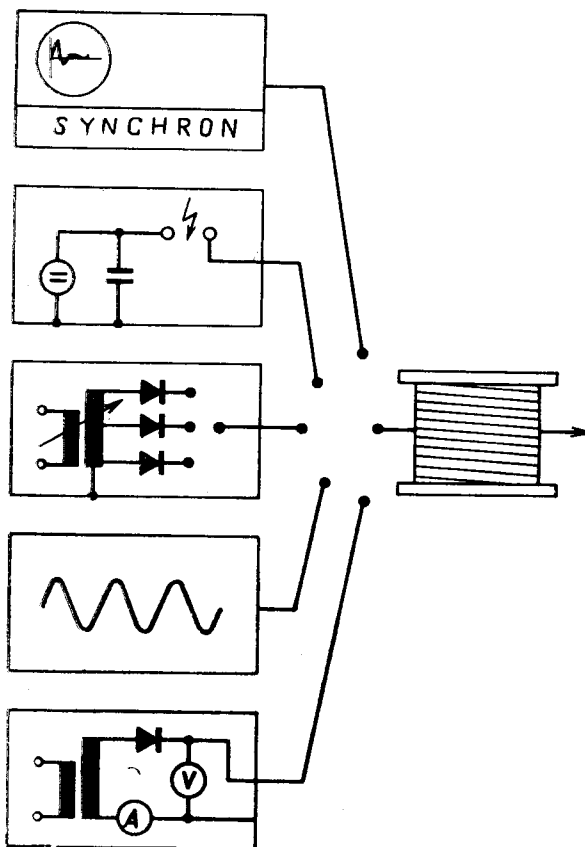
2) Прожигание кабеля приборами ВТ 500, ВТ 2000, ВТ 5000. Неопределенные дефекты кабеля под действием прожигающего прибора переводятся на низкоомное сопротивление. Для предварительного определения места дефекта используется прибор, определяющий время, для окончательного — способ звуковой частоты. Тиристорные прожигающие устройства особенно хорошо подходят для этой цели, причем приборы различных типов используются для различных диапазонов напряжения.

3) Определение дефектов с помощью генераторов ударной волны SWG 180, SWG 400, SWG 1000.

Точное определение места высокоомного и периодически возникающего дефекта осуществляется после предварительного определения с помощью генераторов ударных волн, которые при наличии шума разряжают конденсатор у места дефекта. Производный звук воспринимается микрофоном, что позволяет точно определить место дефекта.

5) Испытания с помощью приборов HPG 6—10—20—50—100—150—260.

Для испытания кабелей используются генераторы высокого напряжения 0—260 кВ. Приборы достаточно мощные, чтобы обеспечить предварительное прожигание дефекта кабеля высокого напряжения. Кроме того, испытательные генераторы используются для питания ударных приборов высокого напряжения.



4) Поиск дефекта с помощью приборов FLS 500, 00, FLS 10/50.

Точное определение места короткого замыкания осуществляется на звуковых частотах различными методами. Одни и те же установки на звуковых частотах можно использовать как для поиска, так и для определения места дефекта. Универсальный приемник этого прибора служит также для акустического определения места пробоя.

SEBA DYNATRONIC D 8601 Baunach/BRD демонстрирует на открытой площадке выставки «Электро—72» измерительные тележки и приборы. Федеративная Республика Германии

Запросы на проспекты и их копии просим направлять по адресу:

Москва, К-31, Кузнецкий мост, 12. Отдел промышленных каталогов ГПНТБ.

Заявки на приобретение товаров иностранного производства направляются организациями министерствам и ведомствам, в ведении которых они находятся.